



TESI DOCTORAL

Títol Disseny de seqüències PN usant algorismes genètics, ajust del control difús i optimització de l'estructura multiresolutiva per a la sincronització d'un receptor DS-SS en canal ionosfèric de llarga distància

Realitzada per Rosa Maria Alsina Pagès

en el Centre Enginyeria i Arquitectura La Salle

i en el Departament Comunicacions i Teoria del Senyal

Dirigida per Joan Claudi Socoró Carrié

Per a en Lluís

*El conocimiento no es una actividad más del sujeto humano,
sino la forma misma de su relación con la realidad*

Carmine di Martino

AGRAÏMENTS

En primer lloc vull donar les gràcies al meu director de tesi, en Joan Claudi. Per tot el temps dedicat, per la guia que m'ha suposat i sobretot, per mostrar-me que el rigor és un factor fonamental en la realització d'una tesi doctoral.

També voldria donar les gràcies al Jose Antonio Morán; si no m'hagués ofert l'any 1998 un treball final de carrera lligat a la seva tesi dins del projecte INTA, amb tota seguretat aquest treball no hauria estat possible.

Gràcies a tots els companys del projecte Antàrtida al llarg dels anys; Pau, Joan Ramon, Raúl, Marc, Carles, David, Ahmed, Simó, Joan, Joan Lluís, Ricard i Maria. Són moltes les mans necessàries perquè l'engranatge funcioni. Gràcies també al *Ministerio de Educación y Ciencia* i a La Salle per donar-me la oportunitat de treballar en el disseny d'aquest enllaç de comunicacions excepcional. Gràcies en especial a la Clàudia, per la passió que va posar sempre en el projecte. Gràcies a en Xavi i a en Xuti per tants bons moments compartits i per tants cafès per aclarir idees. Gràcies a en Xavi Vilasís per tots els diàlegs de recerca. Gràcies a en Sisco per l'encoratjament en la realització d'aquest treball de tesi.

Gràcies a tots els amics, carregats de paciència per la ocupació temporal de la nostra recerca. En especial a en Ramon, a la Llúcia i en Carles, a en Quique i la Mònica, a en Jordi i l'Íngrid, a en Txem i la Maria. Gràcies per la vostra comprensió, heu estat uns quants anys seguint aquest treball i *patint-ne* les conseqüències.

Gràcies als universitaris del CLU, per recordar-me tant sovint què és la Universitat. Gràcies a tots els *masieros*, per tenir un cor tan gran. *Gracias a todos los amigos de Universitas, por su compañía en la vocación universitaria, en especial a Javier Prades, por su exigencia de rigor en el trabajo, y a Pepe y Manoli, por abrirnos su casa y su familia en nuestras visitas relámpago a Madrid. Ringrazio Dima, per avermi insegnato che il modo migliore per vivere l'Università é starci. A Enrico y Graziella, por mostrarme qué es la acogida.* Gràcies a en Jorge i l'Anna per acompanyar-me i per tenir la paciència de seguir assenyalant la lluna quan jo mirava només el dit. *Gracias a Ana por ayudarme a mirar mejor lo que se nos pone delante, sin dar nada por supuesto. Gracias Jose Miguel por estar siempre ahí, por tu juicio justo sobre las cosas, y por no dejar de pedirme que responda a lo que me sucede.*

Gràcies a la Carme i la Montse; ja sabeu que per nosaltres sou la nostra família. Gràcies als meus pares, per donar la seva vida en bona part perquè aquest treball fos possible. Ja sabeu que sense vosaltres no hauríem pogut arribar fins aquí.

Gràcies a la petita Florentina, per fer-me els dies més alegres, i recordar-me constantment l'astorament per les petites coses del dia a dia. M'agrada molt fixar-me en tu i pensar que aquesta mirada de nena petita és la que se'ns demana per viure millor.

Finalment, gràcies Lluís. Gràcies per ser-hi, al dia a dia, i també de forma molt concreta en l'execució d'aquest treball de tesi. Gràcies per tots els sacrificis, i per totes les certeses que hem anat trobant. Els dos sabem que només és una projecció de Quelcom molt més gran.

L'estructura multiresolutiva proposada per Moran [Mor01] té com a objectiu obtenir l'equilibri entre el cost computacional de l'adquisició sèrie i l'eficiència de l'adquisició paral·lela en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa. L'adquisició i el posterior *tracking* són dos processos clau en la desmodulació del senyal d'espectre eixamplat, puix que sense una correcta sincronització aquesta és inviable. L'estructura multiresolutiva mostrà en la seva primera proposta un bon comportament en un canal ionosfèric de 800km [MSJ⁺01], però el problema al que s'enfronta ara és més complex. Un canal ionosfèric des de l'Antàrtida a Catalunya, d'una longitud de 12700km, amb unes condicions de canal més agreujades per la distància i la variabilitat horària de la ionosfera en el trajecte de les ones. És amb aquest objectiu que aquest treball de tesi presenta millores a aquest algorisme d'adquisició i de seguiment amb els ulls posats en el problema a resoldre. S'han dissenyat seqüències PN adaptades a les necessitats de l'estructura multiresolutiva [ABM05, AFSB07] usant estratègies evolutives [Rec73, Sch75] i algorismes genètics [Gol89], demanant a les seqüències pseudoaleatòries l'acompliment de més requisits que els originals de les seqüències PN [Sk188]. D'altra banda, també s'ha dissenyat un sistema d'estimació de la qualitat de l'adquisició i de control basat en lògica difusa [Zad65, Zad73], que permeti donar garanties de la robustesa de l'adquisició [AMS07, AMS09, APMSB12] i alhora, millorar les prestacions de l'estructura reduint-ne el cost computacional. Finalment, s'ha realitzat un refinament del funcionament de l'estructura multiresolutiva [ABSD09], ajustant-ne els paràmetres d'aprenentatge dels filtres adaptatius de la mateixa per al canal ionosfèric i afegint-li la prestació de funcionar com a detector RAKE, que millora la qualitat de les dades desmodulades. Aquests nous dissenys i millores han estat contrastats amb l'estructura multiresolutiva original [Mor01] i amb d'altres algorismes d'adquisició adaptatius basats

en filtres LMS [ET97, HYKH06] i s'ha demostrat que les aportacions realitzades en aquest treball permeten obtenir un millor rendiment en les condicions de transmissió abordades.

La estructura multiresolutiva propuesta por Moran [Mor01] tiene como objetivo obtener el equilibrio entre el coste computacional de la adquisición serie y la eficiencia de la adquisición paralela en sistemas de espectro ensanchado de secuencia directa. La adquisición y el posterior *tracking* son dos procesos clave en la demodulación de la señal de espectro ensanchado, puesto que sin una correcta sincronización ésta es inviable. La estructura multiresolutiva mostró en su primera propuesta un buen comportamiento en un canal ionosférico de 800km [MSJ⁺01], pero el problema al que se enfrenta ahora es más complejo. Un canal ionosférico desde la Antártida a Catalunya, con una longitud de 12700km, con unas condiciones de canal más agravadas por la distancia y la variabilidad horaria de la ionosfera en el trayecto de las ondas. Con este objetivo, este trabajo de tesis presenta mejoras a este algoritmo de adquisición y de seguimiento con la mirada puesta en el problema a resolver. Se han diseñado secuencias PN adaptadas a las necesidades de la estructura multiresolutiva [ABM05, AFSB07] usando estrategias evolutivas [Rec73, Sch75] y algoritmos genéticos [Gol89], pidiendo a las secuencias pseudoaleatorias más requisitos que los habituales en las secuencias PN [Sk188]. Por otro lado, también se ha diseñado un sistema de estimación de la calidad en la adquisición y de control basado en lógica difusa [Zad65, Zad73], que permita dar garantías de la robustez en la adquisición [AMS07, AMS09, APMSB12] y a su vez, mejorar las prestaciones de la estructura reduciendo el coste computacional. Finalmente, se ha realizado un ajuste del funcionamiento de la estructura multiresolutiva [ABSD09], ajustandose los parámetros de aprendizaje de los filtros adaptativos para el canal ionosférico y añadiendo la prestación de funcionar como detector RAKE, que mejora la calidad de los datos demodulados. Estos nuevos diseños y mejoras se han contrastado con la estructura multiresolutiva original [Mor01] y con otros

algoritmos de adquisición adaptativos basados en filtros LMS [ET97, HYKH06] y se ha demostrado que las aportaciones realizadas en este trabajo permiten obtener un mejor rendimiento en las condiciones de transmisión abordadas.

ABSTRACT

The multiresolutive structure proposed by Moran [Mor01] attempts to reach a compromise between the computational cost of serial acquisition schemes and acquisition efficiency of parallel systems in direct-sequence spread spectrum acquisition. Acquisition and subsequent *tracking* are two key processes in the signal demodulation, since without proper synchronization demodulation is impossible. The multiresolutive structure in Moran's first proposal showed a good performance on an ionospheric channel of 800km [MSJ⁺01], but the problem we face now is more complex. A ionospheric radio channel from the Antarctica to Catalonia, 12700km in length, with worsen channel conditions due to distance and time variability of the ionosphere along the paths of the radiowaves. This thesis presents improvements to this algorithm acquisition and tracking system in the aim of facing those hard channel conditions. PN sequences are designed to satisfy the needs of the multiresolutive structure [ABM05, AFSB07] using evolutionary strategies [Rec73, Sch75] and genetic algorithms [Gol89], through adding more requirements than is usually demanded [Sk188]. On the other hand, a fuzzy logic [Zad65, Zad73] control block has been implemented to estimate the quality of acquisition and control, evaluate the robustness of the acquisition [AMS07, AMS09, APMSB12] and improve the performance of the structure by reducing its computational load. Finally, the multiresolutive structure has been adjusted [ABSD09], setting new values for the adaptive filter convergence parameters that refer to the ionospheric radio channel and improving the demodulated data using a RAKE detector. The new multiresolutive structure has been compared to the original multiresolutive structure [Mor01] and to other LMS-based adaptive acquisition algorithms [ET97, HYKH06]. The results show that the new multiresolutive structure is competitive when comparing the original structure and also in relation to other adaptive acquisition

algorithms found in state-of-the-art.

Índex de figures	XXI
Índex de taules	XLIII
Glossari	XLV
Nomenclàtor	XLVII
I Introducció i estat de l'art	1
1 Introducció i objectius	3
1.1 Introducció	3
1.2 Marc de treball	4
1.2.1 Objectius del projecte	4
1.2.2 Enllaç Antàrtida - Roquetes	5
1.2.3 Definicions generals i disseny del transceptor	6
1.3 Objectius	7
1.3.1 Refinament de l'estructura multiresolutiva	8
1.3.2 Seqüències PN adaptades a l'estructura multiresolutiva	9

1.3.3	Mesura de la qualitat de l'adquisició de l'estructura i reducció del cost computacional	9
1.4	Resum de les contribucions	10
1.5	Descripció de la tesi	10
2	El canal ionosfèric i l'enllaç de dades	13
2.1	Introducció	13
2.2	La ionosfera	14
2.2.1	Descripció	14
2.2.2	Morfologia	14
2.2.3	Pertorbacions a la ionosfera	15
2.3	Propagació ionosfèrica	16
2.3.1	Índex de refracció	16
2.3.2	Intercanvi d'energia entre medi i ona	18
2.3.3	Traducció a la morfologia ionosfèrica	18
2.4	Anàlisi de la ionosfera i disponibilitat	19
2.4.1	El receptor	19
2.4.2	Màxima disponibilitat	20
2.4.3	Dispersió temporal	20
2.4.4	Dispersió freqüencial	20
2.4.5	Conclusions	21
2.5	Models de simulació	21
2.5.1	Resum de sondeig i de caracterització del canal	22
2.5.2	Resum dels escenaris escollits per a la simulació	23
2.5.3	Funcions de <i>scattering</i> i respostes impulsional dels escenaris escollits	26
2.5.4	Dades gràfiques del canal ionosfèric real Antàrtida - Roquetes	33
2.6	Conclusions	40
3	Fonaments	43
3.1	Els sistemes d'espectre eixamplat	44

3.1.1	Evolució dels sistemes d'espectre eixamplat	44
3.1.2	L'espectre eixamplat de seqüència directa	48
3.1.3	Formes de senyalització en DS-SS	53
3.2	La sincronització temporal en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa	55
3.2.1	L'adquisició i el <i>tracking</i> en DS-SS	56
3.2.2	Sistemes sèrie i paral·lel	56
3.2.3	Sistemes de <i>tracking</i>	60
3.2.4	Sistemes d'adquisició adaptatius	63
3.3	Les famílies de seqüències PN existents	66
3.3.1	Seqüències m	66
3.3.2	Seqüències Gold [Gol68]	67
3.3.3	Seqüències Walsh-Hadamard [And70, Wel74]	68
3.3.4	Seqüències Kasami [Kas66]	69
3.4	La detecció en DS-SS	70
3.4.1	L'estructura RAKE per a l'aprofitament del multicamí	70
3.5	El control en l'adquisició	76
3.5.1	Control lineal	76
3.5.2	Control no lineal	78
3.6	Fonaments d'algorismes genètics	81
3.6.1	Els algorismes evolutius	81
3.6.2	Aplicacions dels algorismes evolutius a les comunicacions	85
3.7	Conclusions	86
4	Adquisició i <i>tracking</i> de sistemes DS-SS	87
4.1	Filtres adaptatius per a l'adquisició i el <i>tracking</i> en canals Rayleigh	88
4.1.1	L'algorisme proposat per a l'adquisició	88
4.1.2	La resposta impulsional ideal dels filtres adaptatius	91
4.1.3	El <i>tracking</i> amb filtres adaptatius	93

4.1.4	Avaluació del funcionament	95
4.2	Estructura multiresolutiva d'adquisició i <i>tracking</i>	95
4.2.1	<i>Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition</i> [Mor01, MSAT03]	96
4.2.2	<i>Multiresolutive Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition</i> [MS] ⁺ 01]	97
4.3	Algorisme d'adquisició usant una estructura paral·lela de subfiltres	102
4.3.1	Descripció del sistema	102
4.3.2	Anàlisi de resultats	107
4.4	Control adaptatiu del llindar per a sistemes d'adquisició sèrie	108
4.4.1	Detall de la proposta	108
4.4.2	Avaluació del funcionament de l'estructura	110
4.5	Punts forts i febles de les propostes presentades: motius de comparació	110
4.5.1	Punts forts i punts febles de la proposta de Tarhuni [ET97]	111
4.5.2	Punts forts i punts febles de la proposta de Moran [Mor01]	111
4.5.3	Punts forts i punts febles de la proposta de Takki Yu [HYKH06]	112
4.6	Metodologia d'ajust i mesura de l'adquisició	113
4.6.1	Ajust de paràmetres de convergència de l'estructura	113
4.6.2	Disseny de filtres estàtics	115
4.6.3	Disseny de seqüències PN	115
4.6.4	Disseny del sistema de control	116
4.6.5	Aprofitament de la diversitat temporal	116
4.6.6	Mesura de la comparació amb altres algorismes	117
4.6.7	Mesures sobre dades reals	118
4.7	Conclusions	118
II	Contribucions	119
5	L'estructura multiresolutiva d'adquisició i <i>tracking</i>	121
5.1	Introducció	121
5.2	Objectius de millora de l'estructura multiresolutiva	122

5.3	Evolució de l'estructura multiresolutiva	122
5.4	La delmació	123
5.4.1	El disseny del filtre antialiasing	125
5.4.2	El procés de delmació	128
5.5	Els filtres adaptatius	129
5.5.1	Optimització del valor del paràmetre μ per a l'entorn de treball	130
5.6	El filtrat <i>exponential smoothing</i>	140
5.6.1	Anàlisi freqüencial del filtrat <i>exponential smoothing</i>	140
5.6.2	Optimització del paràmetre β per a l'entorn de treball	141
5.7	Localització del màxims per a aprofitar la diversitat multicamí	153
5.7.1	Reconstrucció de la posició	154
5.7.2	Tècniques de diversitat temporal	155
5.8	El <i>tracking</i> en la mateixa estructura	158
5.8.1	Millores del <i>tracking</i> del sistema	158
5.8.2	L'estabilitat del <i>tracking</i>	159
5.9	El conformador de pols en <i>raised cosine</i>	160
5.9.1	La modulació d'amplitud de pols	160
5.9.2	Comparativa del <i>raised cosine</i> per a diferents valors d' α	161
5.10	Resultats comparatius de les millores realitzades	173
5.10.1	Mesura de la qualitat dels resultats	174
5.10.2	Comparativa de l'estructura multiresolutiva respecte a la proposta de Moran [Mor01] en dades simulades	174
5.10.3	Comparativa de l'estructura multiresolutiva respecte a la proposta de Moran [Mor01] en dades reals	177
5.11	Conclusions	194
6	Disseny de les seqüències pseudoaleatòries	199
6.1	Introducció	199
6.2	Requisits de l'estructura multiresolutiva	200
6.2.1	Balancejat	200

6.2.2	Autocorrelació i correlació creuada	201
6.3	Aproximacions prèvies a la solució	204
6.3.1	Primera aproximació [ABM05]	205
6.3.2	Segona aproximació [AFSB07]	209
6.4	Disseny de la solució	214
6.4.1	L'algorisme genètic per a l'obtenció de les seqüències GA	214
6.4.2	Algorisme Genètic per a la generació de les famílies de seqüències GA - 2, 4 i 8 usuaris	221
6.4.3	Resultats i convergència	223
6.5	Resultats comparatius a les seqüències PN clàssiques en termes de satisfac- ció de les restriccions de l'estructura	232
6.5.1	Resultats en termes de mesura de <i>fitness</i>	232
6.5.2	Resultats en termes d'autocorrelació	234
6.5.3	Resultats en termes de correlació creuada	238
6.6	Validació de la hipòtesi inicial i funcionament de l'estructura multiresoluti- va per les seqüències GA dissenyades	240
6.6.1	Estudi i validació de la hipòtesi inicial	241
6.6.2	Funcionament de l'estructura multiresolutiva	244
6.6.3	Generació d'una funció de descriptiva del comportament de l'estruc- tura amb les seqüències GA	252
6.6.4	Tractament de les dades per al disseny d'una nova funció de <i>FE</i>	254
6.7	SeqGA vs. Seqüències tradicionals: comparativa de funcionament de l'es- tructura multiresolutiva	280
6.8	Conclusions	288
7	El control de l'estructura	295
7.1	Introducció	295
7.2	Aproximacions prèvies a la solució en un canal amb soroll blanc gaussià	296
7.2.1	L'estimador d'adquisició usant lògica difusa	296
7.2.2	Resultats	300

7.2.3	Conclusions	302
7.3	Ajust de l'estimador difús en un canal dispersiu en el temps	303
7.3.1	Variables d'entrada	303
7.3.2	Conjunts difusos d'entrada	304
7.3.3	Variables de sortida	309
7.3.4	Conjunts difusos de sortida	312
7.3.5	Proves i resultats per a un sol camí principal	313
7.4	El sistema decisional de l'estructura multiresolutiva	324
7.4.1	Disminució del temps de computació	324
7.4.2	Disseny de l'estructura RAKE per a la detecció final	331
7.5	Resultats de funcionament comparat	350
7.5.1	Ajust previ pels esquemes de El-Tarhuni i Takki	351
7.5.2	Comparació en termes de % d'adquisició i de <i>tracking</i>	355
7.5.3	Comparació en termes de temps que triga en adquirir-se	359
7.5.4	Comparació en termes de BER	361
7.5.5	Comentaris finals	361
7.6	Conclusions	364
III Conclusions		369
8	Conclusions i línies de futur	371
8.1	Acompliment d'objectius	371
8.1.1	Refinament de l'estructura multiresolutiva	371
8.1.2	Disseny de les seqüències GA	373
8.1.3	Control de l'estructura multiresolutiva	375
8.2	Reflexions i línies de futur	378
8.2.1	Millora de l'estructura multiresolutiva	378
8.2.2	Disseny de seqüències GA	379
8.2.3	Control de l'estructura multiresolutiva	380

8.2.4	Adaptació a la recepció en temps real de dades del canal antàrtic . . .	381
IV	Apèndix	383
A	Publicacions resultat d'aquest treball de tesi	385
A.1	Publicacions de les millores de l'estructura multiresolutiva	385
A.2	Publicacions del disseny de les seqüències GA	387
A.3	Publicacions del disseny del control de l'estructura multiresolutiva	388
B	Els filtres adaptatius LMS	391
B.1	Diferents tipus de filtres adaptatius	392
B.2	Longitud dels filtres adaptatius	393
B.3	Convergència del filtre LMS	393
B.3.1	Solució del filtre de Wiener en el cas ideal	394
B.3.2	Solució del filtre de Wiener en el cas de tenir soroll blanc	394
B.3.3	Solució del filtre de Wiener en el cas de soroll i multicamí	397
B.3.4	Convergència del filtre LMS	399
B.4	Adaptació de nomenclatura per a l'estructura multiresolutiva	404
C	Resultats complets de la convergència de μ i β	407
C.1	Optimització del paràmetre μ	407
C.1.1	Resultats per a la longitud 100	407
C.1.2	Resultats per a la longitud 600	408
C.2	Optimització del paràmetre β	417
C.2.1	Resultats per a la longitud 100	417
C.2.2	Resultats per a la longitud 600	417
D	Avaluació intermèdia de les millores realitzades en l'estructura multiresolutiva	427
E	Seqüències GA1 per a un entorn multiusuari	433
E.1	Resultats d'evolució del <i>fitness</i> en les famílies GA de 4 i 8 individus	433

E.1.1	Família de 4 seqüències	433
E.1.2	Família de 8 seqüències	434
E.2	Resultats comparatius a les seqüències PN clàssiques en termes de satisfacció de restriccions de l'estructura	437
E.2.1	Resultats en termes d'autocorrelació	437
E.2.2	Resultats en termes de correlació creuada	438
F	Resultats dels testos estadístics de les seqüències GA	443
G	Estudi del millor <i>FE</i>, de la millor normalització i del millor algorisme de regressió	457
G.1	Millor normalització	457
G.2	Millor algorisme de regressió	460
G.3	Millor <i>FE</i>	461
G.4	Els pesos (o <i>features</i>) resultants	462
H	Prevaluació de les noves seqüències GA proposades	471
H.1	Noves funcions de <i>fitness</i>	471
H.1.1	Càlcul de les noves components per a la funció de <i>fitness</i>	471
H.1.2	Disseny del <i>fitness</i> de la seqüència NGA1	474
H.1.3	Disseny del <i>fitness</i> de la seqüència NGA2	475
H.2	Resultats de <i>fitness</i> per a cada una de les famílies	475
H.2.1	Família NGA1	475
H.2.2	Família NGA2	475
I	Compendi de regles lingüístiques dels sistemes d'estimació i de control basats en lògica difusa	479
I.1	Definició de regles lingüístiques	479
I.2	Regles de a la primera proposta d'estimador difús per a canals amb esvaïments ràpids	480
I.3	Regles de a la proposta definitiva d'estimador difús per als escenaris del canal ionosfèric	482

J	Comparativa de costos computacionals dels sistemes d'adquisició comparats	485
---	---	-----

ÍNDIX DE FIGURES

2.1	Funció de <i>scattering</i> i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l' <i>escenari 0</i>	28
2.2	Funció de <i>scattering</i> i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l' <i>escenari 1</i>	29
2.3	Funció de <i>scattering</i> i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l' <i>escenari 2</i>	31
2.4	Funció de <i>scattering</i> i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l' <i>escenari 3</i>	32
2.5	Resultats per a les dades rebudes l'01 de febrer de 2008 a les 00:08. La SNR mesurada sobre el fitxer de dades és del voltant de -10dB.	34
2.6	Resultats per a les dades rebudes l'01 de febrer de 2008 a les 00:48. La SNR mesurada sobre el bloc de dades rebut és de -8.5dB.	36
2.7	Resultats per a les dades rebudes el 02 de febrer de 2008 a les 01:52. La SNR mesurada sobre el bloc de dades és de -13dB.	37
2.8	Resultats per a les dades rebudes el 02 de febrer de 2008 a les 01:47. La SNR mesurada sobre el bloc de dades és de -13dB.	39
3.1	Modulador d'espectre eixamplat de seqüència directa	48
3.2	Sistema d'adquisició sèrie	58
3.3	Sistema d'adquisició paral·lel	59

3.4	<i>Non-Coherent Delay-Lock Tracking Loop</i>	60
3.5	<i>Non-Coherent Tau-Dither Early-Late Tracking Loop</i>	62
3.6	<i>Double Dither Delay Locked Loop</i>	63
3.7	Registre de desplaçament de m etapes amb realimentació lineal	66
3.8	Generació de seqüències Gold de longitud 31	68
3.9	Comparació entre els espectres d'una seqüència Walsh i d'una seqüència m	69
3.10	Receptor RAKE coherent W-CDMA de 4 dits, amb combinació a nivell de símbol	73
3.11	Receptor RAKE coherent W-CDMA de 4 dits, amb recombinació a nivell de xip	74
3.12	Estimació de canal ajudada per dades (DA)	75
3.13	Sistema de control en llaç tancat o realimentat	77
3.14	Esquema d'un controlador PID (<i>Proportional Integral Derivative</i>)	78
3.15	Exemples de funcions de pertinença: <i>gaussmf</i> és una funció de pertinença gaussiana, <i>dsigmf</i> és una funció de pertinença generat amb la diferència de dues sigmoïdals, <i>gbellmf</i> és una campana generalitzada, <i>trapmf</i> és una funció de pertinença trapezoidal, <i>trimf</i> és una funció de pertinença triangular, i finalment, <i>sigmf</i> és una funció de pertinença sigmoïdal.	79
4.1	Sistema d'adquisició de DS-SS basat en filtre adaptatiu proposat en [ETS96a, ET97]	89
4.2	Sistema de <i>tracking</i> de DS-SS basat en filtre adaptatiu [ETS98d]	94
4.3	Transició entre els diferents estats del <i>tracking</i>	95
4.4	Sistema <i>Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition</i> [MSAT03] en el senyal banda base d'entrada	96
4.5	Sistema <i>Multiresolutive Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition</i> [MSJ ⁺ 01]	98
4.6	Estructura adaptativa amb banc de subfiltres [HYKH06]	103
4.7	Estructura dels filtres adaptatius	103
4.8	Regió d'incertesa per a la situació d'hipòtesi H_1	105
4.9	Valors dels coeficients dels subfiltres adaptatius	105
4.10	Sistema d'adquisició de DS-SS doble <i>dwell</i> amb llindar variable	109

5.1	Estructura bàsica del receptor multiresolutiu	124
5.2	Estructura multiresolutiva amb detall	124
5.3	Comparativa dels filtres IIR. Tots quatre són d'ordre 5, amb la mateixa freqüència de tall, assumint que l'eix OX de freqüència està normalitzat a la freqüència de Nyquist.	126
5.4	Resposta en freqüència del filtre <i>antialiasing</i> de tipus Butterworth per a diferents valors del factor de delmació N (o el que és el mateix, l' <i>up factor</i>) . . .	127
5.5	Resposta en freqüència del filtre <i>antialiasing</i> de tipus Butterworth per a diferents ordres Ψ del filtre per a un factor de delmació de N	127
5.6	<i>Escenari 0</i> - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	132
5.7	<i>Escenari 0</i> - Temps que el sistema es troba en la posició de <i>tracking</i> correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	132
5.8	<i>Escenari 0</i> - Temps total que el sistema dedica a adquirir-se o que roman adquirit (sobre el màxim de temps simulat)	134
5.9	<i>Escenari 0</i> - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació .	134
5.10	<i>Escenari 1</i> - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	135
5.11	<i>Escenari 1</i> - Temps que el sistema es troba en la posició de <i>tracking</i> correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	135
5.12	<i>Escenari 1</i> - Temps total que el sistema dedica a adquirir-se o que roman adquirit (sobre el màxim de temps simulat)	136
5.13	<i>Escenari 1</i> - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació .	136
5.14	<i>Escenari 2</i> - Temps que el sistema es troba en la posició de <i>tracking</i> correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	137
5.15	<i>Escenari 2</i> - Temps que triga a adquirir-se (mesura sobre 100, que és el total del temps de simulació)	137
5.16	<i>Escenari 3</i> - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	139
5.17	<i>Escenari 3</i> - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació .	139
5.18	Diagrama de blocs del filtre <i>exponential smoothing</i>	141

5.19	Funció de transferència del filtre <i>exponential smoothing</i>	142
5.20	<i>Escenari 0</i> - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	144
5.21	<i>Escenari 0</i> - Temps que el sistema es troba en la posició de <i>tracking</i> correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	144
5.22	<i>Escenari 0</i> - Temps total que el sistema dedica a adquirir-se o que roman adquirit (sobre el màxim de temps simulat)	146
5.23	<i>Escenari 0</i> - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació .	146
5.24	<i>Escenari 1</i> - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	147
5.25	<i>Escenari 1</i> - Temps que el sistema es troba en la posició de <i>tracking</i> correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	147
5.26	<i>Escenari 1</i> - Temps total que el sistema dedica a adquirir-se o que roman adquirit (sobre el màxim de temps simulat)	148
5.27	<i>Escenari 1</i> - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació .	148
5.28	<i>Escenari 2</i> - Temps que el sistema es troba en la posició de <i>tracking</i> correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	149
5.29	<i>Escenari 2</i> - Temps que triga a adquirir-se (mesura sobre 100, que és el total del temps de simulació)	149
5.30	<i>Escenari 3</i> - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)	151
5.31	<i>Escenari 3</i> - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació .	151
5.32	Estructura multiresolutiva modificada amb aprofitament de la diversitat temporal (veure l'estructura original a la figura 5.2)	156
5.33	Filtre adaptatiu de <i>tracking</i>	159
5.34	Resposta impulsional d'un <i>raised cosine</i> per diferents valors d' α . L'eix de les abscisses està normalitzat de tal manera que els extrems de la gràfica siguin unitaris, però cada un dels passos per zero correspon a una distància sencera de T_c	161
5.35	Resposta en freqüència d'un <i>raised cosine</i> per diferents valors d' α . La gràfica que es mostra està normalitzada, però la freqüència de tall fixada a 0.5 correspon just a $\frac{1}{2T_c}$	162

5.36	Discussió del valor d' α del <i>raised cosine</i> en funció de la desviació de l'ample de banda i de l'amplitud del lòbul lateral en temps	164
5.37	<i>Probabilitat d'adquisició correcta</i> del sistema amb adquisició i <i>tracking</i> amb els paràmetres $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents als quatre escenaris variant el valor del <i>roll-off</i> del <i>raised cosine</i>	165
5.38	<i>Temps mitjà que roman adquirit</i> del sistema amb adquisició i <i>tracking</i> amb els paràmetres $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents als quatre escenaris variant el valor del <i>roll-off</i> del <i>raised cosine</i> . El resultat es presenta en tant per cent % sobre el total del temps simulat.	166
5.39	<i>Nombre de vegades que s'adquireix</i> del sistema amb adquisició i <i>tracking</i> amb els paràmetres $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents als quatre escenaris variant el valor del <i>roll-off</i> del <i>raised cosine</i>	167
5.40	Comparativa de vegades que s'adquireix en funció d' α i per a tots els valors de SNR amitjanats sense usar filtre antialiasing	168
5.41	<i>Probabilitat d'adquisició correcta</i> amb el sistema d'adquisició i de <i>tracking</i> amb els paràmetres $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents als quatre escenaris variant el valor del <i>roll-off</i> del <i>raised cosine</i>	170
5.42	<i>Temps mitjà que roman adquirit</i> amb el sistema d'adquisició i <i>tracking</i> amb els paràmetres $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents als quatre escenaris variant el valor del <i>roll-off</i> del <i>raised cosine</i> . El resultat es presenta en tant per cent % sobre el total del temps simulat.	171
5.43	<i>Nombre de vegades que s'adquireix</i> del sistema amb adquisició i <i>tracking</i> amb els paràmetres $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents als quatre escenaris variant el valor del <i>roll-off</i> del <i>raised cosine</i>	172
5.44	Comparativa del nombre de vegades que s'adquireix en funció d' α i per a tots els valors de SNR amitjanats usant filtre antialiasing	173
5.45	<i>Sistema millorat vs. Sistema original [Mor01]</i> $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$: Per a cada gràfica es mostren els resultats corresponents als quatre escenaris (començant per la part superior en l' <i>escenari 0</i> , i finalment a baix l' <i>escenari 3</i>), respecte a les probabilitats d'estar en les posicions d'adquisició i de <i>tracking</i> correctes.	176

- 5.46 *Sistema millorat vs. Sistema original [Mor01] $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$* : Per a cada gràfica es mostren els resultats corresponents als quatre escenaris (començant per la part superior en l'*escenari 0*, i finalment a baix l'*escenari 3*), respecte als temps d'adquisició i als temps que roman adquirit. Aquest resultat de temps es presenta en tant per cent % sobre el temps total de simulació. 178
- 5.47 *Sistema millorat vs. Sistema original [Mor01] $\mu = 0.001$, $\beta = 0.001$* : Per a cada gràfica es mostren els resultats corresponents als quatre escenaris (començant per la part superior en l'*escenari 0*, i finalment a baix l'*escenari 3*), respecte al nombre de vegades que s'adquireix 179
- 5.48 Comparativa de l'evolució dels filtres adaptatius, tant d'adquisició com de *tracking*, per a un bloc concret de dades (dia 01-02-2008 hora 02:08), per el *Sistema Millorat* (cas RALSINA) vs. el *Sistema Original* (cas MORAN) [Mor01] 183
- 5.49 Comparativa de l'evolució dels filtres adaptatius, tant d'adquisició com de *tracking*, per a un bloc concret de dades (dia 01-02-2008 hora 04:06), per el *Sistema Millorat* (cas RALSINA) vs. el *Sistema Original* (cas MORAN) [Mor01] 184
- 5.50 Comparativa de l'evolució dels filtres adaptatius, tant d'adquisició com de *tracking*, per a un bloc concret de dades (dia 02-02-2008 hora 01:50), per el *Sistema Millorat* (cas RALSINA) vs. el *Sistema Original* (cas MORAN) [Mor01] 186
- 5.51 Comparativa de l'evolució dels filtres adaptatius, tant d'adquisició com de *tracking*, per a un bloc concret de dades (dia 02-02-2008 hora 01:54), per el *Sistema Millorat* (cas RALSINA) vs. el *Sistema Original* (cas MORAN) [Mor01] 188
- 5.52 Error mig comès per l'*estructura multiresolutiva millorada* (cas RALSINA) i per l'*estructura original* (cas MORAN) [Mor01] per a tots els símbols de canal en els que la correlació fa una bona estimació del punt d'adquisició. La comparativa es fa en mostres del senyal en recepció, per tant, contempla tot el nombre de mostres per xip. 189
- 5.53 Boxplot dels valors de l'error comès per l'*estructura multiresolutiva millorada* (cas RALSINA) i per la *proposta original* (cas MORAN) [Mor01] 190
- 5.54 Temps mig que triga a adquirir-se i temps mig que es manté adquirit, tant per l'*estructura multiresolutiva millorada* (cas RALSINA) com per la *proposta original* de Moran (cas MORAN [Mor01]). La mesura es realitza amb el nombre mig de mostres que triga a adquirir-se cada un dels sistemes dins de cada bloc de dades rebudes. 192

5.55	Boxplot dels valors de l'error comès per l'estructura multiresolutiva millorada (cas RALSINA) i per la proposta original de Moran (cas MORAN [Mor01]) . . .	192
5.56	Nombre de vegades que s'adquireix per a una SNR concreta, tant per l'estructura multiresolutiva millorada (cas RALSINA) com per la proposta original de Moran (cas MORAN [Mor01])	193
5.57	Boxplot del nombre de vegades que s'adquireix per l'estructura multiresolutiva millorada (cas RALSINA) i per la proposta original de l'estructura de Moran (cas MORAN[Mor01])	194
6.1	Valors de <i>fitness</i> de les tres famílies de seqüències PN	208
6.2	Valors de les correlacions creuades de les versions delmades de les tres famílies de seqüències PN	208
6.3	Valors de l'autocorrelació i de la correlació creuada per les seqüències completes per als tres jocs de seqüències (Gold, Walsh-Hadamard i EA)	212
6.4	Valors de l'autocorrelació i de la correlació creuada de les seqüències delmades per als tres jocs de seqüències (Gold, Walsh-Hadamard i EA)	213
6.5	Valors de <i>fitness</i> de les seqüències de la família GA1 resultants, ordenats per ordre creixent de <i>fitness</i> , de millor a pitjor. La gràfica superior és la que presenta tots els resultats de <i>fitness</i> de totes les seqüències generades, i la inferior és un zoom del <i>fitness</i> de les 50 millors seqüències.	224
6.6	Evolució del millor individu en funció del número de generació de l'algorisme genètic entre les 1000 poblacions llançades en el cas de que el GA funciona amb <i>creuament</i> i selecció per ruleta	225
6.7	Evolució del millor individu en funció del número de generació de l'algorisme genètic entre les 1000 poblacions llançades en el cas de que el GA funciona amb <i>creuament</i> i selecció per torneig	226
6.8	Evolució del millor individu entre les 1000 poblacions llançades en el cas de que l'algorisme genètic funciona amb <i>creuament ad hoc</i> i selecció per ruleta	226
6.9	Evolució del millor individu en funció del número de generació de l'algorisme genètic entre les 1000 poblacions llançades en el cas de que el GA funciona amb <i>creuament ad hoc</i> i selecció per torneig	227

6.10	Comparativa del comportament per a les quatre variants de l'algorisme genètic engegades per tal d'obtenir les seqüències GA1, ordenades de millor a pitjor <i>fitness</i> . En aquest cas no es contemplen les generacions, puix que s'assumeix que els diversos GA ja han convergit. Es pren, doncs, l'individu resultant de cada genètic amb el millor <i>fitness</i> possible.	228
6.11	Boxplot del nombre de generacions necessàries per a la convergència en cadascun dels mètodes usats en l'algorisme genètic per a la generació de la seqüència GA1, durant les 1000 iteracions de l'algorisme genètic.	229
6.12	Valors de <i>fitness</i> de les seqüències GA2 resultats, ordenats per ordre creixent de <i>fitness</i> , de millor a pitjor	230
6.13	Evolució de les components del <i>fitness</i> de cada seqüència en la família de 2 seqüències per a les 2000 generacions de l'estratègia evolutiva	231
6.14	Evolució de les components del <i>fitness</i> i del <i>fitness</i> de la millor seqüència generada pel GA en la família de 2 seqüències (la que a la figura 6.13 presenta un <i>fitness</i> més baix) en les seves 1000 generacions	231
6.15	Valors de <i>fitness</i> de les cinc famílies de seqüències PN	233
6.16	(Una sola seqüència - GA1) <i>Boxplot</i> dels valors de <i>fitness</i> dels elements de cada família de les seqüències PN	235
6.17	(Una sola seqüència - GA2) <i>Boxplot</i> dels valors de <i>fitness</i> dels elements de cada família de les seqüències PN	235
6.18	(Una sola seqüència) Comparativa dels valors d'autocorrelació (seqüència sencera i subseqüències) i de la correlació creuada entre les subseqüències de les diferents famílies	236
6.19	(Una sola seqüència) Comparativa dels valors de l'autocorrelació de la seqüència sencera en les 18 millors seqüències de cada família	236
6.20	Resultats en termes d'autocorrelació per a grups de dues seqüències	238
6.21	(Una sola seqüència) Comparativa dels valors de la correlació creuada de les seqüències delmades en les 18 millors seqüències de cada família	239
6.22	Resultats en termes de correlació creuada per a grups de dues seqüències	240
6.23	Probabilitat d'adquisició correcta per a cada seqüència GA1 dissenyada - 24 primers millors <i>fitness</i> (seqüències de la 1 a la 24). En l'eix OY hi ha l'escenari, i en l'eix OX la SNR.	246

6.24 Probabilitat d'adquisició correcta per a cada seqüència GA1 dissenyada - 24 segons millors <i>fitness</i> (seqüències de la 25 a la 48). En l'eix OY hi ha l'escenari, i en l'eix OX la SNR.	247
6.25 Probabilitat d'adquisició correcta per a cada seqüència GA1 dissenyada - mostreig discret de <i>fitness</i> (marge de seqüències de la 1 a la 3501). En l'eix OY hi ha l'escenari, i en l'eix OX la SNR.	248
6.26 Probabilitat d'adquisició correcta per a cada seqüència GA2 dissenyada - 24 primers millors <i>fitness</i> (seqüències de la 1 a la 24). En l'eix OY hi ha l'escenari, i en l'eix OX la SNR.	249
6.27 Probabilitat d'adquisició correcta per a cada seqüència GA2 dissenyada - 24 segons millors <i>fitness</i> (seqüències de la 25 a la 48). En l'eix OY hi ha l'escenari, i en l'eix OX la SNR.	250
6.28 Probabilitat d'adquisició correcta per a cada seqüència GA2 dissenyada - mostreig discret de <i>fitness</i> (marge de seqüències de la 1 a la 3501). En l'eix OY hi ha l'escenari, i en l'eix OX la SNR.	251
6.29 Resultats dels sis <i>FE</i> nous dissenyats per a l'avaluació del comportament de les seqüències GA1 i GA2 (marge de seqüències de la 1 a la 3501)	255
6.30 Valors calculats de l'autocorrelació (tant mitjans com màxims) per a generar la matriu de costos. En l'eix OX, l'índex de la seqüència GA i en l'eix OY els valors d'autocorrelació màxima (deixant a banda el valor d'autocorrelació quan $\tau = 0$)	258
6.31 Valors calculats de la correlació creuada intraseqüència (tant mitjans com màxims - excepte pel valor de $\tau = 0$, tal i com s'ha indicat a l'equació 6.11 per a les seqüències GA1 i a l'equació 6.6 per a les seqüències GA2) per a generar la matriu de costos	260
6.32 Distribució teòrica dels <i>runs</i> de la seqüència (longitud 128) i la subseqüència (A) (longitud 32)	261
6.33 Càlculs dels <i>runs</i> de les seqüències GA1 per a cada una de les seqüències escollides (eix OX) i el nombre de <i>runs</i> (eix OY)	262
6.34 Càlculs dels <i>runs</i> de les subseqüències (A) de les seqüències GA1 per a cada una de les seqüències escollides (eix OX) i el nombre de <i>runs</i> (eix OY)	262
6.35 Càlculs dels <i>runs</i> de les seqüències GA2 per a cada una de les seqüències escollides (eix OX) i el nombre de <i>runs</i> (eix OY)	263

6.36	Càlculs dels <i>runs</i> de les subseqüències (A) de les seqüències GA2 per a cada una de les seqüències escollides (eix OX) i el nombre de <i>runs</i> (eix OY)	263
6.37	Càlculs de l'error quadràtic mig de la distribució de <i>runs</i> de cada seqüència (seqüència i subseqüència (A)) respecte de les distribucions ideals, mostrades a la figura 6.32. A l'eix OX l'índex de la seqüència, i a l'eix OY l'error quadràtic mig de la distribució de <i>runs</i>	264
6.38	Suma del nombre de <i>runs</i> (seqüència i subseqüència (A)). A l'eix OX l'índex de la seqüència, i a l'eix OY la suma del nombre de <i>runs</i>	266
6.39	Suma ponderada del nombre de <i>runs</i> (seqüència i subseqüència (A)). A l'eix OX l'índex de la seqüència, i a l'eix OY la suma del nombre de <i>runs</i>	267
6.40	Escalatges i transformacions aplicats a les dades	268
6.41	<i>Skewness</i> i Curtosis de les matrius de cost FF_i , en funció del tipus de normalització i i per a cada grup de seqüències generades (GA1 i GA2)	269
6.42	Resultat del test de Lilliefors per a les matrius de cost FF_i , en funció del tipus de normalització i i per a cada grup de seqüències generades (GA1 i GA2)	269
6.43	Resultats dels pesos obtinguts en les regressions lineals usant REG i NNLS per als 6 <i>FE</i> prèviament proposats (veure apartat 6.6.3) i per a cada conjunt de seqüències dissenyades (GA1 i GA2). Es mostra en les gràfiques el valor dels pesos en l'eix OY i els costos en l'eix OX.	272
6.44	Resultats de les correlacions dels pesos calculats usant REG i NNLS amb els valors objectiu y per als 6 <i>FE</i> prèviament proposats per a cada conjunt de seqüències dissenyades (GA1 i GA2). En les gràfiques es mostra en l'eix OX el valor objectiu de y i en l'eix OY es mostra l'aproximació obtinguda per $FF \cdot W$, on FF és la matriu de costos i W és el vector de pesos obtingut.	273
6.45	Validació amb el 10 fold cross validation: Correlació resultant per a cada un dels <i>FE</i> dissenyats, i amb els resultats separats per la transformació aplicada i per l'algorisme de regressió (REG o NNLS), i per a cada conjunt de seqüències dissenyades (GA1 i GA2). Els boxplots mostren la correlació entre les dades originals contingudes en els vectors y (provinents de les sis definicions de <i>FE</i>) i l'aproximació realitzada amb el vector de pesos W obtingut ($FF \cdot W$). Les correlacions màximes són les que ha aproximat millor els resultats amb el vector de pesos W obtingut.	275

6.46 **Validació amb el 10 fold cross validation:** Distància euclidiana resultant per a cada un dels *FE* dissenyats, i amb els resultats separats per la transformació aplicada i per l'algorisme de regressió (REG o NNLS), i per a cada conjunt de seqüències dissenyades (GA1 i GA2). Els boxplots mostren la distància euclídia entre les dades originals obtingudes en els vectors *y* (provinents de les sis definicions de *FE*) i l'aproximació realitzada amb el vector de pesos *W* obtingut ($FF \cdot W$). El vector *W* amb distància euclídia mínima és la que ha aconseguit aproximar millor el vector *y* original. 276

6.47 **Validació pel 10 fold cross validation:** Vectors de pesos resultants per a les proves del *FE*₂ i del *FE*₄ per a tots els vectors *W* del *10-fold* per a les seqüències GA1. En l'eix OX es presenten els distints costos, i en l'eix OY el seu valor per a cada de les normalitzacions. 277

6.48 **Validació pel 10 fold cross validation:** Vectors de pesos resultants per a les proves del *FE*₂ i del *FE*₄ per a tots els vectors *W* del *10-fold* per a les seqüències GA2. En l'eix OX es presenten els distints costos, i en l'eix OY el seu valor per a cada de les normalitzacions. 278

6.49 Comparació en termes de la probabilitat d'adquisició correcte de les tres millors seqüències GA1 i les tres millors GA2 en termes de *FE* (dels 6 nous *FE* - veure l'apartat 6.6.3) amb les seqüències Gold, Walsh i *m* seleccionades. En l'eix OX hi ha la SNR i a l'eix OY els escenaris. 282

6.50 Comparació en termes de temps mig que el sistema roman adquirit de les 6 millors seqüències GA (3 seqüències de GA1 i 3 seqüències de GA2) en termes de *FE* (definits a l'apartat 6.6.3) amb les seqüències Gold, Walsh i *m* seleccionades. En l'eix OX hi ha la SNR i a l'eix OY els escenaris. El marge dinàmic de valors és de 0 a 600, i són els símbols. 283

6.51 Comparació en termes de nombre mig de vegades que el sistema s'adquireix de les 6 millors seqüències GA (3 corresponents a les seqüències GA1 i 3 corresponents a les seqüències GA2) en termes de *FE* (definides a l'apartat 6.6.3) amb les seqüències Gold, Walsh i *m*. En l'eix OX hi ha la SNR i a l'eix OY els escenaris. El marge dinàmic dels valors que pot prendre està entre 0 i 1.5, i correspon al valor mig de vegades que s'adquireix en cada prova. . . 284

6.52 Comparació en termes de la probabilitat d'adquisició correcte de quatre seqüències GA1 amb 2 mostres per xip, seqüències definides com a *empitjorament ràpid* en l'apartat 6.6.2. 286

6.53	Comparació en termes de temps mig que el sistema roman adquirit per a quatre seqüències GA1 amb 2 mostres per xip seqüències definides com a <i>empitjorament ràpid</i> en l'apartat 6.6.2.	287
6.54	Comparació en termes de nombre mig de vegades que el sistema s'adquireix per les quatre seqüències GA1 amb 2 mostres per xip, seqüències definides com a <i>empitjorament ràpid</i> en l'apartat 6.6.2. El marge de valors que pot prendre va entre 0 i 4 adquisicions.	288
7.1	Gràfiques del comportament d' <i>Acquisition</i> i de <i>SNR Estimation</i>	299
7.2	% d'estimació correcta d' <i>Acquisition</i> usant l'estimador difús i l' <i>Stability Control</i> en funció del valor de la $SNR \in [0,30]dB$	301
7.3	Comportament de la sortida del sistema de control difús (<i>SNR Estimation</i>) i del valor real SNR en una simulació amb 10000 símbols	302
7.4	Comportament dels valors del $Ratio_1$ de les 10 seqüències GA1. Les quatre figures superiors mostren els valors del $Ratio_1$ per a cada un dels quatre escenaris en situació d'adquisició. Les quatre figures inferiors mostren els valors de $Ratio_1$ per al cas de no adquisició. En l'eix OX es mostra la SNR per a cada cas. La seqüència preferida es marca amb *.	306
7.5	Comportament dels valors del $Ratio_2$ de les 10 seqüències GA1. Les quatre figures superiors mostren els valors del $Ratio_2$ per a cada un dels quatre escenaris en situació d'adquisició. Les quatre figures inferiors mostren els valors de $Ratio_2$ per al cas de no adquisició. En l'eix OX es mostra la SNR per a cada cas. La seqüència preferida es marca amb *.	306
7.6	Comportament dels valors del $Ratio_3$ de les 10 seqüències GA1. Les quatre figures superiors mostren els valors del $Ratio_3$ per a cada un dels quatre escenaris en situació d'adquisició. Les quatre figures inferiors mostren els valors de $Ratio_3$ per al cas de no adquisició. En l'eix OX es mostra la SNR per a cada cas. La seqüència preferida es marca amb *.	307
7.7	Comportament dels valors del $Ratio_{1trac}$ de les 10 seqüències GA1V. Les quatre figures superiors mostren els valors del $Ratio_{1trac}$ per a cada un dels quatre escenaris en situació d'adquisició. Les quatre figures inferiors mostren els valors de $Ratio_{1trac}$ per al cas de no adquisició. En l'eix OX es mostra la SNR per a cada cas. La seqüència preferida es marca amb *.	307

7.8	Valors per al $Ratio_1$, $Ratio_2$, $Ratio_3$ i $Ratio_{1trac}$ per a una situació d'adquisició, usant la seqüència escollida seqüència 18 de la família GA1. En l'eix OX, la SNR. En l'eix OY, el valor del ratio corresponent. Alguns dels ràtios per als pitjors valors de SNR es fixen a zero perquè el sistema no ha trobat cap mostra on el sistema estigués adquirit per el marge de valors de treball.	310
7.9	Boxplots amb les medianes i el 2n i 3r quartil per a $Ratio_1$, $Ratio_2$, $Ratio_3$ i $Ratio_{1trac}$ per a una situació d'adquisició usant la seqüència 18 del conjunt GA1	310
7.10	Funcions de pertanyença per al $Ratio_1$	311
7.11	Funcions de pertanyença per al $Ratio_2$	311
7.12	Funcions de pertanyença per al $Ratio_3$	311
7.13	Funcions de pertanyença per al $Ratio_{1trac}$	311
7.14	Funcions de pertanyença de la variable de sortida <i>Acquisition</i>	312
7.15	Dos exemples de la variació de la sortida <i>Acquisition</i> per a tot el marge de valors de dos ràtios.	314
7.16	Comportament de l'estimador difús. Mesures sobre la correctesa de les avaluacions per als 4 escenaris i el marge de valors de SNR $\in [-50, 0]$ dB.	316
7.17	Funcionament del control per estabilitat. Mesures sobre les avaluacions correctes i les incorrectes.	318
7.18	Comparativa de les avaluacions correctes per l'estimador difús i el control per estabilitat. Es presenten els resultats amitjanats per a 5 proves per a cada SNR i per a cada escenari. En l'eix OX, la SNR i en l'eix OY EL % d'adquisicions correctes.	319
7.19	Comparativa de les avaluacions incorrectes tant per l'estimador difús com pel control per estabilitat, en el cas de que l'error sigui <i>optimista</i> . Es presenten els resultats amitjanats per a 5 proves per a cada SNR i per a cada escenari. En l'eix OX, la SNR i en l'eix OY EL % d'errors <i>optimistes</i>	321
7.20	Comparativa de les avaluacions incorrectes per el sistema d'estimació difús i per el control per estabilitat, en el cas que l'error sigui <i>pessimista</i> . Es presenten els resultats amitjanats per a 5 proves per a cada SNR i per a cada escenari. En l'eix OX, la SNR i en l'eix OY EL % d'errors <i>pessimistes</i>	322
7.21	Valor mig d' <i>Acquisition</i> per als quatre escenaris	323

- 7.22 Comparativa per valors de SNR del cost acumulat de computació. Per l'escenari 0 s'han simulat 25 símbols, per l'escenari 1 se n'han simulat 100, l'escenari 2 se n'han simulat 5000 i finalment, l'escenari 3 s'han simulat 9000 símbols, que es detallen a l'eix OX. L'eix OY mostra el temps gastat en unitats de filtre LMS - una unitat és, doncs, les iteracions necessàries per a la convergència d'un filtre LMS -. Finalment, aclarir que tots els resultats es presenten en règim permanent, un cop els filtres adaptatius ja han convergit. 326
- 7.23 Còmput del temps total de càlcul dels filtre LMS per a cada valor de SNR i per a cada escenari de simulació. Cada unitat de còmput de temps representa el temps de convergència d'un filtre adaptatiu LMS. 328
- 7.24 Comparativa per diferents valors de SNR del cost acumulat de computació. Per l'escenari 0 s'han simulat 500 símbols, per l'escenari 1 se n'han simulat 2500, l'escenari 2 se n'han simulat 2500 i finalment, l'escenari 3 s'han simulat 9000 símbols, que es detallen a l'eix OX. L'eix OY mostra el temps gastat en unitats de filtre LMS - una unitat és, doncs, les iteracions necessàries per a la convergència d'un filtre LMS -. Finalment, aclarir que tots els resultats es presenten en règim permanent, un cop els filtres adaptatius ja han convergit. 329
- 7.25 Errors (superior) i encerts (inferior) del llinard d'aturada dels filtres LMS no convergits, per a cada escenari i per a cada valor de SNR simulat. 330
- 7.26 Comparativa de la resposta dels filtres adaptatius per a les seqüències GA1 i GA2, per a l'entorn de l'escenari 0 (veure escenaris a l'apartat 2.5.2) 332
- 7.27 Relació entre el màxim i el valor mig del soroll del filtre adquirit en funció de la SNR 334
- 7.28 Ratio1, Ratio2 i Ratio3 per a multicamí. A, B i C representen els tres camins possibles, on A és el camí principal i de més energia. En l'eix OX, els valors de SNR. En l'eix OY, els quatre possibles escenaris. Els valors representats en colors són els resultats de cada un dels ràtios per a cada SNR, escenari i camí. 336
- 7.29 % d'adquisicions correctes per a cada seqüència GA1 i GA2 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2). En l'eix OX la SNR. En l'eix OY la probabilitat d'estar correctament adquirits. En cada gràfica es mostren els resultats per a 8 seqüències distintes, 4 per a GA1 i 4 per a GA2. 340

7.30	% d'adquisicions correctes per a cada seqüència GA1 i GA2 per als escenaris específics (veure taula 7.1). En l'eix OX la SNR. En l'eix OY la probabilitat de que el <i>tracking</i> sigui correcte. En cada gràfica es mostren els resultats per a 8 seqüències distintes, 4 per a GA1 i 4 per a GA2.	341
7.31	Boxplot dels resultats del % d'adquisicions correctes per a totes les seqüències GA1 i GA2 provades (veure eix d'abscisses) per als escenaris clàssics (veure taula 2.2) i per als escenaris específics (veure taula 7.1)	342
7.32	% de posicions de <i>tracking</i> correctes per a cada seqüència GA1 i GA2 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2)	343
7.33	% de posicions de <i>tracking</i> correctes per a cada seqüència GA1 i GA2 per als escenaris específics (veure taula 7.1)	344
7.34	Boxplot dels resultats del <i>tracking</i> correctes per a totes les seqüències GA1 i GA2 provades a l'eix d'abscisses per als escenaris clàssics (veure taula 2.2) i per als escenaris específics (veure taula 7.1)	345
7.35	BER avaluat en el camí de màxima potència instantània en recepció, per a les seqüències GA1 - 5, 18, 19 i 20 -, i per a les seqüències GA2 - 2, 27, 1000 i 1500 -, per als escenaris clàssics -C- (veure taula 2.2), per als escenaris específics -E- (veure taula 7.1) i per als escenaris específics -V- (veure taula 7.1 amb els camins de potència rebuda dels camins secundaris)	347
7.36	Boxplots de la BER avaluat en el camí de màxima potència instantània en recepció, per a les seqüències GA1 - 5, 18, 19 i 20 -, i per a les seqüències GA2 - 2, 27, 1000 i 1500 - on cada columna representa les dades de BER per tots els escenaris i valors de SNR simulats per a una determinada seqüència.	348
7.37	Boxplots de la BER avaluat a partir de la detecció basada en el camí de màxima potència instantània en recepció en comparació amb la BER avaluada amb l'estructura multiresolutiva amb un RAKE per a 3 camins com a màxim, per a les seqüències GA1 - 5, 18, 19 i 20 a la primera fila -, i per a les seqüències GA2 - 2, 27, 1000 i 1500 a la segona fila - per a tots els escenaris integrats. Cada columna representa la situació d'observar la BER només en el camí de màxima potència, o la BER assumint el funcionament del detector RAKE.	349

- 7.38 Tant per u d'estar correctament adquirits per a cada seqüència GA1-18 i GA2-1000 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2) en el cas El-Tarhuni [ET97]. Es mostren quatre resultats: el cas MET quan la finestra és S=10, el cas MET amb la finestra S=20 i el cas MET amb la finestra S=20 i el paràmetre $\mu_{trac} = 0.0001$ - els seus resultats es mostren solapats en els resultats, i finalment el MET amb una finestra de S=20 però amb un filtre complet, que abasti tota la longitud de la seqüència PN. 352
- 7.39 % d'adquisicions correctes per a cada seqüència GA1-18 i GA2-1000 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2) en el cas Takki Yu [HYKH06]. Es mostren quatre resultats: el cas Takki quan la finestra és S=10, el cas Takki amb la finestra S=20 i el cas Takki amb la finestra S=20 i el paràmetre $\mu_{trac} = 0.0001$, i finalment el cas Takki amb una finestra de S=20 però amb $\mu = \beta = 0.0001$ - els tres resultats es mostren solapats en els resultats. 354
- 7.40 % d'adquisicions correctes per a cada seqüència GA1-18 i GA2-1000 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2). Es mostren els resultats per el cas Ralsina, el cas Moran, el cas MET amb finestra S=20, el cas MET amb finestra S=20 amb un filtre complet, i finalment el cas Takki amb finestra de S=20 i l'últim dels casos, cas Takki amb S=20 i $\mu = 0.0001$ - aquests dos últims presenten els mateixos resultats. 357
- 7.41 Tant per u de posicions de *tracking* correcte per a cada seqüència GA1-18 i GA2-1000 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2). Es mostren els resultats per el cas Ralsina, el cas Moran, el cas MET amb finestra S=20, el cas MET amb finestra S=20 amb un filtre complet, i finalment el cas Takki amb finestra de S=20 i l'últim dels casos, cas Takki amb S=20 i $\mu = 0.0001$ - aquests dos últims presenten els mateixos resultats. 358
- 7.42 Temps que triguen a adquirir-se els algorismes per a cada seqüència GA1-18 i GA2-1000 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2). Es mostren els resultats per el cas Ralsina, el cas Moran, el cas MET amb finestra S=20, el cas MET amb finestra S=20 amb un filtre complet, i finalment el cas Takki amb finestra de S=20 i l'últim dels casos, cas Takki amb S=20 i $\mu = 0.0001$ - aquests dos últims presenten els mateixos resultats. En aquest cas, l'eix OY es mesura en símbols mitjos que triga a adquirir-se. 360

7.43	BER de la detecció en cada seqüència GA1-18 i GA2-1000 per als escenaris clàssics (veure taula 2.2). Es mostren els resultats per el cas Ralsina, el cas Moran, el cas MET amb finestra S=20, el cas MET amb finestra S=20 amb un filtre complet, i finalment el cas Takki amb finestra de S=20 i l'últim dels casos, cas Takki amb S=20 i $\mu = 0.0001$ - aquests dos últims presenten els mateixos resultats.	362
B.1	Resposta del filtre de Wiener a la convergència amb una seqüència PN. . . .	395
B.2	Matriu d'autocorrelació de les dades d'entrada i vector de correlació creuada d'exemple en el cas de tenir un canal amb soroll	396
B.3	Resposta del filtre LMS a la convergència amb soroll	396
B.4	Matriu d'autocorrelació de les dades d'entrada i vector de correlació creuada d'exemple en el cas de tenir un canal amb soroll i multicamí	398
B.5	Resposta del filtre LMS a la convergència amb multicamí	398
B.6	Filtre adaptatiu de Wiener, que en el cas que ens ocupa serà un LMS (<i>Least Mean Square</i>)	399
B.7	Resposta del filtre LMS a la convergència entre dos símbols diferents. A les set figures es mostren les respostes impulsional dels filtres LMS convergits en set desplaçaments distints τ_i , i s'hi pot observar si aquest desplaçament afecta a la qualitat de la convergència.	402
B.8	Resposta del filtre LMS a la convergència entre dos símbols iguals. A les set figures es mostren les respostes impulsional dels filtres LMS convergits en set desplaçaments distints τ_i , i s'hi pot observar si aquest desplaçament afecta a la qualitat de la convergència.	402
C.1	LONGITUD 100 , $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l' <i>escenari 0</i> , respecte a les posicions d'adquisició i de <i>tracking</i> , els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix	409
C.2	LONGITUD 100 , $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l' <i>escenari 0</i> , respecte a les posicions d'adquisició i de <i>tracking</i> , els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix	410
C.3	LONGITUD 100 , $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l' <i>escenari 0</i> , respecte a les posicions d'adquisició i de <i>tracking</i> , els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix	411

- C.4 **LONGITUD 100**, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 412
- C.5 **LONGITUD 600**, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 413
- C.6 **LONGITUD 600**, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 414
- C.7 **LONGITUD 600**, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 415
- C.8 **LONGITUD 600**, $\beta = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 416
- C.9 **LONGITUD 100**, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 418
- C.10 **LONGITUD 100**, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 419
- C.11 **LONGITUD 100**, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 420
- C.12 **LONGITUD 100**, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 421
- C.13 **LONGITUD 600**, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 422
- C.14 **LONGITUD 600**, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'*escenari 0*, respecte a les posicions d'adquisició i de *tracking*, els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix 423

C.15	LONGITUD 600, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'escenari 0, respecte a les posicions d'adquisició i de <i>tracking</i> , els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix	424
C.16	LONGITUD 600, $\mu = 0.001$: Gràfiques corresponents a l'escenari 0, respecte a les posicions d'adquisició i de <i>tracking</i> , els temps que triga en adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que s'adquireix	425
D.1	Estructura multiresolutiva original [Mor01] sense incorporar cap millora del capítol 5; sense l'ús de filtre antialiasing i amb els paràmetres de convergència $\mu = 0.3$ i $\beta = 0.05$, usant control per estabilitat i sense aprofitament del multicamí.	428
D.2	Estructura multiresolutiva <i>baseline</i> amb les primeres modificacions; es té en compte el multicamí usant un detector RAKE, el control de l'estructura funciona amb lògica difusa i s'han realitzat els ajustos corresponents al capítol 5 excepte el filtre antialiasing i l'ajust dels paràmetres de convergència. . . .	429
D.3	Estructura multiresolutiva <i>baseline</i> amb filtre antialiasing detallat a l'apartat 5.4.1 i sense l'ajust dels paràmetres de convergència.	430
D.4	Estructura multiresolutiva <i>baseline</i> amb els paràmetres de convergència μ i β ajustats però sense ús del filtre antialiasing de l'apartat 5.4.1.	431
D.5	Estructura multiresolutiva amb les millores del capítol 5. Control realitzat per lògica difusa, aprofitament de la diversitat temporal amb un detector RAKE, paràmetres μ i β ajustats i filtre antialiasing implementat.	431
E.1	Evolució del <i>fitness</i> de cada seqüència en la família de 4 seqüències per a les 4000 generacions de l'estratègia evolutiva	435
E.2	Evolució de les components del <i>fitness</i> i del <i>fitness</i> de la millor seqüència generada pel GA de la família de 4 seqüències per a les 1000 generacions de l'algorisme genètic	435
E.3	Evolució de les components del <i>fitness</i> i del <i>fitness</i> de cada seqüència en la família de 8 seqüències per a les 8000 generacions de l'estratègia evolutiva	436
E.4	Evolució de les components del <i>fitness</i> i del <i>fitness</i> de la millor seqüència generada pel GA en la família de 8 seqüències per a les 1000 generacions de l'algorisme genètic	436
E.5	Resultats en termes d'autocorrelació per a grups de quatre seqüències	437

E.6	Resultats en termes d'autocorrelació per a grups de vuit seqüències	439
E.7	Resultats en termes de correlació creuada per a grups de quatre seqüències	440
E.8	Resultats en termes de correlació creuada per a grups de vuit seqüències .	441
F.1	Resultats de W1 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA1	444
F.2	Resultats de W2 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA1	445
F.3	Resultats de W3 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA1	446
F.4	Resultats de W4 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA1	447
F.5	Resultats de W5 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA1	448
F.6	Resultats de W6 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA1	449
F.7	Resultats de W1 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA2	450
F.8	Resultats de W2 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA2	451
F.9	Resultats de W3 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA2	452
F.10	Resultats de W4 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA2	453
F.11	Resultats de W5 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA2	454
F.12	Resultats de W6 per al 10 <i>fold cross validation</i> per a les seqüències GA2	455
G.1	Comparativa dels resultats dels diferents escalatges i transformacions per a totes les seqüències GA (GA1 i GA2). Es mostren els boxplots dels resultats comparatius tant per a la correlació com per la distància euclídia per a les cinc normalitzacions possibles (sense normalitzar, Max-Min, Log, ArrelQ i Exp)	458
G.2	Boxplots de la correlació resultant per a cada transformació i algorisme de regressió aplicats per a les seqüències GA1 i GA2	459
G.3	Boxplots de la distància resultant per a cada transformació i algorisme de regressió aplicats per a les seqüències GA1 i GA2	459
G.4	Comparativa dels resultats globals dels dos algorismes de regressió. Es mostren els boxplots de la distància euclídia i de la correlació per a les regressions REG i NNLS, per als dos tipus de seqüències GA dissenyades (GA1 i GA2). Per tal d'avaluar cada situació s'omitjanen els resultats obtinguts en totes les proves ja realitzades per a cada normalització i per a cada funció FE.	461

G.5	Comparativa dels resultats globals dels diferents <i>FE</i> . Es mostren els box-plots de la distància euclídia i de la correlació per a totes les funcions <i>FE</i> , per als dos tipus de seqüències GA dissenyades (GA1 i GA2). Per tal d'avaluar cada situació s'amitjanen els resultats obtinguts en totes les proves ja realitzades per a cada normalització i per a cada tipus de regressió (REG i NNLS).	462
G.6	Comparació de la distància euclídia i de les correlacions per a les millors normalitzacions i mètodes, per a tots els <i>FE</i> possibles per a les seqüències GA1. En l'eix OX hi tenim les distintes funcions <i>FE</i> i en l'eix OY el valor de la distància euclídia.	463
G.7	Comparació de les correlacions entre el valor avaluat de y en l'eix OX (proposat per les sis diferents <i>FE</i>) i el valor estimat obtingut per $FF \cdot W$ en l'eix OY per a les millors normalitzacions i mètodes, per a les seqüències GA1. S'hi ha superposat les rectes de regressió per a cada núvol de dades.	464
G.8	Valors dels pesos W escollits per a les sis funcions de <i>FE</i> , i els millors mètodes i normalitzacions anteriorment seleccionats (REG-MAXMIN, REG-LOG, NNLS-MAXMIN i NNLS-ArrelQ), per al cas de les seqüències GA1	470
H.1	Valors de <i>fitness</i> per a les 1000 seqüències de la família NGA1, ordenades per <i>fitness</i> creixent. A la gràfica inferior hi ha un detall del <i>fitness</i> dels millors 50 individus.	476
H.2	Valors de les components del <i>fitness</i> del millor individu de la família NGA1. A la gràfica inferior es mostra l'evolució del <i>fitness</i> de la millor seqüència de la família NGA1.	476
H.3	Valors de <i>fitness</i> per a les 1000 seqüències de la família NGA2, ordenades per <i>fitness</i> creixent. A la gràfica inferior hi ha un detall del <i>fitness</i> dels millors 50 individus.	477
H.4	Valors de les components del <i>fitness</i> del millor individu de la família NGA2. A la gràfica inferior es mostra l'evolució del <i>fitness</i> de la millor seqüència de la família NGA2.	477

ÍNDIX DE TAULES

2.1	Disponibilitat per a cada hora [Vil07]	24
2.2	Escenaris de simulació [Vil07]	25
5.1	Valors de μ que optimitzen el funcionament de l'estructura multiresolutiva	140
5.2	Valors de β que optimitzen el funcionament de l'estructura multiresolutiva	153
5.3	Valors d' α que optimitzen la relació entre ample de banda i el lòbul lateral .	163
6.1	Valors de les correlacions creuades de les subseqüències, en les seqüències GA1 d'un sol usuari. Se'n mesura el màxim de la correlació creuada, i en el cas que les subseqüències siguin iguals entre elles o iguals amb el signe canviat, s'adjunta entre parèntesi la relació amb la primera de les subseqüències.	242
6.2	Estadístiques de les correlacions creuades entre subseqüències, per a certes mostres de les 4000 seqüències GA1 generades	243
7.1	Paràmetres retard i de potència de cadascun dels 3 camins definits en els nous escenaris de simulació	338
7.2	Paràmetres de retard i de potència dels escenaris específics amb la mateixa distribució temporal dels escenaris específics de la taula 7.1 però amb variació de potència dels camins secundaris. Han estat definits per a emular amb més precisió quan desapareix un camí principal i n'apareix un altre en una transmissió.	346

G.1	Resultats dels pesos per a l'algorisme REG i la normalització Max-Min, per a tots els <i>FE</i> en les seqüències GA1. *Cal recordar que s'han calculat aquestes correlacions creuades obviant el valor per $\tau = 0$, tal i com ja es va detallar a l'equació 6.11	465
G.2	Resultats dels pesos per a l'algorisme REG i la normalització LOG, per a tots els <i>FE</i> en les seqüències GA1. * Cal recordar que s'han calculat aquestes correlacions creuades obviant el valor per $\tau = 0$, tal i com ja es va detallar a l'equació 6.11	467
G.3	Resultats dels pesos per a l'algorisme NNLS i la normalització Max-Min, per a tots els <i>FE</i> les seqüències GA1. * Cal recordar que s'han calculat aquestes correlacions creuades obviant el valor per $\tau = 0$, tal i com ja es va detallar a l'equació 6.11.	468
G.4	Resultats dels pesos per a l'algorisme NNLS i la normalització ArrelQ, per a tots els <i>FE</i> les seqüències GA1. *Cal recordar que s'han calculat aquestes correlacions creuades obviant el valor per $\tau = 0$, tal i com ja es va detallar a l'equació 6.11.	469
J.1	Comparativa de costos computacionals entre la correlació [LG94], la proposta Ralsina, la proposta Moran [Mor01], la proposta El-Tarhuni [ET97] i la proposta Takki [HYKH06].	486

ALE Automatic Link Establishment

AWGNC Additive White Gaussian Noise Channel

BAE Base Antàrtica Espanyola

BPSK Binary Phase Shift Keying

BER Bit Error Rate

CE Computació Evolutiva

CDMA Code Domain Multiple Access

CNAF Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias

CMA Constant Modulus Algorithm

CMF Chip Matched Filter

DA Data Aided

DD Decision Directed

DFE Decision Feedback Equalizer

DS-SS Direct Sequence Spread Spectrum

ECG Equal Gain Combining

FDMA Frequency Domain Multiple Access

FIR Finite Impulse Response

FOT Frequency of Optimum Traffic

GOES *Geostationary Operational Environmental Satellite*

GP *Guany de Procés*

GPS *Global Positioning System*

GRECO *Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions*

IA *Intel·ligència Artificial*

IIR *Infinite Impulse Response*

INTA *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial*

ISI *Interferència Intersimbòlica*

ITU *International Telecommunication Union*

LAN *Local Area Network*

LMS *Least Mean Square*

LOS *Line of Sight*

LUF *Lowest Usable Frequency*

LVQ *Learning Vector Quantization*

MMSE *Minimum Mean Square Error*

MOE *Minimum Output Energy*

MOEA *Multiobjective Optimization Evolutionary Algorithm*

MRC *Maximum Ratio Combining*

MSE *Minimum Square Error*

MUF *Maximum Usable Frequency*

PAM *Pulse Amplitude Modulation*

PAMA *PreAssigned Multiple Access*

PID *Proportional Integral Derivative*

PN *Pseudo Noise*

QPSK *Quadrature Phase Shift Keying*

RADAR *Radio Detecting and Ranging*

RASE *Rapid Acquisition Sequential Estimation*

SD *Selection Diversity*

SLS *Search/Lock Strategy*

SNR *Signal to Noise Ratio*

SOM *Self Organizing Map*

SSMA *Spread Spectrum Multiple Access*

STTA *Short Term Time Average*

TATS *Tactical Communications Satellite*

TDMA *Time Domain Multiple Access*

TFSD *Transformada de Fourier de Senyals Discrets*

TIA *Telecommunications Industry Association*

UTC *Universal Time Coordinated*

VCO *Voltage Control Oscillator*

WASE *Window Averaged-Squared Error*

W-CDMA *Wideband CDMA*

NOMENCLÀTOR

$c[n]$ seqüència PN

T_c temps de xip

$d[n]$ dades

T_s temps de símbol

R_b nombre de bits per segon

$s[n]$ o $s(t)$ senyal

B_{ds} ample de banda de l'espectre DS

N_o densitat espectral de potència del soroll

$\nu[n]$ o $\nu(t)$ soroll blanc gaussià

$j(t)$ interferència

$h[n]$ coeficients del filtre adaptatiu

s_{dec} dades delmades en factor M

c_{dec} seqüència PN delmada en factor M

$\tau(t)$ o $\tau[n]$ desplaçament respecte del lloc correcte

N nombre de mostres per xip

L nombre de camins diferents

M nombre de branques

$GP = \frac{B_{ds}}{R_b} = N_c$ longitud de la seqüència PN

p_{adq} punt d'adquisició

p_{track} punt de *tracking*

h_{max} filtre convergit

p_{dec} punt d'adquisició en la seqüència delmada

P_{fa} probabilitat de falsa alarma

P_D probabilitat de detecció

T_{adq} temps que triga a adquirir-se

H nombre de branques del sistema paral·lel

N_c nombre de xips d'una seqüència PN

N_s nombre de mostres d'una seqüència PN

Part I

Introducció i estat de l'art

CAPÍTOL 1

INTRODUCCIÓ I OBJECTIUS

En aquest capítol es dóna les primeres pinzellades del marc de treball, dels objectius i del resum de contribucions d'aquest treball de tesi. En primer lloc, una breu introducció del que serà aquest treball de tesi (apartat 1.1); tot seguit, es centrarà el marc de treball, amb els projectes implicats (apartat 1.2). Tot seguit, s'enumeraran els objectius d'aquesta tesi (apartat 1.3), i es referencien les publicacions fetes fins ara associades al treball presentat (apartat 1.4) i finalment, es farà una breu descripció de l'estructura d'aquest treball de tesi (apartat 1.5).

1.1 Introducció

Aquest treball de tesi respon a la necessitat del sistema de transmissió de dades de llarga distància entre la Base Antàrtica Espanyola (BAE) i l'Observatori de l'Ebre. L'enllaç de dades necessari és de 12.700km, i ja que el satèl·lit respon amb problemes a les latituds polars, el Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO) [La 09] proposà resoldre el sistema amb transmissions d'HF.

Aquest enllaç d'HF s'ha resolt amb modulacions avançades, DS-SS o OFDM, de tal manera que amb tècniques avançades es puguin millorar les condicions de recepció amb les avantatges que un sistema o altre presenten de minimització del soroll o del multicamí.

En aquest treball es fa una proposta del sistema de sincronització (mòduls d'adquisició i *tracking*) d'un sistema d'espectre eixamplat de seqüència directa (DS-SS), per tal de millo-

rar les condicions de recepció del senyal respecte de les propostes prèvies de la literatura, dissenyat ad hoc per a treballar en les condicions del canal ionosfèric antàrtic amb les seves problemàtiques específiques de baixa relació senyal a soroll, elevada dispersió temporal i multicamí i variabilitat temporal.

1.2 Marc de treball

Aquest treball s'emmarca dins del projecte CGL2006-12437-C02-01, finançat per l'estat espanyol i desenvolupat de forma conjunta per La Salle i l'Observatori de l'Ebre, de la Universitat Ramon Llull que porta per títol *Monitorització de la variabilitat ionosfèrica i geomagnètica a l'illa Livingston. Tècniques avançades per a la seva caracterització i transmissió de dades a la banda d'HF* [dReEiC09]. L'han seguit els projectes CTM2008-03236-E/ANT, CTM2009-13843-C02-02 i CTM2010-21312-C03-03, tots ells amb l'objectiu de continuar el treball realitzat des de l'inici d'aquest.

El GRECO [La 09] té una experiència de més de deu anys en projectes de comunicació ionosfèrica. Es començà el 1997 amb el projecte titulat *Enllaç ionosfèric amb espectre eixamplat INTA - La Salle* [dReEiC01], del que se'n derivà el coneixement del medi ionosfèric i de les tècniques de comunicació per a treballar-hi. Treballs com [Pij00, Mor01, Soc02] posaren les bases per a anar més enllà en l'estudi de les comunicacions ionosfèriques, i avançar el punt de mira en un enllaç més llarg, amb moltes més dificultats. El primer dels projectes de comunicació amb l'Antàrtida que s'han realitzat fou l'anomenat *Caracterització i modelatge del canal antàrtic* [dReEiC07], i donà fruits de recerca com els que podem trobar a [Vil07, VMP08]. Actualment s'està treballant en l'ampliació d'aquest projecte [dReEiC10, dReEiCG14], i ja se'n poden observar els primers fruits en diverses publicacions [VMA⁺09, BDAP09, ABSD09, BDV⁺09].

1.2.1 Objectius del projecte

Els objectius bàsics d'aquest projecte són [dReEiCG14]:

- Sondeig i caracterització del canal de comunicacions ionosfèric que s'estableix entre la Base Antàrtica Espanyola (BAE) i l'Observatori de l'Ebre
- Disseny d'un nivell físic adequat per transmissió de dades en aquest enllaç
- Implantació del sistema

- Anàlisi del comportament ionosfèric a la regió Antàrtica i establiment de relacions amb l'activitat geomagnètica

L'observatori de l'Ebre està present a la BAE des del 1995, quan instal·là un observatori geomagnètic que ha estat funcionant fins a l'actualitat. Des del 1998 aquestes mesures s'envien cada hora via Meteosat o GOES (*Geostationary Operational Environmental Satellite*) fins a Roquetes. Aquesta transmissió, però, té un cost elevat. I a més, les transmissions a latituds polars presenten dificultats d'apuntament de l'antena cap a òrbites equatorials. És per a això que una de les motivacions principals del projecte és una alternativa a la comunicació per satèl·lit de les dades del sensor geomagnètic, establint-hi un enllaç directe per propagació ionosfèrica.

Els principals beneficis serien la gratuïtat de l'enllaç, el fet que s'en pogués disposar com a enllaç de *backup* i a més, el fet que fos un enllaç que no depengués de tercers. Per tal de donar-hi resposta, cal tenir clars els requisits bàsics per a transmetre des de la BAE:

- El flux inicial de dades seria de 7560 bits si s'usa GOES i de 5040 si s'usa Meteosat
- El retard màxim d'enviament de les dades seria de 24h

Amb l'objectiu de millorar aquesta proposta, s'ha projectat un conjunt de fases a resoldre:

- L'estudi de la viabilitat de l'enllaç i mesures del canal
- Mesures d'interferència en recepció, i per tant, determinació de les freqüències de sondeig
- Disseny del transceptor
- Disseny i optimització de la capa física per a la transmissió de dades

El treball de tesi s'ha concentrat en aquest darrer objectiu del projecte, el disseny i optimització de la transmissió de dades.

1.2.2 Enllaç Antàrtida - Roquetes

En aquest punt donem unes quantes dades pràctiques a saber sobre el punt on es troba l'emissor, i el punt on es troba el receptor de l'enllaç d'interès [Vil07].

La Base Antàrtica Espanyola està ubicada a l'illa Livingstone (62.6S, 60.4W), en el fus horari UTC-3. La base només està operativa coincidint amb l'estiu austral, des de principis de novembre fins a principis de març. En aquest període està habitada per tècnics de la Unidad de Tecnología Marina, que conviuen amb científics de diferents àmbits. L'Observatori de l'Ebre està ubicat a Roquetes (40.8N, 0.5E), fus horari UTC+1.

L'enllaç unidireccional s'estableix entre la Base i l'Observatori, essent l'angle d'azimut de sortida de 45.5 graus (nord-est) i l'angle d'azimut d'arribada de 206.2 graus (sud-est). Els angles d'elevació previstos són sempre inferiors a 10 graus. La distància total de l'enllaç sobre la superfície de la Terra és aproximadament de 12.700km. Per tant les pèrdues per l'espai lliure esperades són de 135dB a 10MHz. Malgrat tot, la velocitat de propagació dins del medi ionitzat serà inferior a la velocitat de propagació en el buit, per tant, l'atenuació serà més gran, i alhora, es produiran pèrdues addicionals per l'absorció de la ionosfera i també per reflexió.

1.2.3 Definicions generals i disseny del transceptor

Per tal de poder posar en el context el treball cal descriure els conceptes bàsics que caldrà usar. Un *radiomodem* és un dispositiu que en emissió s'encarrega de generar el senyal banda base a enviar a partir dels bits a transmetre i en recepció duu a terme la funció inversa. La modulació, la desmodulació, la codificació, la descodificació, l'equalització, la sincronització, tant per temps com per freqüència, són tasques del radiomodem. Amb el terme *emissor* es fa referència al dispositiu encarregat de traslladar el senyal banda base a la freqüència i potència que caldrà que es transmeti. Realitza la mescla, el filtratge i l'amplificació. El *receptor* és el dispositiu anàleg a l'emissor, encarregat d'amplificar, filtrar i mesclar el senyal rebut per l'antena cap a la banda base.

L'enllaç que ens ocupa no disposa d'una assignació d'ample de banda exclusiva per tal de ser realitzat. El marge de valors de freqüències és escàs, i l'abast és per tot el món. La ITU a nivell internacional, i en el cas espanyol, la CNAF [dEdT] són els encarregats de regular l'ús d'aquest espectre. Per tal de disposar d'un marge de freqüències més gran, s'ha seguit la recomanació de la ITU amb la intenció de minimitzar la interferència amb altres dispositius (poca potència, modulacions d'ample de banda elevat, etc.).

Per tal de poder conèixer el canal i transmetre-hi per propagació ionosfèrica, cal tenir en compte un conjunt d'elements. La disponibilitat de l'enllaç seran el conjunt de freqüències a les quals és físicament possible d'establir la comunicació. Ve determinat per motius físics, amb la LUF i la MUF com a límits. L'atenuació de l'enllaç és funció de la distància entre

emissor i receptor, però també de les pèrdues, de l'absorció, etc. La dispersió introduïda pel canal, ja sigui de temps (*multipath* o *delay spread*), o bé freqüencial (*Doppler spread*), dependrà de l'estructura de les capes de la ionosfera en cada moment. Finalment, el soroll i la interferència són paràmetres que depenen molt de la ubicació del receptor. Cal tenir present, però, que la interferència provindrà de l'efecte d'altres usuaris i de l'efecte propi de la propagació ionosfèrica. Òbviament, ha estat necessari fer un sondeig de canal per tal d'establir-ne la viabilitat.

1.3 Objectius

L'objectiu final d'aquesta tesi és el disseny del mòdul d'adquisició i *tracking* per a un sistema d'espectre eixamplat de seqüència directa que treballa usant propagació ionosfèrica en un canal llarg i variant en el temps. Es prioritzaran, per tant, característiques com l'estabilitat i la fiabilitat de l'estructura receptora, així com la millora de les figures de mèrit del BER, del temps que triga en trobar el lloc correcte d'adquisició, i el temps que roman adquirit en aquest lloc correcte sense perdre estabilitat.

Davant d'un enllaç complex, convé reduir la influència de les variacions del canal en el comportament del receptor. Això prioritza l'estabilitat del sistema, i el receptor dissenyat ad hoc caldrà que ho tingui ben present. Aquest treball neix de la proposta de l'estructura multiresolutiva [Mor01] que és un sistema d'adquisició i *tracking*, prenent com a punt de partida les línies de futur que deixà obertes. es pretén ajustar-lo i completar-lo, que es reguli amb un nou sistema de control, que faci un bon seguiment malgrat les variacions del canal el que estalviarà moltes pèrdues i per tant, moltes readquisicions amb el cost a nivell d'ample de banda que això suposa. En aquest sentit, també és fonamental aconseguir una bona velocitat de convergència (temps d'adquisició) del sistema d'adquisició i *tracking*.

Amb tot això, es planteja la següent pregunta d'investigació que resumeix les necessitats que s'afronten en aquest treball:

És possible dissenyar un sistema d'adquisició i *tracking* que faci un seguiment acurat a partir del senyal rebut pel canal ionosfèric antàrtic, donant una estimació de la correctesa de les dades rebudes, basant-nos en l'estructura multiresolutiva [Mor01]?

Per a respondre a aquesta pregunta s'ha dividit els objectius en tres de distints:

- Refinament de l'estructura multiresolutiva original [Mor01], ajustant-ne els paràmetres de convergència d'aprenentatge dels filtres adaptatius per tal de millorar el seu funcionament en el canal ionosfèric antàrtic.

- Disseny de seqüències PN adaptades a les necessitats de l'estructura multiresolutiva, per a facilitar l'adquisició i posterior *tracking*.
- Control de l'adquisició amb precisió amb la intenció de fer més estables els resultats i minimitzar el cost computacional del receptor.

Aquests objectius es centraran en el treball sobre l'estructura multiresolutiva [Mor01], la primera proposta de la qual responia a les necessitats d'un entorn concret [dReEiC01]: un enllaç ionosfèric des de Huelva a Barcelona per a la transmissió de dades a baixa velocitat, sense canal de retorn com a possibilitat de demanar repetició. Les necessitats del projecte actualment [dReEiC10, dReEiCG14] han canviat, per això també algunes de les característiques bàsiques de l'estructura hauran de ser canviades (primer dels objectius), però d'altra banda, també s'ha convingut en la necessitat de resoldre de forma més precisa tant el problema d'estructura de les seqüències PN (segon dels objectius) i finalment, dissenyar un control per a que l'estructura mantingui més estabilitat (tercer dels objectius).

El primer objectiu, doncs, és una millora de l'estructura existent [Mor01], tant de temes de disseny nuclear com altres més accessoris. El segon i el tercer objectius realitzen un disseny de quelcom que no existia a la proposta inicial de l'estructura, però que en les línies de futur del treball anterior [Mor01] es plantejaven com a necessitat per a un millor funcionament global.

1.3.1 Refinament de l'estructura multiresolutiva

Tal i com es detallarà més endavant en el capítol 5, l'estructura multiresolutiva consta de diverses etapes. La precisió en el disseny de cada una d'aquestes etapes serà fonamental per a aconseguir un bon funcionament global de l'estructura.

L'estructura no disposava de filtres antialiasing; el disseny òptim d'aquests filtres, tant des del punt de vista de banda de pas com d'ordre del filtre, seran clau per al rebuig de tot allò que estigui fora de la banda d'interès. Els filtres adaptatius FIR de l'estructura també hauran de ser dissenyats de forma acurada, amb l'ordre adequat i els paràmetres de convergència (μ) que permeti balancejar la relació entre velocitat de convergència i estabilitat. L'estructura manté la seva estabilitat gràcies a uns filtres *exponential smoothing*, el paràmetre β dels quals també necessita de ser ajustat. Altres elements que requereixen de ser ajustats amb precisió són el valor de *roll-off* del filtre de *raised cosine* associat al pols bàsic (el xip), per tal de minimitzar les possibles interferències que pot tenir la transmissió.

D'altra banda, també caldrà fer les modificacions pertinents a l'estructura multiresolu-

tiva [Mor01] perquè sigui més eficient en el seu treball en un entorn multicamí; disposar de bones característiques per tal de que fer l'adquisició de més d'un rebot en recepció no hagi de suposar incrementar el cost d'una forma substancial. L'ús d'un receptor RAKE millorarà les condicions de recepció de dades i farà el sistema més eficient en un entorn hostil com la ionosfera.

L'ajust, pas a pas, de cada un d'aquests ítems a tenir en compte, optimitzarà de forma clara el resultat final de les figures de mèrit que es medeixin sobre la nova estructura multiresolutiva.

1.3.2 Seqüències PN adaptades a l'estructura multiresolutiva

Les característiques de les seqüències PN necessàries per a un bon funcionament de l'estructura multiresolutiva són més exigents que les d'una seqüència PN de qualsevol família coneguda. El balancejat, el *run property*, l'autocorrelació i la correlació creuada són tinguts en compte per a decidir quines seqüències usar en cada cas. Però en el cas de la satisfacció de les necessitats de l'estructura multiresolutiva, caldrà també tenir en compte la correlació creuada i l'autocorrelació entre seqüències delmades.

La millora de les prestacions de les seqüències provocarà un decrement del BER, perquè una mala característica de correlació afecta molt ràpidament a la qualitat de l'adquisició, i per tant, de la desmodulació del senyal.

1.3.3 Mesura de la qualitat de l'adquisició de l'estructura i reducció del cost computacional

El control de la convergència dels filtres per donar una mesura de la qualitat tant de de l'adquisició com del sistema de decisió (si el sistema està adquirit o no) són elements fonamentals per a l'estabilitat de tota adquisició i posterior desmodulació. El disseny d'un sistema de control que pugui prendre decisions basant-se en mesures sobre la convergència dels filtres permetrà, a més a més, aturar certes parts de l'estructura a estones, i això permetrà un descens del cost computacional de l'estructura en la seva globalitat.

Un bon control ens garanteix, doncs, un cost computacional reduït i alhora, una certesa en la qualitat dels resultats rebuts després de l'adquisició, el *tracking* i la detecció.

1.4 Resum de les contribucions

En aquest treball es presenten, en primer lloc, les millores realitzades sobre l'estructura multiresolutiva original [Mor01]. Aquestes millores comprenen l'ajust dels paràmetres de convergència de l'estructura, el disseny del filtre passabaixes i del filtre antialiasing, l'ajust del sistema de filtres per a usar-los amb l'objectiu de poder incorporar un detector RAKE i, finalment, la optimització de la conformació de pols usant *raised cosine*. Algunes d'aquestes contribucions han estat ja publicades en [AMS03, ABS09].

En segon terme, es presenten els dissenys de les famílies de seqüències PN adaptades a l'estructura multiresolutiva. Es va partir del disseny amb estratègies evolutives [ABM05], tot seguit s'usaren algorismes multiobjectiu [AFSB07] i finalment, la última de les propostes realitzades en aquest treball usa algorismes genètics. Es presenta un estudi comparatiu dels resultats que donen aquestes seqüències a nivell d'eficiència en l'adquisició.

Finalment, es mostra el disseny del bloc difús de control [APMSB12]. En les contribucions també s'hi troba l'origen del disseny, implementat en un principi com un estimador difús [AMS07, AMS09], que donava a la sortida només una estimació de la qualitat de l'adquisició. També es presenta la millora de resultats causada per l'ús de l'estructura multiresolutiva com a receptor RAKE - primer publicada en [AMSB05] -, especialment en termes de BER (*Bit Error Rate*).

El resum de les contribucions d'aquesta tesi es concreten amb els articles més destacats que s'han publicat del treball realitzat (veure apèndix A).

1.5 Descripció de la tesi

Aquesta tesi s'estructura de la manera següent. El capítol 2 descriu el canal ionosfèric amb el que cal treballar per tal de satisfer els requeriments del projecte Antàrtic, realitzant un breu recull de les característiques del canal centrals per a la recepció, i usant aquestes dades, es descriuen els escenaris de simulació bàsics que s'han dissenyat específicament per verificar les aportacions d'aquest treball. El capítol 3 fa un breu recull dels conceptes bàsics d'algunes tècniques usades en aquesta tesi doctoral: fonaments d'espectre eixamplat i d'adquisició, famílies de seqüències PN, la lògica difusa per al disseny d'un sistema de control i també les bases del funcionament dels algorismes genètics. La descripció és breu i sovint fa referència a l'estat de l'art de cada una de les tècniques per tal de fer-ne una descripció més detallada. El capítol 4 fa una revisió amb més concreció de l'estat de l'art en adquisició i *tracking*, posant especial èmfasi en l'estructura multiresolutiva presentada

per Moran [Mor01] i en les dues altres tècniques d'adquisició adaptativa que s'usaran com a referència per a aquest treball de tesi [ET97, HYKH06].

A continuació, al capítol 5 es mostren les diferents millores realitzades sobre l'estructura multiresolutiva original [Mor01] per tal de augmentar-ne les prestacions d'adquisició i *tracking*, especialment en un entorn sever com el canal ionosfèric amb el que es treballa. Es mostren els dissenys dels filtres adaptatius, amb els seus paràmetres d'aprenentatge ajustats, així com el conformador de pols basat en *raised cosine* (cosinus realçat) i el filtre anti-aliasing en recepció, i també l'ús dels filtres adaptatius per a assistir a un receptor RAKE. Tot seguit, el capítol 6 mostra des de les primeres propostes de disseny de seqüències GA usant estratègies evolutives fins a la última de les propostes, que usa algorismes genètics. En aquest capítol s'estudien dues propostes de funció de *fitness* i se n'avalua la validesa en l'entorn de treball. Finalment, en el capítol 7 es descriu amb detall el disseny del sistema de control amb lògica difusa, i s'avalua tant la seva capacitat d'estimar correctament l'estat real del sistema de sincronització com l'estratègia d'estalvi que s'ha dissenyat mitjançant d'aquest control. També es quantifica la millora obtinguda per l'ús de la diversitat del multicamí present en el senyal rebut en termes de BER en la desmodulació. Finalment, es compara el funcionament de l'estructura multiresolutiva millorada amb la seva homòloga original [Mor01], així com amb les estructures adaptatives de El-Tarhuni [ET97] i Takki [HYKH06], presos com a referències de l'estat de l'art en contextos de treball similars o comparables als d'aquest treball de tesi.

Finalment, les conclusions i les línies de futur es troben al capítol 8. Allí s'hi plantegen reflexions respecte als resultats d'aquest treball de tesi alhora que propostes de futur. Aquest treball disposa dels annexos següents. El primer, l'apèndix A fa un breu repàs a les publicacions resultants d'aquest treball de tesi. El segon, l'apèndix B, descriu la mecànica de funcionament i de convergència dels filtres adaptatius LMS, usats en l'estructura multiresolutiva, i la seva convergència per el cas d'una seqüència PN. L'apèndix C mostra els resultats totals mesurats per tal de poder ajustar els valors de μ i β a l'estructura multiresolutiva. L'apèndix D detalla la comparativa de funcionament entre l'estructura proposada per Moran [Mor01] i les millores proposades en el capítol 5. L'apèndix E exposa els resultats de satisfacció del *fitness* de les famílies multiusuari del disseny de les seqüències GA i l'apèndix F presenta els resultats complets dels testos estadístics realitzats sobre les famílies de seqüències resultants del capítol 6. L'apèndix G mostra l'avaluació de les millors normalitzacions, funcions d'error i funcions de regressió per al redisseny de seqüències GA. L'apèndix H presenta una preavaluació d'una nova proposta de seqüències GA amb el coneixement adquirit al capítol 6. Finalment a l'apèndix I es mostren el llistat de

les regles lingüístiques difuses dels estimadors i controls difusos del capítol 7 i a l'apèndix J es mostra una taula comparativa dels costos computacionals de diferents parts dels algorismes estudiats i comparats.

CAPÍTOL 2

EL CANAL IONOSFÈRIC I L'ENLLAÇ DE DADES

En aquest capítol es parla de conceptes bàsics del canal ionosfèric. Es comença descrivint breument les seves característiques bàsiques (apartat 2.2), especialment aquelles més rellevants per a la transmissió de senyal ràdio (apartat 2.3).

Tot seguit, es fa un resum dels resultats ja realitzats de proves de sondeig (apartat 2.4), tant amb banda ampla com amb banda estreta, i a partir d'aquests, se'n dedueix la disponibilitat del canal en funció de la freqüència de transmissió, de l'hora del dia i de les condicions del canal [Vil07], extret de les dades de la campanya 2006-07.

A continuació, es descriuen els escenaris de simulació dissenyats per tal de realitzar les proves en aquest treball de tesi (apartat 2.5). Es detallarà que són resultat directe de les proves de sondeig i que per tant, responen a les característiques i als paràmetres del canal real. Aquest fet es comprova immediatament després, amb la comparativa de matrius de canal i funcions de *scattering* tant reals com simulades.

2.1 Introducció

La ionosfera és la part de l'atmosfera terrestre que està ionitzada permanentment, degut a la fotoionització que provoca la radiació solar. És per això que la ionosfera és, des del punt de vista de radiocomunicació, la part de l'atmosfera amb suficient ionització per tal d'afectar la propagació d'ones electromagnètiques [Dav65]. Es situa entre la mesosfera i l'exosfera, i s'estén aproximadament entre 85km i els 700km d'alçada.

2.2 La ionosfera

Des del punt de vista de les comunicacions ràdio, la ionosfera és la part de l'atmosfera amb prou ionització per tal d'afectar la propagació de les ones electromagnètiques [Dav65]. Les primeres estimacions sobre la possibilitat de que algunes capes de l'atmosfera fossin electrificades es remunten al s. XIX [HH03]; fou, però, a principis del s. XX, com a resultat dels experiments de comunicació a llarga distància de Marconi el 1901 [Bri11], se n'obtingueren les primeres proves. Tant al treball [Ken02] com a al treball [Hea02] s'adonaren que l'enllaç de Marconi no podia ser possible per la curvatura de la Terra, i que les ones havien d'haver estat reflectides en algun lloc.

2.2.1 Descripció

L'atmosfera està formada per gasos diversos [Dav65]. És durant el dia, amb les radiacions solars suficientment intenses, que es poden modificar algunes de les capes de l'atmosfera. El que ocorre és que alguns dels electrons poden guanyar suficient energia com per desfer-se del nucli molecular, i ésser així lliures. El resultat d'això és un gas que conté electrons carregats negativament i molècules carregades positivament; s'ha esdevingut doncs, un fenomen de ionització [JDE⁺97]. És aquest fenomen que dona nom a la ionosfera.

El gas ionitzat, anomenat plasma, és altament dinàmic, i la seva estructura canvia contínuament, tant amb noves ionitzacions com amb recombinacions. Durant la nit, com que la disminució de radiació del sol és molt elevada, les recombinacions són el fenomen dominant, i la zona atmosfèrica ionitzada es redueix. S'acostuma a definir la ionosfera com aquella capa de l'atmosfera amb concentració de ions per centímetre cúbic més gran que 100. Malgrat això, en alçades superiors als 300km, per exemple, les concentracions poden arribar a 10^6 ions per cm cúbic [Dav65].

2.2.2 Morfologia

La composició de la ionosfera varia amb la seva alçada [Sil59]. Les partícules més pesades es troben més a prop de la terra, i les més lleugeres, més lluny d'aquesta. Això fa que la ionosfera no sigui homogènia. De fet, es divideix en diferents capes en alçada, en funció dels diferents processos físics que hi ocorren.

Les regions més importants reben els noms de D, E, F1 i F2 [Sil59]. La primera capa de la que es conegué l'existència fou la E, i fou batejada per Sir Edward Appleton, perquè així anomenava el vector elèctric de l'ona reflectida. Més tard es vegé que de dia aquesta zona

ionitzada arribava fins menys alçada. Per coherència de nom, se l'anomenà D. Finalment, s'anomena capa F la que se situa per sobre de la capa E; posteriorment es dividí la capa F en la F1 i la F2, degut a les diferents característiques que es mostraven en funció de la latitud o de la hora d'observació. Les distàncies a les que se situen cada una de les capes tenen els seus valors en condicions normals i en latituds mitjanes:

- La capa D normalment se situa entre els 50 i els 90km, i la seva densitat d'ionització és d'entre 100 i 10.000 electrons per centímetre cúbic.
- La capa E comença just després de la D, i dura aproximadament fins als 150km, i la seva densitat d'electrons és del voltant de 10^5 electrons per centímetre cúbic.
- La capa F es divideix en dues, com ja s'ha comentat:
 - La capa F1 va des dels 150 als 200km, amb densitats que poden arribar fins als 10^6 electrons per centímetre cúbic.
 - La capa F2 conté els valors màxims d'ionització, amb valors que superen els 10^6 electrons per centímetre cúbic, si l'alçada mesurada és entre 200 i 500km, i decreix fins a 10^2 per a altures al voltant dels 1000km.

Malgrat tot, posteriorment s'ha fragmentat una mica més la morfologia de la ionosfera, puix s'han trobat més diferències entre les diferents zones.

2.2.3 Pertorbacions a la ionosfera

La ionosfera és un medi induït per la radiació solar, alhora que alterat pel medi interplanetari i pel camp geomagnètic [Dav65], que a més té característiques particulars a cada zona geogràfica, i amb variacions corresponents al dia i a la nit, i fins i tot a les diferents estacions establertes. Apart d'aquests fenòmens, avui dia ja força estudiats, també n'hi ha d'altres molt menys predibles.

Tal i com es pot trobar a [fAP11], caldrà tenir en compte les flamarades solars o *solar flares*, de naturalesa similar al vent solar, però més intenses; seran una influència perquè contenen radiació en tot l'espectre radioelèctric des de pocs MHz fins a THz. També ocorren ejeccions de massa coronal o *coronal mass ejection*, que és un fenomen que acostuma a ocórrer juntament amb les flamarades solars; en arribar a la Terra interaccionen amb l'atmosfera, i provoquen aurores. També hi ha tempestes magnètiques o *magnetic storms*, que són variacions temporals ràpides del camp magnètic terrestre.

L'*sporadic-E* és l'aparició i desaparició de la ionització a la capa E de la ionosfera; en moments determinats poden permetre enllaços que a priori no serien possibles. També l'*spread-E* i l'*spread-F*, que són zones de ionització irregular; són força comunes a la zona equatorial de la capa F, seguint la posta del Sol. El *travelling ionospheric disturbances* són irregularitats en la densitat electrònica de la ionosfera, que van des de les zones polars fins a l'equador. Finalment, l'event protònic solar o *solar proton event* ocorre quan el Sol expulsa grans quantitats de protons que en arribar a la terra són desplaçats cap als pols pel camp magnètic terrestre; provoquen un increment de la ionització a la capa D.

2.3 Propagació ionosfèrica

La ionosfera pot actuar de transmissora d'ones electromagnètiques a llargues distàncies, entre llocs que no tenen visió directa [Dur65]. Ja fou aquest fenomen el que permeté, en un inici de l'estudi de la propagació ionosfèrica, rebre les senyals transoceàniques des de Cornualles fins a Terranova. A principis del s. XX, la ionosfera esdevingué un entorn interessant de transmissió, i se succeïren les proves per a establir enllaços de llarga distància usant equipament relativament barat.

En diversos àmbits, entre els que cal destacar el militar, diplomàtic, aeronàutic i de la marina continuen usant la propagació ionosfèrica. Les investigacions en aquest àmbit en els últims temps, i els avenços en altres àmbits propers, com el processat digital del senyal i l'*automatic link establishment* (ALE) han fet veure noves expectatives pel que fa a la disponibilitat i la velocitat que es poden adquirir.

La ionosfera és un medi no homogeni i anisotròpic, i té una densitat d'electrons (a partir d'ara, l'anomenarem $N_p(h)$) que depèn de l'alçada h . Pel cas que ens ocupa, els paràmetres que més influeixen en l'ona electromagnètica incidint en aquest medi són la variació de l'índex de refracció i la interacció energètica que existeix entre l'ona i les partícules carregades del medi.

2.3.1 Índex de refracció

Si menyspreem l'efecte del camp magnètic terrestre i suposant l'absència de col·lisions, l'índex de refracció $n(h)$ d'una capa de la ionosfera situada en una alçada h ve determinat per [HR98]:

$$n(h) = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p(h)}{f}\right)^2} \quad (2.1)$$

on f és la freqüència de l'ona electromagnètica incident en el medi, i $f_p(h)$ és la freqüència pròpia del plasma (ambdues en [Hz]), i està relacionada amb la densitat pròpia del medi $N_p(h)$ en unitats per centímetre cúbic segons la fórmula:

$$f_p(h) = 9000\sqrt{N_p(h)} \quad (2.2)$$

Si definim Θ_0 com a l'angle d'incidència d'una ona electromagnètica en un canvi de medi, mesurat respecte a la perpendicular del pla que separa els dos medis, l'angle d'incidència és doncs, complementari a l'angle d'elevació respecte a la superfície terrestre. L'ona travessarà la capa quan la freqüència f de l'ona sigui superior a $f_p(h)$; d'aquesta manera es defineix $f_p(h)$ com la freqüència crítica del medi a una alçada h . Aquesta freqüència crítica és la que marca el límit entre la reflexió i la transmissió per incidència vertical.

En els casos d'incidència obliqua s'aplica la llei de Snell ($\Theta_0 > 0$),

$$n_0 \sin \Theta_0 = n_1 \sin \Theta_1 \quad (2.3)$$

d'on cal dir que n_0 és l'índex de refracció del medi origen, Θ_0 és l'angle d'incidència, n_1 és l'índex de refracció del medi destí, i Θ_1 és l'angle refractat.

En general, si partim de les capes més baixes de la ionosfera, a l'incrementar l'alçada, la densitat electrònica augmenta i per tant l'índex de refracció disminueix si mantenim constant la freqüència de l'ona electromagnètica incident. Aplicant la llei de Snell successivament per les R capes que conté la ionosfera, trobem:

$$n_0 \sin \Theta_0 = n_1 \sin \Theta_1 = n_2 \sin \Theta_2 = \dots = n_k \sin \Theta_k \quad (2.4)$$

Partint d'un índex de refracció unitari que tenen les capes baixes de l'atmosfera, la condició de reflexió per incidència obliqua i per tant, de retorn de l'ona cap a la Terra fa que per a alguna alçada l'angle de refracció Θ_k sigui 90° . Aplicant l'equació 2.1 i 2.4:

$$\sin \Theta_0 = n_k \rightarrow \sin \Theta_0 = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p(h)}{f}\right)^2} \quad (2.5)$$

D'aquí s'obté la llei de la secant, que ens dóna la màxima freqüència per a incidència

obliqua:

$$f_{ob} = f_p(h) \sec \Theta_0 \quad (2.6)$$

Es pot demostrar que hi ha una altura òptima per la qual el producte en 2.6 és màxim. La freqüència obliqua resultant s'anomena f_{MUF} (*maximum usable frequency*), i ens parla de la freqüència màxima que es pot usar per a establir un determinat enllaç mitjançant propagació ionosfèrica.

2.3.2 Intercanvi d'energia entre medi i ona

En general, la presència d'electrons i de ions positius en la trajectòria d'una ona electromagnètica provoca una transferència energètica d'aquesta cap a aquelles, que es tradueix en una oscil·lació de les partícules a una freqüència d'ona f . La oscil·lació dels electrons té fonamentalment dos efectes; part de l'energia es reradia i una altra part es dissipa en forma de calor degut a les col·lisions.

2.3.3 Traducció a la morfologia ionosfèrica

Els fenòmens anteriorment descrits es tradueixen en fets concrets sobre la ionosfera. En baixa ionització, en la capa D s'observa que el canvi en l'índex de refracció és molt petit, i que l'efecte predominant derivat de l'oscil·lació de les partícules carregades és la dissipació de l'energia per col·lisió dels electrons. Això es tradueix en una curvatura gairebé no apreciable del raig, però hi ha un increment substancial de l'atenuació. S'anomena *non-deviative absorption*, i fa que les comunicacions ionosfèriques siguin difícils durant el dia. Durant la nit, però, és quan millor funcionen els enllaços que usen aquest medi.

L'atenuació és inversament proporcional a la freqüència de l'ona electromagnètica, i comporta que sigui el factor que més influeix en el paràmetre f_{LUF} , que correspon a la freqüència mínima a la que es pot establir un enllaç, i que per tal de maximitzar la relació senyal a soroll (SNR) en recepció, convindria usar la f_{MUF} , més propera a la freqüència màxima. En l'enllaç d'aquest treball de tesi s'han realitzat estudis exhaustius sobre el funcionament a diverses freqüències, que es poden trobar al treball de tesi [Vil07].

A mesura que augmenta l'alçada, la densitat electrònica augmenta fins a que té el màxim en la capa F2. Donat l'enllaç del que disposem, si s'acompleix l'equació 2.5 per a alguna de les alçades, es produirà una reflexió cap a la Terra. Si no és així, l'ona travessarà la ionosfera.

2.4 Anàlisi de la ionosfera i disponibilitat

La mesura de la disponibilitat del canal ionosfèric antàrtic que ens ocupa es va realitzar al treball de tesi [Vil07], que resumeix les dades de les campanyes dels anys 2006-07. En aquest treball es fa pal·lès que no és possible cobrir tota la jornada amb una única freqüència. De forma general, s'observa el següent:

- Les freqüències més altes estan disponibles abans, al vespre, i fins més tard, durant el matí, però no ho estan en l'àmplia franja de la nit [Vil07].
- Les freqüències menors estan disponibles més tard al vespre, i deixen de rebre's abans, al matí, però la franja horària que tenen sense recepció, durant la nit, és més petita [Vil07].

Es va mesurar la variabilitat interdiària, la variabilitat horària i la variabilitat freqüencial usant correlacions amitjanades, que depèn només de la diferència entre jornades en el primer cas, entre diferents hores en el segon cas, i entre diferents freqüències en el tercer cas.

2.4.1 El receptor

El receptor també té la seva importància en la mesura de la disponibilitat, bàsicament en els casos de la no disponibilitat. Ens podem trobar no disponibilitat per *i)* la sensibilitat del receptor, en la que inclourem totes les ocasions en què la propagació no sigui possible o bé les que no és detectable, per *ii)* el bloqueig del receptor, que es produirà quan en l'entorn de la freqüència de sondeig hi hagi altres senyals de gran potència que limiten el guany del receptor per tal de no saturar el fons d'escala del convertidor A/D , i finalment *iii)* la interferència cocanal, produïda quan dins de l'ample de banda usat Bw hi ha un senyal interferent del mateix ordre o d'ordre major al sondeig que degrada la relació senyal a soroll.

Després de realitzar l'estudi [Vil07], es va observar que a baixes i mitges freqüències, la causa més important de no disponibilitat era principalment la interferència cocanal, i en segon terme, el bloqueig, mentre que a altes freqüències la no disponibilitat tenia a veure amb la interferència cocanal i amb la sensibilitat.

2.4.2 Màxima disponibilitat

Tot aquest estudi, acompanyat de l'estudi de la SNR, portà a estudiar les freqüències de màxima disponibilitat a cada hora [Vil07]. Així és com es van obtenir gràfiques de disponibilitat màxima en banda ampla per a una determinada relació SNR mínima (amb notació $SNR_{min,Bw}$) i també en funció de la hora $Dw(h)_{\underline{f},\bar{j}}$, on \underline{f} és la freqüència a la qual la probabilitat d'obtenir una SNR superior a una de mínima serà màxima, per tant, la disponibilitat serà màxima; \bar{j} indica que es tracta d'un valor amittjanat entre totes les jornades de mesura. D'aquest estudi es conclou que abans de les 23 UTC i després de les 6 UTC, les freqüències amb major disponibilitat són les de la banda alta (de 13 MHz fins a 16 MHz). També entre les 23 UTC i les 6 UTC, les freqüències al voltant de 9 MHz són les que presenten major disponibilitat; per a valors de $SNR_{min,Bw}$ relativament elevats, les millors freqüències es desplacen lleugerament a l'alça entre les 22 UTC i les 00 UTC. Finalment, l'interval comprès entre les 0 UTC i les 4 UTC presenta el millor comportament per a $SNR_{min,Bw}$ per sota de -3dBs. Totes aquestes dades s'observaran amb més detall més endavant, amb valors mesurats concrets de disponibilitat.

Un cop vistes les freqüències de major disponibilitat en funció de la freqüència, de l'horari i del receptor, caldrà tenir en compte les mesures de dispersió temporal i de dispersió freqüencial.

2.4.3 Dispersió temporal

Les mesures de dispersió temporal s'expressen en termes del *composite multipath spread* (τ_c) [Vil07]. Aquestes mesures es tenen en compte per a cada freqüència i hora, i són amittjanades per a tots els diferents dies de mesures. D'aquestes mesures se n'extreu que hi ha una tendència general a que el *composite multipath spread* va decreixent a mesura que augmenta la freqüència, tot i que variant, segons les hores, entre els 0.6ms als 2.25ms. Aquest fenomen es pot explicar per la menor atenuació que experimenten les baixes freqüències, fet que permet una major riquesa de modes en recepció.

2.4.4 Dispersió freqüencial

Les mesures de dispersió freqüencial s'expressen en termes de *composite Doppler spread* (v) [Vil07]. Els valors màxims de dispersió freqüencial s'aproximen a 1.5 Hz, a 9293 KHz al voltant de mitjanit, i a 10668 KHz entre les 22 UTC i les 0 UTC. Els valors mínims de dispersió freqüencial volten els 0.5 Hz i s'obtenen a altes freqüències de matinada (per

exemple, entre les 8 UTC i les 11 UTC a 16130 KHz).

2.4.5 Conclusions

Pel que fa a la dispersió temporal i freqüencial, i partint de la mesura de les freqüències, es pot dir que entre 7 MHz i 10 MHz, el *composite multipath spread* volta els 2ms entre les 20 i 21 UTC i a les 03 UTC, essent més gran a freqüències menors. Llavors el *composite Doppler spread* és força estable, i d'un valor una mica superior a 1 Hz. També cal dir que entre les 4 UTC i les 8 UTC s'observen alts i baixos tant de dispersió temporal com freqüencial. Entre les 5 i les 6 UTC el *composite Doppler spread* assoleix valors màxims d'1.5 Hz a 10 MHz.

Si la freqüència puja a partir d'11 MHz, des de primera hora del vespre, de les 18 a 19 UTC fins a les 4 UTC hi ha una tendència descendent del *composite multipath spread*, partint de valors diferents en funció de la freqüència. Llavors la dispersió freqüencial volta l'1 Hz abans de les 5 UTC, amb oscil·lacions més pronunciades a darrera hora del vespre i a primera hora de la nit (fins les 22 o 23 UTC). A partir de les 6 UTC la dispersió temporal tendeix a créixer, arribant a valors de 1.5 ms al voltant de 13 MHz cap a les 9 UTC. Llavors la dispersió freqüencial és la més baixa de tot el dia, arribant a valors de 0.5 Hz per sobre dels 14 MHz.

Malgrat tot, hi ha una segona lectura possible i que és més àgil per tal de veure les franges on és més estable el canal. Un primer interval està comprès aproximadament entre les 23 UTC i les 4 UTC, que està caracteritzat per un *composite multipath spread* que decreix lentament amb la freqüència i la hora (a partir de una freqüència de 8 MHz) i un *composite Doppler spread* que és aproximadament constant. Aquesta franja correspon, a grans trets, al període de temps que la gran major part de la ionosfera que intervé en el trajecte d'interès no està il·luminada.

El segon interval, que és força més inestable, inclou el vespre (totes les hores abans de les 23 UTC) i a la matinada (a partir de les 5 o 6 UTC), on sovint s'experimenten alts i baixos en la dispersió temporal i freqüencial. Aquestes franges corresponen a quan hi ha canvis en la il·luminació solar de porcions de la ionosfera que estan dins del trajecte d'interès.

2.5 Models de simulació

A continuació es sintetitzen els resultats de sondeig del canal, i com d'aquests resultats se n'obtidran models de simulació per a realitzar les proves d'aquest treball de tesi.

2.5.1 Resum de sondeig i de caracterització del canal

En el treball de tesi de Vilella [Vil07] s'hi poden trobar detallades totes les proves realitzades per tal de sondejar i caracteritzar el canal ionosfèric, tant en el que es considerava banda estreta (10 Hz) com en banda ampla (3 kHz). És a partir d'aquest estudi que s'ha pogut determinar la màxima disponibilitat (en mitjana) de cada freqüència a cada hora, i els paràmetres de dispersió corresponents. Totes aquestes dades i el procés per a obtenir-les ha estat recollit en els treballs [VMP08] i [VMA⁺09].

Anàlisi amb banda estreta

El primer dels sondejos realitzats al treball [Vil07] és el sondeig de banda estreta. Pel que fa a la disponibilitat de l'enllaç en banda estreta, cal concloure que l'estacionarietat de la ionosfera en termes de disponibilitat és màxima durant la nit.

Pel que fa a la potència rebuda, es conclou que les freqüències amb major potència mediana rebuda són les compreses entre els 7 MHz i els 10 MHz (les recepcions són d'entre -90 dBm i -100 dBm, quan la transmissió subministra 250W al monopol). En segon lloc, hi ha freqüències per sota dels 7 MHz, amb unes recepcions del voltant de -100 dBm. Finalment, per sobre de 10MHz, la potència rebuda sol estar per dessota de -100 dBm. D'aquesta manera, i tenint en compte la resposta de les antenes, s'observa una menor atenuació de l'enllaç quan menor és la freqüència que es realitza el sondeig.

Pel que fa a la mesura de la SNR en un determinat ample de banda (el de treball), es constata que per amples de valor de 1 KHz, 3 KHz i 5 KHz el soroll es pot considerar, en mitjana, distribuït de manera uniforme en la freqüència, de tal manera que quan es dobla l'ample de banda, la SNR empitjora al voltant de 3dBs.

Si s'adjunta la mesura de la disponibilitat de l'enllaç en banda estreta D_n i la SNR es conclou que entre els 8 MHz i els 12 MHz hi ha una elevada disponibilitat en banda estreta, que és al voltant del 80% entre les 22 UTC i les 03 UTC, i aquesta va acompanyada de valors de SNR que són molt bones, d'entre -3 dBs i +2 dBs a 1 KHz d'ample de banda. Per sota de 8 MHz, tot i que la disponibilitat és elevada, al voltant dels 60-70% en una àmplia franja horària durant la nit, la mesura de la SNR és força pitjor a d'altres bandes freqüencials amb una disponibilitat similar. I finalment, per sobre dels 13 MHz la SNR mesurada és millor a la d'altres bandes de disponibilitat similar o fins i tot millor.

Anàlisi amb banda ampla

L'anàlisi en banda ampla s'ha realitzat en 21 jornades d'experiment [Vil07]; pel que fa a la dispersió temporal i freqüencial, entre 7 MHz i 10 MHz, el *composite multipath spread* té un valor al voltant dels 2 ms entre les 20 UTC i les 03 UTC, essent més gran per a freqüències menors. A partir d'11 MHz, des del vespre s'observa com el *composite multipath spread* esdevé menor.

També es poden distingir dos intervals horaris; el primer, més estable, entre les 23 UTC i les 04 UTC, el *composite multipath spread* és decreixent d'una forma lenta, i el *composite Doppler spread* és aproximadament constant. En el segon interval, que és més inestable, que inclou al vespre abans de les 23 UTC, i a la matinada, a partir de les 05 UTC, on s'experimenten alts i baixos en els valors de la dispersió temporal i freqüencial. Corresponen a canvis en la il·luminació solar en trams de la ionosfera que estan dins del camí de la transmissió.

Resultats de disponibilitat

Al treball de tesi de Vilella [Vil07] es presenta una taula de resultats de la disponibilitat $Dw(h_1)_{f,\bar{j}}$, per a cada hora, i per tres valors de SNR (-9 dBs, -6 dBs, -3 dBs), mesurada en un $Bw = 3000\text{KHz}$, i amitjanat per totes les jornades de mesura. Els resultats complets es poden observar la taula 2.1 i també en el treball presentat en [VMP08, VMA⁺09].

2.5.2 Resum dels escenaris escollits per a la simulació

Per tal que les proves d'aquesta tesi puguin respondre a la realitat del canal ionosfèric Antàrtic abans descrit, s'han dissenyat quatre escenaris de simulació usant les freqüències que maximitzen la disponibilitat en banda ampla de cada hora del canal, en funció dels resultats descrits a [Vil07]. Per a dissenyar aquests escenaris, s'ha tingut en compte tant la SNR com les mesures de dispersió temporal i freqüencial.

En realitat, es tracta de tres escenaris: *escenari 1*, *escenari 2* i *escenari 3*, descrits a la taula següent (taula 2.2); i un quart escenari, anomenat *escenari 0*, que a diferència dels altres tres, no presenta multicamí. Cal fer un apunt; apart de dissenyar correctament els escenaris de simulació, també caldrà calcular convenientment la velocitat de transmissió de dades de la modulació d'espectre eixamplat de seqüència directa que s'usarà: és fonamental que la mida del temps de símbol (T_s) sigui més gran que tota la diversitat temporal (mesurada en el *composite multipath spread*) que es pot donar en el canal a causa del multicamí. D'aques-

Taula 2.1: Disponibilitat per a cada hora [Vil07]

h_l	$SNR_{min,3000}$	$Dw(h_l)_{f,\bar{j}}$	$f_k = \underline{f}$	$\tau(h_l)_{F_k,\bar{j}}, f_k \in F_l$	$v(h_l)_{F_k,\bar{j}}, f_k \in F_k$
20	-9	27%	15	0.9	0.7
	-6	18%	15	0.9	0.7
	-3	13%	15	-	-
21	-9	52%	13	1	1.2
	-6	43%	15	0.7	0.9
	-3	36%	15	0.7	0.9
22	-9	46%	15	0.8	1.25
	-6	43%	15	0.8	1.25
	-3	27%	15	0.8	1.25
23	-9	60%	9	2.1	1.2
	-6	38%	9	2.1	1.2
	-3	20%	11	1.6	1.3
00	-9	73%	9	2.1	1.5
	-6	54%	9	2.1	1.5
	-3	34%	11	1.5	1.3
01	-9	82%	9	2	1.25
	-6	63%	9	2	1.25
	-3	36%	9	2	1.25
02	-9	68%	9	2	1.25
	-6	50%	9	2	1.25
	-3	25%	9	2	1.25
03	-9	77%	9	1.6	1.2
	-6	55%	9	1.6	1.2
	-3	30%	11	1	1
04	-9	66%	9	1.6	1.2
	-6	42%	9	1.6	1.2
	-3	30%	9	1.6	1.2
05	-9	32%	8	1	0.8
	-6	20%	9	1	0.8
	-3	11%	9	1	0.8
06	-9	26%	8	1	1
	-6	16%	8	1	1
	-3	11%	8	1	-
07	-9	21%	14	0.6	0.8
	-6	18%	13	0.8	0.95
	-3	11%	14	0.8	0.95
08	-9	50%	15	0.6	0.8
	-6	36%	15	0.6	0.8
	-3	18%	15	0.6	0.8
09	-9	32%	15	1.5	0.7
	-6	14%	15	1.5	0.7
	-3	-	-	-	-

ta forma s'evitarà treballar amb canals que produeixin interferència intersimbòlica (ISI) massa significativa, aspecte que ja va ser tractat en un altre treball de tesi en aquest tipus d'enllaços [Soc02].

Taula 2.2: Escenaris de simulació [Vil07]

Escenari	h_l	$SNR_{min,3000}$	$Dw(h_l)_{f,\bar{j}}$	$f_k = \underline{f}$	$\tau(h_l)_{F_k,\bar{j}}, f_k \in F_l$	$v(h_l)_{F_k,\bar{j}}, f_k \in F_k$
Escenari 0	-	-	-	-	-	1.2
Escenari 1	01	-9	82%	9	2	1.25
		-6	63%	9	2	1.25
		-3	36%	9	2	1.25
Escenari 2	21	-9	52%	13	1	1.2
		-6	43%	15	0.7	0.9
		-3	36%	15	0.7	0.9
Escenari 3	08	-9	50%	15	0.6	0.8
		-6	36%	15	0.6	0.8
		-3	18%	15	0.6	0.8

La següent taula 2.2 està ordenada per l'hora de transmissió h_l ; dins de cada hora, es mostren tres valors de SNR (-9dBs, -6dBs, -3dBs), mesurats a un ample de banda $Bw = 3\text{KHz}$. La disponibilitat $Dw_{f,\bar{j}}$ es dona per una freqüència determinada, i tal i com es mostra, es mesura en percentatge de temps. La freqüència es mesura en MHz. El *composite multipath spread* ($\tau(h_l)_{F_k,\bar{j}}$), on $f_k \in F_k$ expressat en ms, i finalment el *composite Doppler spread* ($v(h_l)_{F_k,\bar{j}}$), on $f_k \in F_k$. Per a una explicació més detallada de l'obtenció d'aquests paràmetres, veure l'apartat 2.4.

L'*escenari 0*, d'altra banda, no disposa de mesures perquè es tracta d'un escenari simulat d'un sol camí, i que té un desplaçament Doppler màxim de 1.2; és per això que no disposa de les mesures a les diferents SNR. Ha estat important la seva existència en tots els tests realitzats perquè ha permès fer proves amb variabilitat freqüencial sense veure's afectat pel multicamí. Malgrat el fet que l'*escenari 0* no respongui a les mesures concretes realitzades sobre les dades de la campanya 2006-07, respon a dades reals mesurades en d'altres campanyes, en termes de *composite Doppler spread*, en situacions de canal no multicamí, com alguns dels exemples que s'observaran més endavant (veure la matriu de canal i la funció de *scattering* de l'01 de febrer de 2008 - 00:08). Cal dir que hi haurà un *escenari 0*, que no està dins de la taula descrita anteriorment (taula 2.2), que usa els mateixos paràmetres de simulació que l'*escenari 1* però amb un sol rebot; s'ha usat per a fer una aproximació més pausada a l'entorn ionosfèric a partir d'un escenari de simulació menys

complicat. Més tard, en l'anàlisi de dades reals, es comprovarà que malgrat no tractar-se d'un escenari habitual, sí que es tracta d'un entorn real puix que s'analitzaran dades amb paràmetres propers a aquest.

Dins de tot el marc de dades sobre el canal ionosfèric antàrtic que ofereix l'estudi [Vil07], s'ha escollit les franges que presenten un major percentatge de disponibilitat, i per variabilitat d'horari i per tant, de freqüència. Cal dir que sobre les dades originals mesurades en recepció, la freqüència que presentava millor disponibilitat en gairebé tots els horaris era la de 9MHz, però s'ha optat per diversificar les freqüències en els diferents escenaris per a donar major realisme a les simulacions.

2.5.3 Funcions de *scattering* i respostes impulsional dels escenaris escollits

A continuació aquest treball realitza un breu estudi de les respostes impulsional (matrius de canal) i de les funcions de *scattering* (veure el seu càlcul a [Pro95]) dels diferents escenaris de simulació abans escollits. Aquest estudi s'ha realitzat usant l'eina MATLAB [The07]. Per a més detall sobre la generació de les respostes impulsional dels diferents canals, consultar el detall de funcionament de la funció *rayleighchan* de la mateixa eina MATLAB. La visualització d'aquestes dades ens permetrà de forma qualitativa (puix que de forma quantitativa ja s'ha detallat en l'apartat 2.5.2) observar la resposta dels diferents escenaris.

Les mesures s'han realitzat amb dos valors de SNR possibles, molt propers als valors de SNR mitjà del canal mesurat en [Vil07]. Aquests valors escollits han estat -8dB i -12dB, i aquesta SNR ha estat mesurada a un ample de banda igual a la freqüència de xip (BW_c).

Les proves s'han realitzat transmetent un senyal d'espectre eixamplat de seqüència directa [Pro95]. Consta d'un total de 420 símbols, la longitud de la seqüència PN és de 127 xips, i es disposa de 16 mostres per xip. Aquestes dades ens concreten la resolució dels resultats que es presenten a continuació. La resposta impulsional s'ha calculat realitzant la correlació en recepció de les dades rebudes amb la seqüència PN de l'usuari d'interès. Les dades enviades són conegudes, i per això es pot realitzar l'estimació de canal, i la modulació és binària de fase. La freqüència de mostreig usada és de 50kHz. Les respostes impulsional dels quatre escenaris es centren al voltant del retard 20ms, ubicat al mig de la matriu de canal.

La matriu de canal que representa la resposta impulsional del canal es mostra en funció del retard en segons (τ) - que equival a la longitud temporal d'una seqüència PN -, i s'enumera amb el nombre de símbols que s'analitzen (420 símbols). En el cas de la funció de *scattering*, també s'ordena en funció del retard, i en l'eix vertical en freqüència (Hz), que

és el *Doppler spread*.

Dades gràfiques de l'*escenari 0*

A continuació es poden observar la funció de *scattering* i la resposta impulsional o matriu de canal per el cas de simular una transmissió amb l'*escenari 0* abans descrit (veure apartat 2.5.2).

En les gràfiques que es mostren a la figura 2.1.a, a la figura 2.1.b i a la figura 2.1.c, la SNR mitjana estava fixada a -12dB (malgrat que en un canal real variant la SNR seria variant en el temps), i en l'eix horitzontal de totes tres figures hi ha la component temporal.

Les figures 2.1.a i 2.1.b, que mostren la funció de *scattering* i un detall més ampliat de la mateixa, l'eix vertical és la desviació de freqüència Doppler, i es dona en Hz, i l'eix horitzontal és el retard, i es dona en ms. Per tal de mesurar el retard entre dos punts concrets de la funció de *scattering* és suficient en comprovar quin instant temporal correspon a cada un i fer la diferència d'aquests. Com es pot observar a la figura 2.1.b, els valors més allunyats del Doppler nul estan al voltant de l'1.25, és que el que s'havia fixat com a màxim. Cal veure que només apareix a la resposta impulsional un sol camí, tal i com s'havia fixat en la simulació.

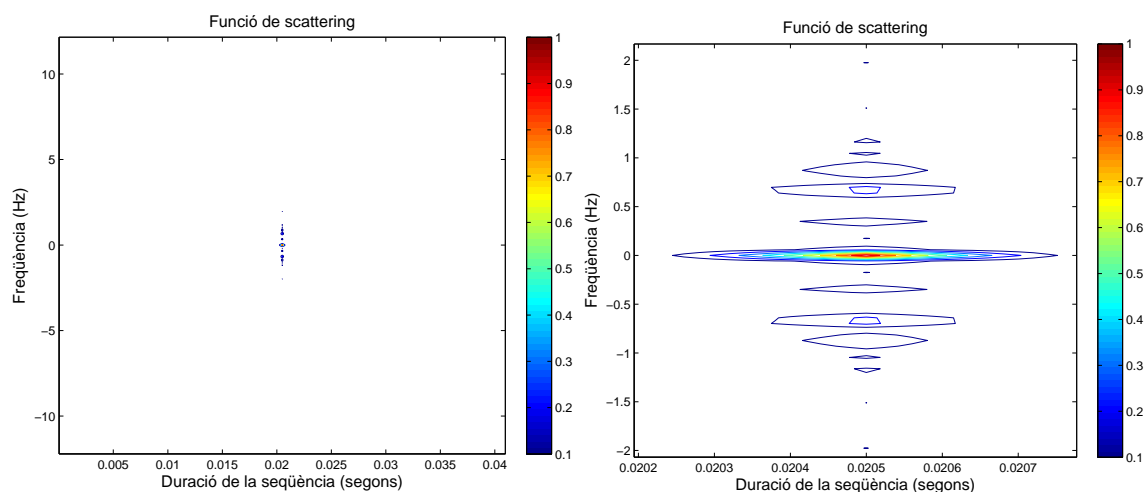
Pel que fa a la figura 2.1, malgrat aquest escenari és el més senzill i respon a un entorn Rayleigh però sense multicamí, s'observa que puntualment, el canal desapareix, i que alhora, en d'altres moments guanya potència; és, doncs, un canal variant en el temps amb *fadings*, tal i com és també la ionosfera.

Dades gràfiques de l'*escenari 1*

A continuació es poden observar la funció de *scattering* i la matriu de canal per el cas de realitzar una simulació amb l'*escenari 1* abans descrit (veure apartat 2.5.2).

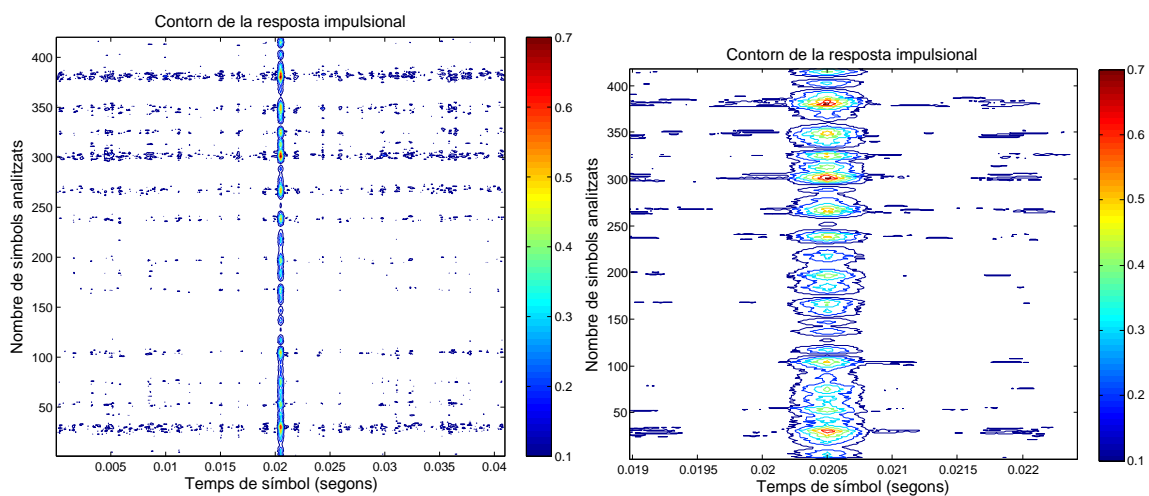
Les proves mostrades a les figures 2.2.a, 2.2.b i 2.2.c han estat calculades amb una SNR amitjanada de -8dB, i consten també d'un anàlisi de 420 símbols. S'ha escollit un valor de SNR mitjà distint per a contemplar les diferents possibilitats de qualitat de canal.

Les figures 2.2.a i 2.2.b mostren la funció de *scattering* de l'*escenari 1*, amb una gran concentració de dispersió freqüencial al voltant d'1.25Hz del punt central. La distància temporal entre els diferents camins també respon a mesures realitzades en la tesi [Vil07], i en l'*escenari 1* té una dispersió temporal de 2ms, per tant, com que té tres camins, cada un d'ells està a una distància de 1ms l'un del següent.



(a) Funció de *scattering* de l'escenari 0 (en segons i Hz)

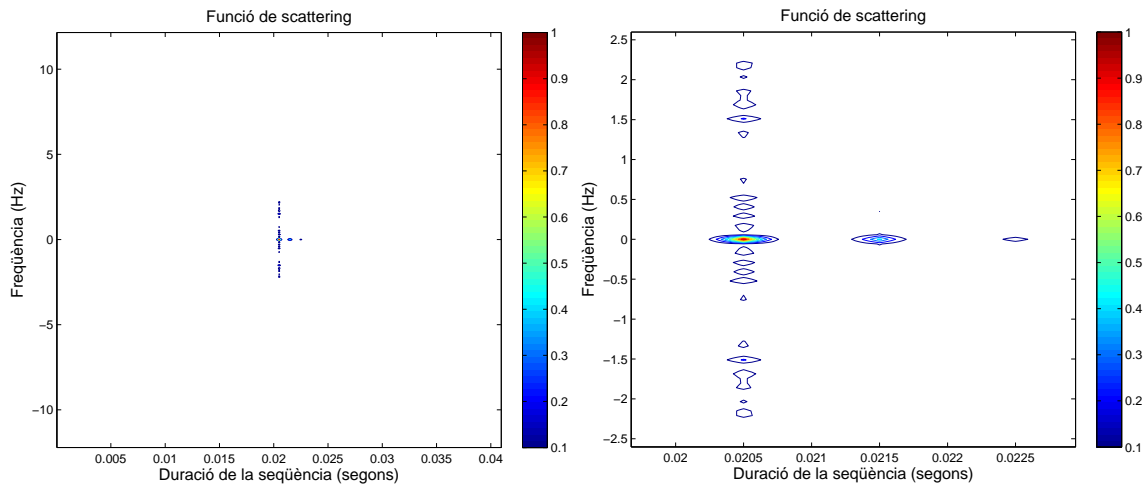
(b) Funció de *scattering* de l'escenari 0 - Detall (en segons i Hz)



(c) Matriu de canal de l'escenari 0 (en segons)

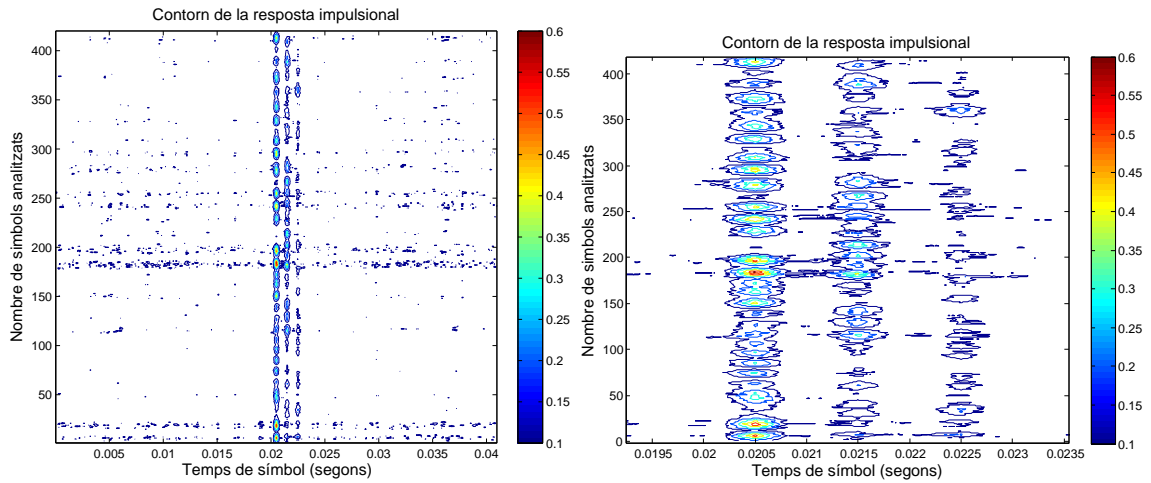
(d) Matriu de canal de l'escenari 0 - Detall (en segons)

Figura 2.1: Funció de *scattering* i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l'escenari 0



(a) Funció de *scattering* de l'escenari 1 (en segons i Hz)

(b) Funció de *scattering* de l'escenari 1 - Detall (en segons i Hz)



(c) Matriu de canal de l'escenari 1 (en segons)

(d) Matriu de canal de l'escenari 1 - Detall (en segons)

Figura 2.2: Funció de *scattering* i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l'escenari 1

Els valors de la potència mitjana de cada un dels camins han estat presos de preavaluacions del treball de tesi [Vil07]. En aquest sentit, s'ha obtingut que en mitjana, el segon dels camins més destacable estava al voltant dels -3.17dB respecte al camí principal, i que el tercer dels camins estava a -8.23dB del camí principal. Han estat aquests els valors de potència relativa que s'han usat en tots tres escenaris que disposen de multicamí. Tot simulant 3 camins, s'opta per escollir el valor del retard del tercer camí, el més endarrerit, al valor del *delay spread* mesurat (veure taula 2.2) i fixar el segon camí en un retard intermig (al voltant del valor mesurat). S'ha aplicat la mateixa mesura per a l'*escenari 1*, l'*escenari 2* i l'*escenari 3*.

Dades gràfiques de l'*escenari 2*

A continuació es poden observar la funció de *scattering* i la matriu de canal per el cas realitzar una simulació amb l'*escenari 1* abans descrit (veure apartat 2.5.2).

Les proves mostrades a les figures 2.3.a, 2.3.b i 2.3.c han estat calculades amb una SNR promig de -12dB, i consten també d'un anàlisi de 420 símbols.

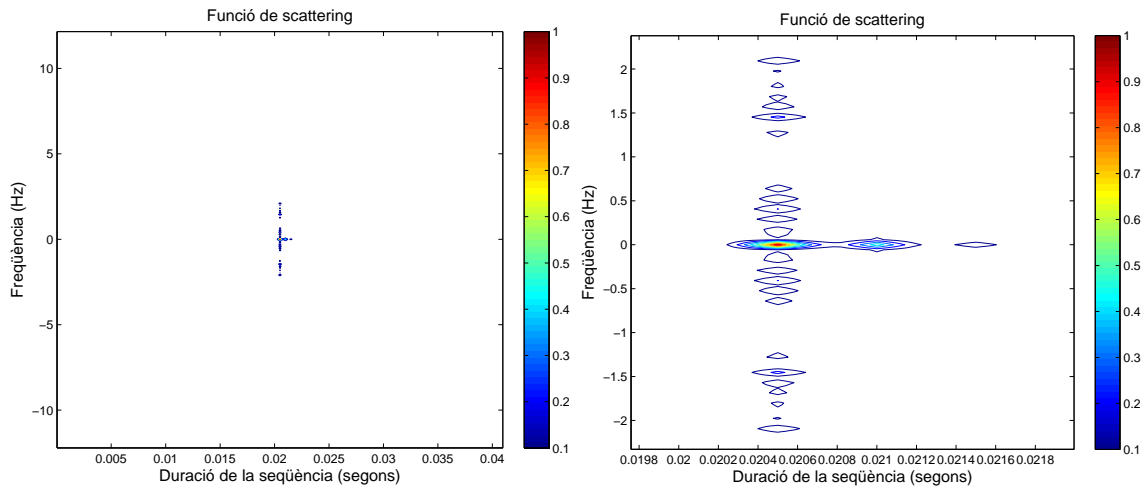
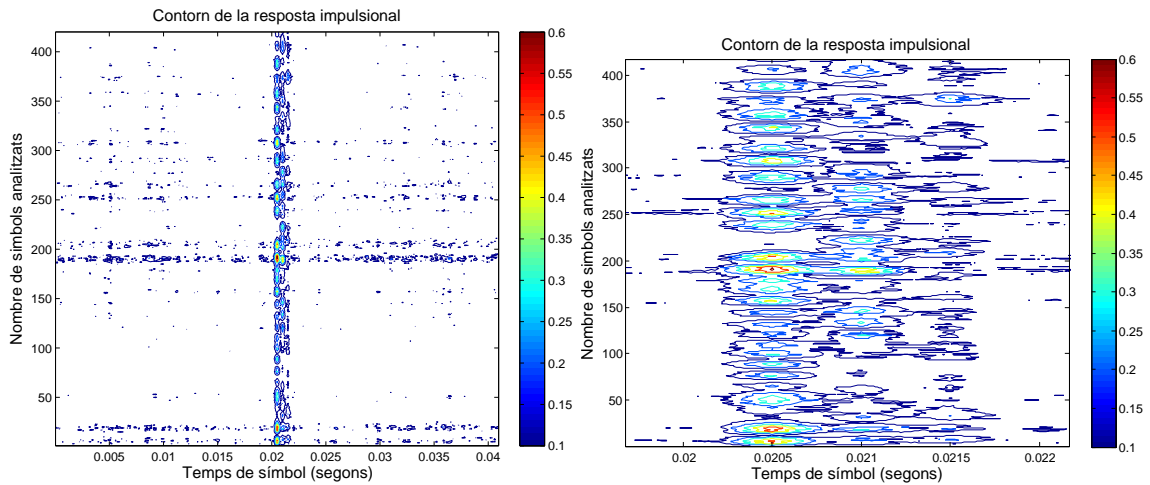
De les gràfiques 2.3.a i 2.3.b s'observa que el gruix de la desviació Doppler està per sota de 1.2 Hz al voltant del valor nul, i també es veu clarament la distància temporal entre cada un dels camins diferents; 0.5ms els separen, tant entre el primer i el segon, com entre el segon i el tercer; la dispersió temporal màxima calculada en aquest escenari era d'1ms.

Dades gràfiques de l'*escenari 3*

A continuació es poden observar la funció de *scattering* i la resposta impulsional (matriu de canal) per el cas realitzar una simulació amb l'*escenari 3* abans descrit (veure apartat 2.5.2).

Les proves mostrades a les figures 2.4.a, 2.4.b i 2.4.c han estat calculades amb una SNR de -8dB, i consten també d'un anàlisi de 420 símbols.

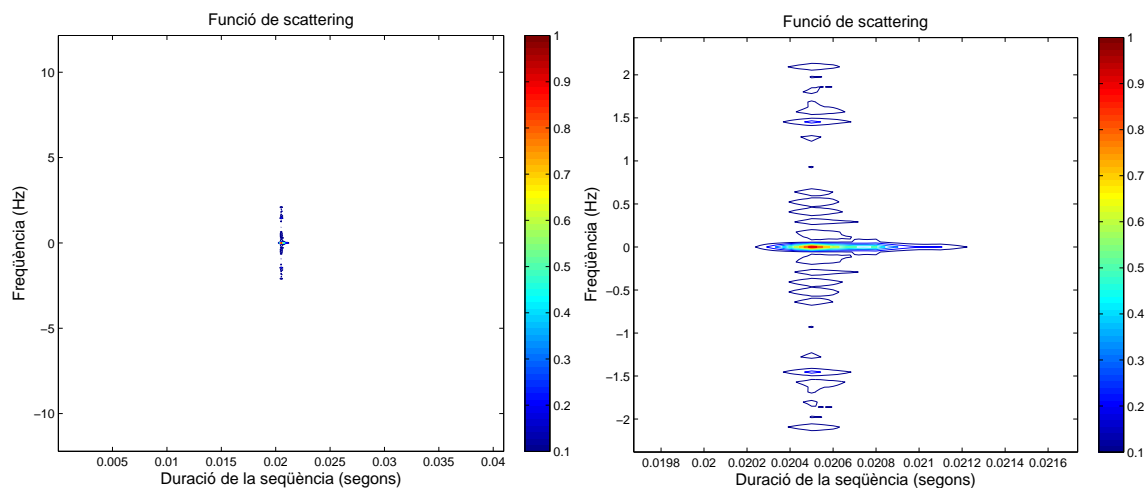
De les gràfiques 2.4.a i 2.4.b s'observa que el gruix de la desviació Doppler està per dessota de l'1.2Hz al voltant del valor nul; malgrat que el valor calculat per [Vil07] fos lleugerament menor, i està al voltant de 0.8Hz, s'ha preferit tenir en compte les pitjors mesures de Doppler realitzades a aquesta freqüència. En aquest cas, com que la proximitat dels rebots consecutius és gran (0.3ms), és difícil distingir on acaba un dels camins i on comença un altre, especialment a la matriu de canal (veure figura 2.4.c). La dispersió temporal màxima calculada en aquest escenari era de 0.6ms.

(a) Funció de *scattering* de l'escenari 2 (en segons i Hz)(b) Funció de *scattering* de l'escenari 2 - Detall (en segons i Hz)

(c) Matriu de canal de l'escenari 2 (en segons)

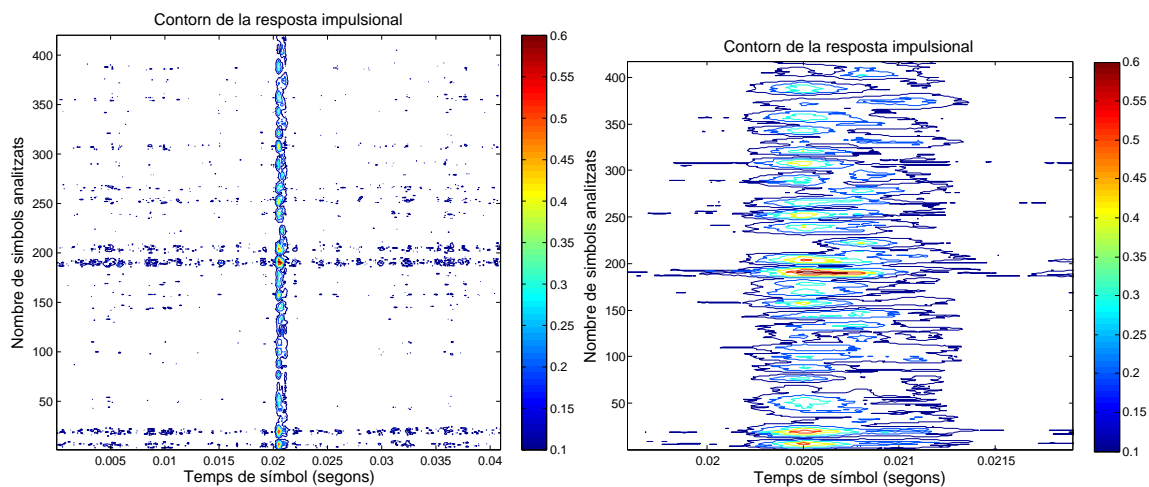
(d) Matriu de canal de l'escenari 2 - Detall (en segons)

Figura 2.3: Funció de *scattering* i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l'escenari 2



(a) Funció de *scattering* de l'escenari 3 (en segons i Hz)

(b) Funció de *scattering* de l'escenari 3 - Detall (en segons i Hz)



(c) Matriu de canal de l'escenari 3 (en segons)

(d) Matriu de canal de l'escenari 3 - Detall (en segons)

Figura 2.4: Funció de *scattering* i resposta impulsional (matriu de canal), en funció del retard en segons (τ) en l'escenari 3

2.5.4 Dades gràfiques del canal ionosfèric real Antàrtida - Roquetes

A continuació s'adjunten uns quants exemples de la resposta impulsional real que presenta el canal ionosfèric des de l'Antàrtida fins a Roquetes. El canal és molt variable en funció de l'hora i el dia d'anàlisi [VMP08], però malgrat tot s'ha mirat de trobar quatre mostres representatives del comportament del canal.

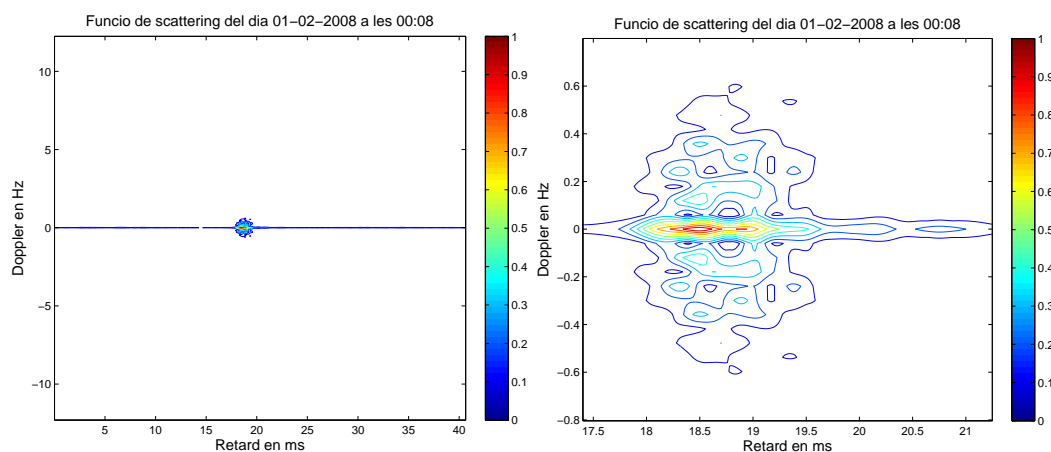
Les mostres escollides corresponen a dades transmeses l'01 i el 02 de febrer de 2008; la freqüència de mostreig és de 50KHz, les seqüències PN usades són de longitud 127 xips, i es disposa de 16 mostres per xip en tots els casos, i s'analitzen 420 símbols. Les condicions són iguals, doncs, que les que s'han tingut en compte en l'apartat 2.5.3, de tal manera que es puguin comparar a nivell gràfic.

Els paràmetres estadístics analitzats en aquest treball de tesi es detallen en l'apartat 5.10.3, entre ells l'avaluació de la SNR a nivell de xip, juntament amb d'altres avaluacions referents a l'estructura multiresolutiva aplicada a aquestes dades. Cal tenir present, però, que les dades simulades en els quatre escenaris corresponen a condicions de canal amb paràmetres mesurats de forma estadística, per tant, no corresponen a la resposta impulsional d'una determinada transmissió, sinó que són resultat de diverses observacions. És per això que no hi haurà cap dels quatre exemples que es presentaran a continuació que correspongui, en paràmetres de mesura, exactament a cap dels quatre escenaris de simulació establerts. La comparativa s'ha de realitzar, doncs, en termes més qualitius de semblança.

01 de febrer de 2008 - 00:08

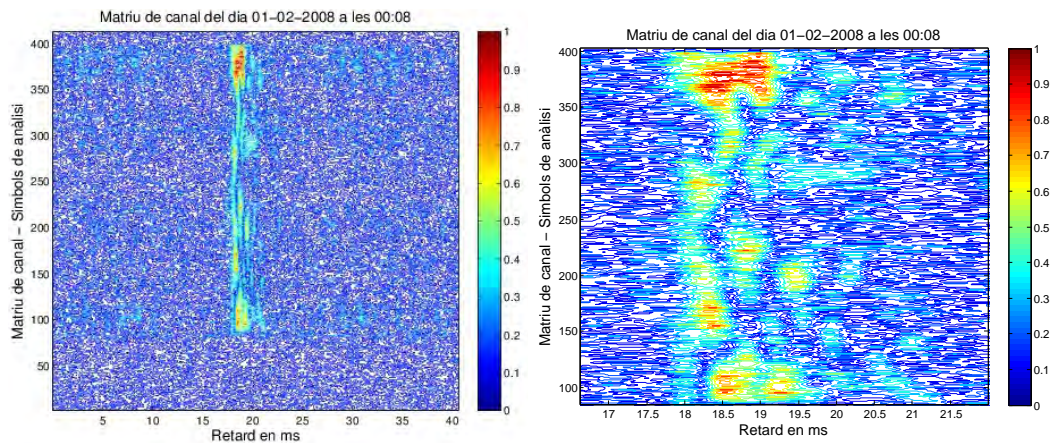
En la primera de les mostres de funcionament del canal ionosfèric es presenta un fitxer de 420 dades, de les quals només són dades modulades amb la seqüència PN a partir de la dada 88; totes aquelles dades anteriors no seran servibles per a fer el càlcul de la funció de *scattering*, perquè no hi ha símbols modulats, bàsicament s'ha rebut soroll (és visible en la resposta impulsional del canal).

A la figura 2.5.a i en el seu detall a la figura 2.5.b s'observa la funció de *scattering* corresponent a aquesta primera mesura. S'hi observa una desviació Doppler màxima de 0.6Hz, i una desviació temporal màxima entre els dos rebots de màxima potència del voltant de 2ms. Malgrat tot, si s'observa la matriu de canal, a la figura 2.5.c, es veurà clarament que en realitat hi han passat tres camins diferents, però en diferents instants de temps. El que succeeix és que els dos de màxima potència han estat tant propers en el temps que en la funció de *scattering* es confonen en un sol rebot amb molta desviació temporal.



(a) Funció de *scattering* de l'01 de febrer de 2008 - 00:08 (en ms i Hz)

(b) Funció de *scattering* de l'01 de febrer de 2008 - 00:08 (en ms i Hz)



(c) Matriu de canal de l'01 de febrer de 2008 - 00:08 (en ms)

(d) Matriu de canal de l'01 de febrer de 2008 - 00:08 - Detall (en ms)

Figura 2.5: Resultats per a les dades rebudes l'01 de febrer de 2008 a les 00:08. La SNR mesurada sobre el fitxer de dades és del voltant de -10dB.

En tot cas, és important tenir present que els paràmetres de funcionament, tant pel que fa a la desviació freqüencial com a la desviació temporal, estan dins dels marges calculats a la taula 2.2, fins i tot les desviacions mesurades es pot afirmar que són menors que les considerades en l'entorn de simulació. Aquest primer bloc de dades té un comportament similar (qualitativament) a l'escenari 3, detallat a l'apartat anterior i a les figures 2.4.

01 de febrer de 2008 - 00:48

En aquesta segona mostra de senyal del canal antàrtic s'hi observa una bona recepció, tant pel que diu la funció de *scattering* a les figures 2.6.a com al seu detall a la figura 2.6.b. La desviació freqüencial Doppler no arriba als 0.4Hz, i de la forma que té la funció de *scattering* ja es dedueix que probablement hi ha una sola component multicamí, és contínua, i d'una potència raonable.

Això es pot veure amb detall a la figura 2.6.c. L'eixamplament temporal és petit, de l'ordre de 0.6ms, i tal i com es pot veure a la matriu de canal, pertany a un sol camí que en un determinat moment s'eixampla temporalment. La seva variació al llarg del temps és molt lenta. Aquest bloc de dades té similitud qualitativament amb l'escenari anteriorment descrit a les figures 2.1, també disposa d'un sol camí de recepció.

02 de febrer de 2008 - 01:52

En la tercera de les mostres del senyal ionosfèric real, ens trobem amb una dada que, segons mostren les figures 2.7.a i el seu detall 2.7.b, té un sol camí, però considerablement més eixamplat que en l'exemple anterior. La desviació temporal es mesura aproximadament 1.4ms, i el desviament Doppler és més elevat que els casos anteriors, arribant gairebé a 1Hz.

Si s'observa la resposta impulsional, que està dibuixada a la figura 2.7.c, es podrà veure que el que succeeix és que hi ha un sol camí, però està clarament interromput en el temps; i és més, en el moment que torna a aparèixer el camí, no sempre es troba exactament sobre la mateixa posició temporal que el seu antecessor. És això el que causa que l'eixamplament temporal de la funció de *scattering* sigui més gran (veure figura 2.7.b). És interessant veure aquest cas, puix que els dos casos anteriorment presentats les variacions del canal eren més lentes; el simulador Rayleigh abans detallat (veure 2.5.3) donava mostres de variacions ràpides, comparables a les que es veuen en aquesta matriu de canal. Aquest bloc de dades té similitud qualitativament amb l'escenari anteriorment descrit a les figures 2.3, malgrat que l'escenari 2 té 3 camins diferents. En el cas de les dades mostrades a la figura 2.7

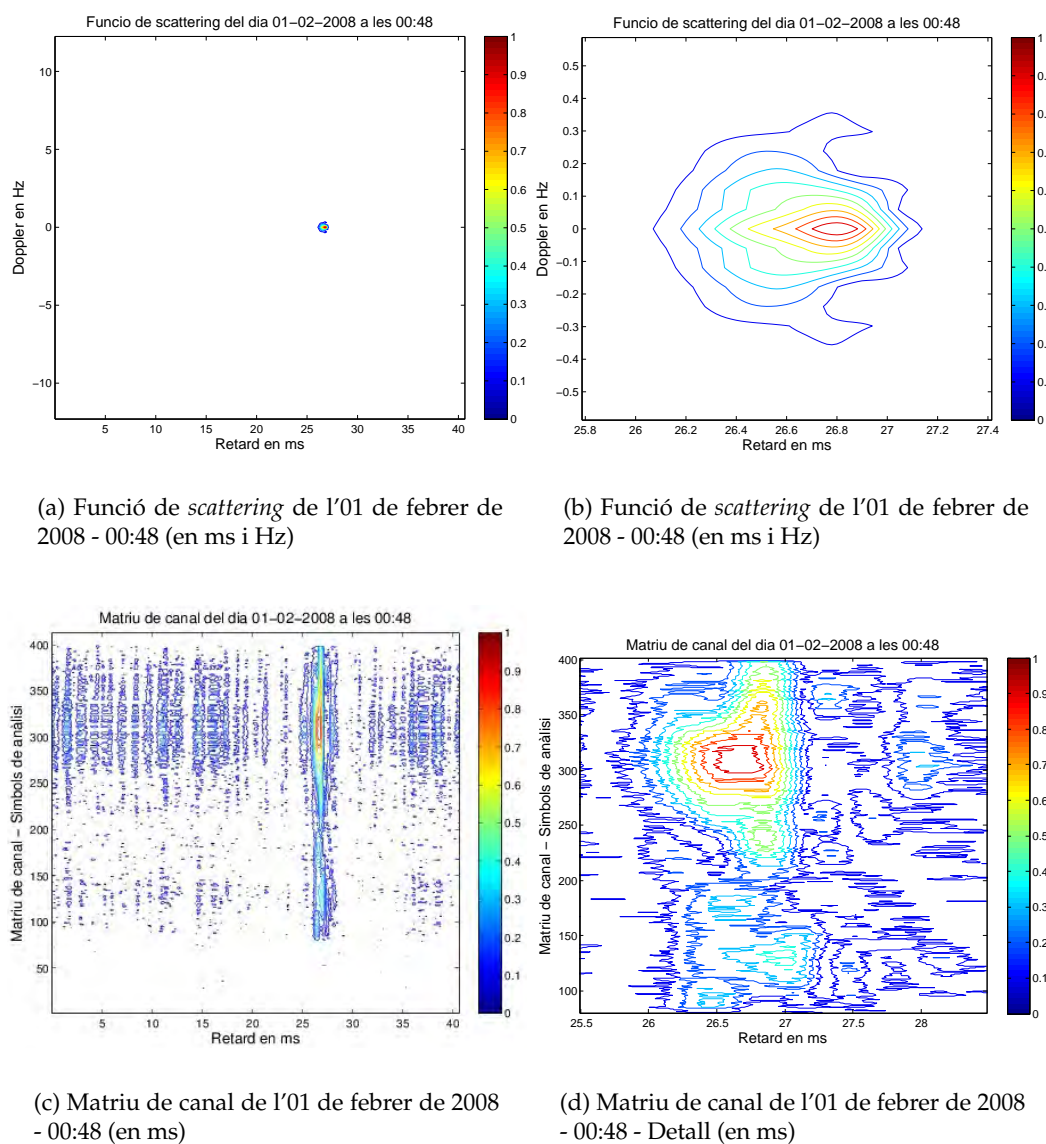
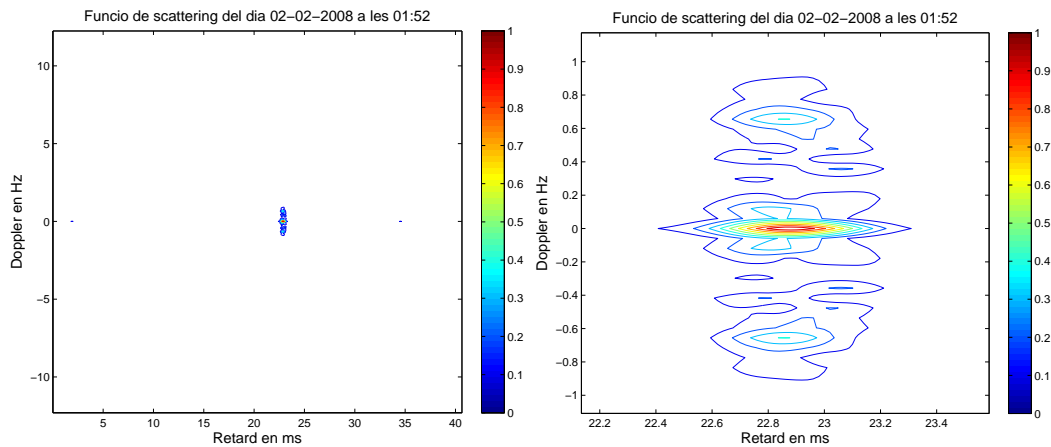
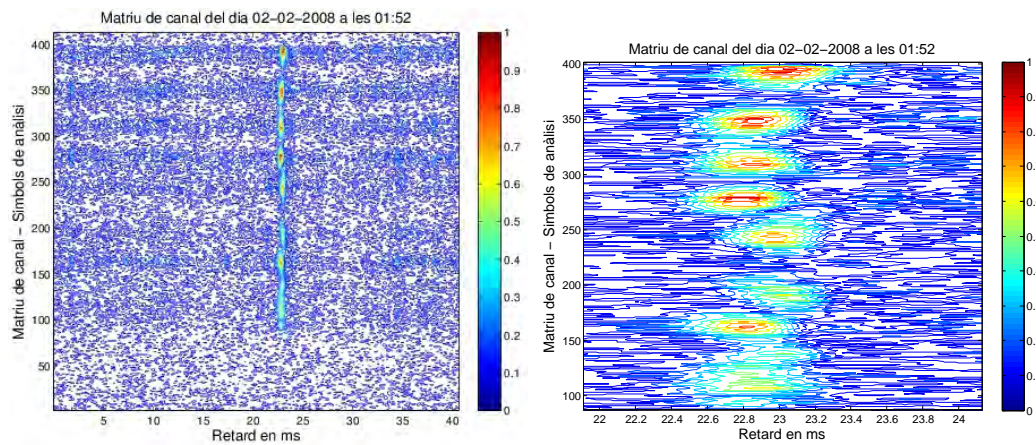


Figura 2.6: Resultats per a les dades rebudes l'01 de febrer de 2008 a les 00:48. La SNR mesurada sobre el bloc de dades rebut és de -8.5dB.



(a) Funció de *scattering* del 02 de febrer de 2008 - 01:52 (en ms i Hz)

(b) Funció de *scattering* del 02 de febrer de 2008 - 01:52 (en ms i Hz)



(c) Matriu de canal del 02 de febrer de 2008 - 01:52 (en ms)

(d) Matriu de canal del 02 de febrer de 2008 - 01:52 - Detall (en ms)

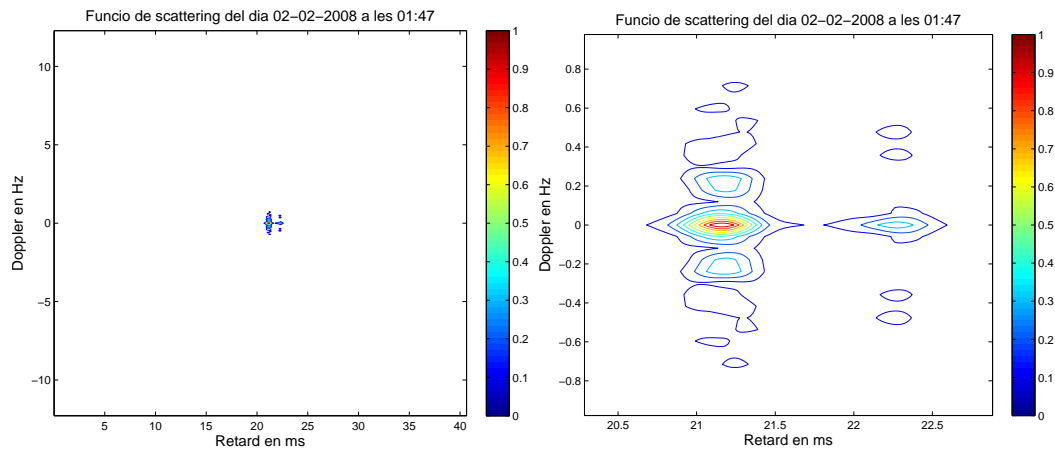
Figura 2.7: Resultats per a les dades rebudes el 02 de febrer de 2008 a les 01:52. La SNR mesurada sobre el bloc de dades és de -13dB.

hi ha un sol camí simultani, però aquest canvia de lloc en un moment determinat de les dades, tal i com es pot observar a la matriu de canal (veure 2.7.c). El *delay spread* és d'1.4ms aproximadament, força més que en el cas anterior (veure figure 2.6.c), per tant, la diversitat temporal és més gran i més similar a la que es troba a l'escenari 2.

02 de febrer de 2008 - 01:47

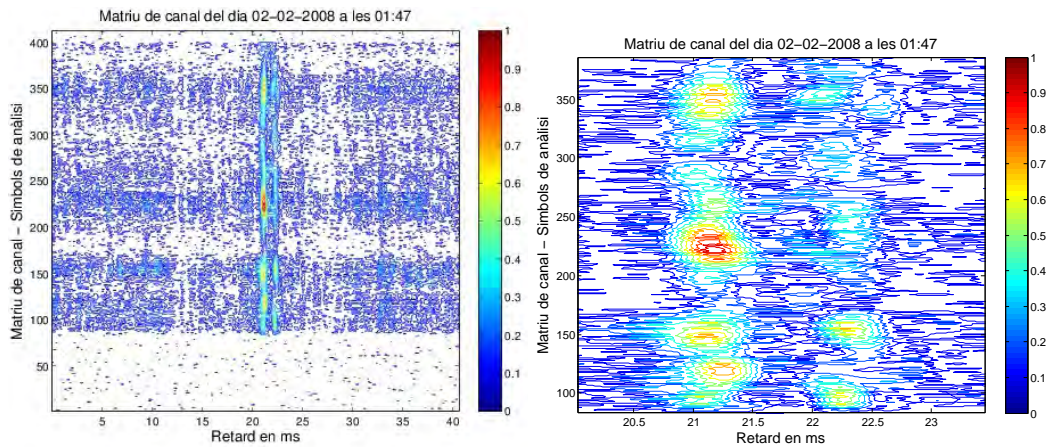
Finalment, la última de les mostres escollides presenta un traç clar de rebre amb dos camins ben diferenciats. Es pot observar amb claredat a les figures 2.8.a i 2.8.b. Especialment la segona, on mostra el detall de la funció de *scattering* mostra un desviament Doppler màxim de 0.8Hz, i un desviament temporal entre els dos rebots que apareixen clarament de 1.1ms.

Si s'observa la figura 2.8.c, es poden veure clarament els dos camins. Tots dos tenen variacions lentes, i el primer té una potència màxima clarament superior al segon. Aquest bloc de dades té similitud qualitativament amb l'escenari anteriorment descrit a les figures 2.2, però l'escenari 1 disposa de tres camins de recepció, i en canvi el que es mostra a la figura 2.8 en té dos. La dispersió temporal, mesurada en el *delay spread* guarda proximitat amb la de l'escenari2, així com també la variabilitat temporal dels *fadings* del canal també hi guarden similitud.



(a) Funció de *scattering* del 02 de febrer de 2008 - 01:47 (en ms i Hz)

(b) Funció de *scattering* del 02 de febrer de 2008 - 01:47 (en ms i Hz)



(c) Matriu de canal del 02 de febrer de 2008 - 01:47 (en ms)

(d) Matriu de canal del 02 de febrer de 2008 - 01:47 - Detall (en ms)

Figura 2.8: Resultats per a les dades rebudes el 02 de febrer de 2008 a les 01:47. La SNR mesurada sobre el bloc de dades és de -13dB.

2.6 Conclusions

En aquest capítol s'ha realitzat un estudi dels conceptes ionosfèrics que són claus per a la realització dels objectius d'aquest treball. En primer lloc, s'ha fet un breu estudi de la ionosfera, seguit de conceptes bàsics de la propagació ionosfèrica.

Tot seguit s'ha entrat ja a l'anàlisi del seu comportament, i en primera instància s'han definit els paràmetres que s'usarà per a mesurar-lo. S'ha definit què es considerarà com disponibilitat, i què és la dispersió temporal i la dispersió freqüencial.

S'ha proposat quatre models de simulació, anomenats respectivament *escenari 0*, *escenari 1*, *escenari 2* i *escenari 3*. Tots quatre responen a mesures amitjanades calculades en el treball de tesi [Vil07], per tant, s'aproximen al màxim a la realitat de la resposta impulsional ionosfèrica. Pel que fa a l'amplitud relativa dels diferents camins, s'han usat paràmetres mesurats en respostes impulsional puntuals [Vil07], perquè al treball realitzat fins al moment no es disposen d'estadístiques exhaustives per a fer servir paràmetres amitjanats.

Aquests models de simulació s'han provat en un entorn Matlab, i els seus resultats es mostren també en aquest capítol, detallats en forma de funcions de *scattering* i respostes impulsional (matrius de canal). Es comprova, en primera instància, que tant les funcions de *scattering* com les matrius de canal compleixen els prerequisits que s'havien demanat en termes de desviació de freqüència i desviació temporal.

Finalment, i per a validar la proximitat dels models de simulació amb la realitat, s'ha realitzat el mateix estudi amb quatre mostres de respostes impulsional del canal ionosfèric de febrer de 2008. Se n'han escollit quatre perquè es pugui comprovar la variabilitat de les respostes impulsional mesurades. Hi ha una mostra de resposta impulsional amb tres rebots (dia 01 de febrer a les 00:08), una amb dos rebots (dia 2 de febrer a la 1:52), i dues amb un sol camí - malgrat que una té dos camins no simultanis - (01 de febrer a les 00:48 i 02 de febrer a les 01:47). De les que tenen un sol camí, una té variacions ràpides i l'altra té variacions molt lentes.

La comparació entre funcions de *scattering* i respostes impulsional (matrius de canal) no es pot fer un a un, gràfica a gràfica. No tindria sentit, puix que els escenaris s'han construït amb un conjunt de paràmetres amitjanats, que no responen a una sola mesura. En canvi, els quatre exemples de respostes impulsional reals que es presenten són transmissions puntuals, no poden ésser amitjanades. El que hem de tenir present és que la comparació ha d'ésser per similitud qualitativa, i en aquest sentit, podem dir que s'assemblen. Tots els escenaris de simulació tenen una desviació Doppler més gran o igual que qualsevol de les mesurades en la resposta impulsional real; tots els escenaris de simulació

contemplen la desviació temporal que s'ha observat a les mesures reals; i finalment, tots els escenaris reals varien de forma comparable o més ràpida que les dades reals.

Tenim garantit, doncs, que qualsevol entrenament realitzat amb els escenaris de simulació presentarà una bona robustesa per a després passar l'aplicació als casos reals. També cal destacar en aquest moment que les transmissions, realitzades en espectre eixamplat de seqüència directa, han estat dissenyades perquè la diversitat temporal que causa el multicamí no sigui un problema a nivell de símbol, que tots els camins possibles que arriben al receptor formin part del mateix. Aquest fet és comprovable tant en les dades simulades, com en les dades reals, especialment si fem esment de les matrius de canal, que mostren amb molta claredat la ubicació dels diferents camins.

CAPÍTOL 3

FONAMENTS

En aquest capítol es fa una breu revisió de diferents àrees de coneixement que seran d'útilitat per a l'assoliment dels objectius d'aquest treball de tesi.

En primer lloc es descriurà el funcionament dels sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa (apartat 3.1); aquesta modulació fou una de les primeres propostes per a l'aplicació en el canal ionosfèric per les seves bones prestacions en canals amb mala relació SNR, i perquè no és l'objectiu del projecte transmetre dades a gran velocitat. Aquesta modulació ens permet, doncs, millorar la SNR en recepció i ens dóna robustesa a l'enllaç. Es parlarà també dels seus punts febles, especialment en recepció, amb la fase d'adquisició i la de *tracking* (sincronització) (apartat 3.2). Una revisió de les seqüències PN serà necessària per a centrar un dels objectius d'aquest treball de tesi (apartat 3.3). Dins de l'espectre eixamplat de seqüència directa es farà esment també a la detecció, per a millorar el BER en recepció (apartat 3.4).

En segon lloc caldrà revisar conceptes bàsics de control (apartat 3.5), tant lineal com no lineal, per tal de dissenyar el sistema de control en recepció. Es detallaran sistemes de control no lineal com la lògica difusa. Finalment, es farà un breu resum de conceptes bàsics d'algorismes genètics, estratègies evolutives i entorns multiobjectiu, que permetrà el disseny de seqüències PN (apartat 3.6).

3.1 Els sistemes d'espectre eixamplat

L'espectre eixamplat és un tipus de transmissió en què el senyal ocupa un ample de banda major al mínim necessari per a enviar la informació [Pro95, Skl88]. Aquest eixamplament s'aconsegueix mitjançant un codi independent de les dades, anomenat seqüència pseudo-aleatòria, i una recepció sincronitzada amb el codi en el receptor és imprescindible per a deseixamplar i, per tant, recuperar les dades.

Aquest capítol pretén descriure les tècniques de comunicació amb espectre eixamplat, i s'hi detalla el seu funcionament. L'estructura d'aquest capítol és la següent. A la secció 3.1.1 es revisa l'evolució històrica dels sistemes d'espectre eixamplat, en tant que es tracta d'una tècnica àmpliament usada en la història de les comunicacions [SOSL94]. A la secció 3.1.2 es descriuen les característiques de l'espectre eixamplat, amb especial focus al de seqüència directa [PZB95], que ha resultat ser el sistema de comunicacions escollit per a aplicar a l'escenari antàrtic [Vil07].

3.1.1 Evolució dels sistemes d'espectre eixamplat

En origen, la història dels sistemes d'espectre eixamplat i dels sistemes d'accés múltiple ha estat entrelligada amb la història de l'electricitat i l'electrònica en molts àmbits. A mesura que s'anava avançant en una, la realitat demanava avenços en l'altra i així successivament [Sch94]. Molts autors han procurat descriure el fil conductor d'aquesta història [Sch82, Sch83, PG58].

Trajectòria històrica de les comunicacions d'espectre eixamplat

Just després dels anys vint i trenta, després que H. Nyquist [Nyq24] parlés de forma clara del concepte d'ample de banda, un cop vist que la velocitat de transmissió de símbol W era directament proporcional a les formes d'ona per segon dividit pel nombre de formes d'ona per símbol, V.L. Harley va establir una mesura quantitativa de tal forma que les capacitats de sistemes diferents podien ser comparades [Har28]. El 1933 començaren a sortir patents referents a la freqüència modulada (FM), amb la idea de fer més estret l'espectre necessari per a transmetre el senyal telefònic.

El RADAR donà resposta a la possibilitat de la localització d'elements a base dels ecos de les ones de ràdio. Fou el 1936 quan es féu la primera prova de les recerques que portaven a terme el Regne Unit, Alemanya i els Estats Units. Una de les patents de radar més remarcables fou el 1938 de G. Guanella de Brown, Boveri & Co de Suïssa [Gua41]. A fi-

nals de la Segona Guerra Mundial els alemanys estaven investigant en un sistema de radar *linear-FM* (chirp) que anomenaven Kugelschale, i havien descobert que l'expansió d'ample de banda sense fer el pols més estret també podia comportar més resolució temporal.

R.V. Jones, director d'intel·ligència de W. Churchill ja deia que el guiatge per ràdio i radar a nivell armamentístic havia canviat per complet la visió dels conflictes. L'any 1941 es va patentar el primer sistema de guiatge de torpedes basat en la modulació de *frequency hopping*, per Markey i Anthiel [MA42] amb l'objectiu fonamental de lluitar contra les interferències. Pocs anys després, el 1948, el matemàtic americà C. Shannon va publicar la Teoria Matemàtica de la Comunicació a nivell monogràfic dins dels *technical reports* dels laboratoris Bell [Sha49], donant lloc a la teoria de la informació.

Certament, Shannon i antecessors seus veieren que el factor d'escala entre la duració temporal i la dimensionalitat és una de les definicions possibles d'ample de banda, i sorgeix de forma natural després del teorema de mostreig per senyals de banda limitada. De la seva teoria de la informació, l'argumentació corresponent als senyals aleatoris per a provar el teorema del canal sorollós segurament feren pensar als enginyers que els senyals similars als aleatoris podien tenir interès per a la comunicació. Tot això cal entendre-ho amb el creixent interès de les comunicacions *antijamming*, la recerca en les quals en aquell moment estava a la cresta de la onada. La major part d'aquest treball fou realitzat en secret pel Departament de Defensa dels Estats Units.

Als anys 50 R. Price i P. Green, del Lincoln Laboratory, desenvoluparen una tècnica de processament del senyal anomenada *rake* [PG58], motivada per les proves realitzades sobre el sistema F9C que funcionava sobre un enllaç transcontinental d'HF. El *rake* usa la resolució temporal fina que tenen els senyals *wideband* per a veure els diferents camins que arribaven d'un sol senyal, i construeix coherentment un senyal resultat que és la suma constructiva dels diferents camins.

També als inicis dels anys 50 es desenvolupà la tecnologia dels registres de desplaçament, que donà un impuls a la generació de seqüències PN, que amb el temps han esdevingut un estàndard en les comunicacions amb espectre eixamplat. L'estudi matemàtic de les seqüències pseudoaleatòries i dels seus generadors s'assignà a un estudiant acabant el graduat, anomenat Sol Golomb, quan el seu supervisor (G.L. Martin) tornà d'un curs d'estiu del MIT [Sch82]. Tot seguit, després del graduat seguí treballant-hi al Jet Propulsion Laboratory [Gol67, Gol64].

El 1949 J.Pierce en una memòria tècnica [Pie49], descriu un sistema de multiplexatge amb portadores comuns que, segons ell mateix **no li cal ser sincronitzat**. I fins i tot cita a Shannon, dient que fou ell qui suggerí que aquest tipus d'aplicació es podia obtenir

usant només una funció 'codi', que serien aproximadament ortogonals en el temps. La descripció del *Code Domain Multiple Access* es pot trobar de forma molt més elegant a la conversa [Whi84] entre Shannon i Pierce.

Louis De Rosa i Mortimer Rogoff feren una proposta l'any 1950, en la que probablement hi ha la primera descripció del guany de procés per a una seqüència PN [DRR50]. I els primers sistemes d'espectre eixamplat pròpiament dits foren construïts durant els anys cinquanta. Els dissenyadors guardaven en registres les seqüències PN i procuraven resoldre els problemes de sincronització detectant les portadores pseudoaleatòries.

Uns altres sistemes d'espectre eixamplat molt antics són els de J.E.Taylor de General Electric [Tay60], el de W.J. Judge de Magnavox Research Labs [Jud62] i de H. Magnuski de Motorola [Mag61]. Aquest últim és destacable perquè ja fa referència al problema de *near-far*, i també parla del problema de relació senyal a soroll que es pot produir si el sistema es veu enfrontat a moltes interferències. L'article de Judge reflexa la visió del disseny de l'ARC-50 de Magnavox.

A principis dels anys seixanta, els experts militars en comunicació per satèl·lit estaven preocupats per dos aspectes del control de potència que ocorrien en els sistemes d'accés múltiple dels satèl·lits. El primer estava basat en evitar els problemes d'intermodulació, i el segon es centrava en aportar la potència del senyal necessària entre els senyals processats pel *transponder*. S'estudiaren diferents tècniques, des de TDMA, FDMA, SSMA o PAMA, en el que fou probablement el primer article obert d'aquella època [SAK66]. El Departament de Defensa construï diferents sistemes d'espectre eixamplat per a satèl·lits, essent el més visible el TATS, el *Tactical Communications Satellite* [DB69] i més tard, el *Global Positioning System* o GPS [Spi78].

Els esforços en recerca en espectre eixamplat durant els anys 70 i 80 foren notables. Entre ells, Hewlett Packard desenvolupà un terminal de comunicacions *indoor* [Fre80], malgrat no l'arribà a comercialitzar. G. Turin va estudiar l'aplicació del *rake* al multicamí urbà [Tur80]. L'estàndard IS-95 fou adoptat per la TIA el 1993, i especificava fins i tot els formats d'espectre eixamplat i els protocols per a la comunicació del terminal a l'estació base. L'IS-95 s'estructura dins dels sistemes CDMA dissenyats per Qualcomm Inc., companyia liderada per Jacobs i Viterbi. El seu producte original fou el OmniTRACS, un sistema de comunicació de vehicles que cap al 1993 havia venut uns 57.000 exemplars.

L'espectre eixamplat als nostres temps

Fou els anys noranta que es començà a veure clar que l'espectre eixamplat tenia molt potencial per a ser usat en aplicacions comercials [SMP⁺91, Mal01]. Qualcomm Inc. decidí escoltar com s'estava movent la tecnologia, i apostar per el sistema CDMA que proposaven Jacobs i Viterbi [Vit95] en comptes de seguir l'estat de l'art de la comunicació de la telefonia cel·lular mòbil, que usava TDMA, o FDMA. En aquell moment, es veié que CDMA [GL95, GV97] permetia una capacitat d'entre 6 i 10 vegades la capacitat dels sistemes TDMA o FDMA. El sistema europeu de telefonia, que a priori funcionava amb TDMA, també acceptà CDMA com a tècnica, apareixent la telefonia de 3a generació, que funciona amb *wideband* CDMA, que permet oferir més velocitat de transmissió de dades.

El *Navstar Global Positioning System*, molt més conegut com a GPS, que en els seus inicis estava classificat com un projecte de la força aèria, avui dia té un ús molt normalitzat de forma civil. Aquesta constel·lació de 24 satèl·lits del Departament de Defensa dels Estats Units que orbiten sobre la terra a 20.200km, en sis plans d'òrbita diferents, donen una volta a la terra cada 12 hores. Transmeten un senyal d'espectre eixamplat que té informació sobre el propi satèl·lit, la seva posició orbital i la informació de rellotge. Amb quatre satèl·lits a la vista, el receptor que està a la terra pot correlar cada un dels senyals rebuts per tal de calcular la seva posició [BP00]. Tot i que la seva precisió de posició per al sistema civil és de 100m, per a usos militars té una precisió d'1m.

Una altra de les aplicacions més actuals són les *Wireless LANs*. Aquestes s'havien pensat en principi per a edificis on el cost d'instal·lació i de manteniment d'una xarxa LAN convencional fos prohibitiu, com ara edificis històrics, o en llocs on la xarxa fos temporal. Però amb aquest objectiu al cap, el 1997, després de set anys de procés d'estandarització, el comitè d'IEEE anuncià que l'IEEE 802.11 podria usar o bé el DS-SS o bé el FH-SS a la banda de 2.4GHz, amb un *bit rate* d'1 o 2Mbps.

Realment, els nostres temps tornen a ser un moment clau per a les comunicacions d'espectre eixamplat. Si un s'imagina la situació d'anar a treballar amb cotxe cada matí, havent llegit el seu correu electrònic en el dispositiu mòbil d'última generació, amb el que pot parlar fins i tot conduint, perquè està connectat a un dispositiu *Bluetooth*, mentre es guia per a arribar a destinació amb un dispositiu GPS... Òbviament, res de tot això pot ser possible sense que la tecnologia que envolta l'espectre eixamplat no avanci a un gran ritme: Internet, microdispositius, etc. Però el ventall de possibilitats que dóna aquesta tecnologia encara donarà molta corda.

Malgrat l'aplicabilitat ja comentada de l'espectre eixamplat a múltiples tecnologies, en

els darrers temps s'ha diversificat les aplicacions i per tant, també les modulacions més adequades per a cada una d'elles. OFDM ha pres una posició destacada en entorns *wireless*, fins i tot funcionant amb accés múltiple (OFDMA). Tot i aquesta diversificació, està clar que cada tecnologia es manté en l'entorn on presenta millor aplicabilitat, en funció de les necessitats de la transmissió i de les característiques del canal.

3.1.2 L'espectre eixamplat de seqüència directa

Els sistemes DS-SS eixamplen l'espectre modulant per segona vegada la informació usant una seqüència pseudoaleatòria, que es comporta com un codi d'eixamplament [SOSL94]. En la figura 3.1 s'observa el modulador d'espectre eixamplat de seqüència directa; la informació binària ja modulada es torna a modular mitjançant el producte amb una seqüència PN.

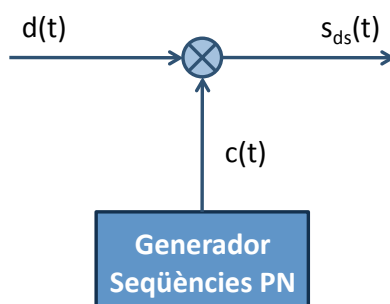


Figura 3.1: Modulador d'espectre eixamplat de seqüència directa

Si es considera el model matemàtic següent:

$$s_{ds}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i c(t - iT_s) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i c(t - \tau) \quad (3.1)$$

on d_i és el símbol i que dura T_s segons, d'un senyal ja modulad d'informació amb N_s símbols:

$$d = \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N_s-1}\} \quad (3.2)$$

I on $c(t)$ és la seqüència d'eixamplament d'estructura:

$$c(t) = \sum_{l=0}^{N_c-1} c_l p(t - l T_c) \quad (3.3)$$

on c_l són els xips, de durada T_c segons, d'una seqüència d'eixamplament de longitud N_c xips:

$$c = \{c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N_c-1}\} \quad (3.4)$$

i finalment, $p(t)$ és el pols de senyalització de la forma següent:

$$p(t) = \left\{ \begin{array}{ll} 1, & t \in [0, T_c) \\ 0, & \text{en els altres casos} \end{array} \right\} \quad (3.5)$$

El pols de senyalització, però, pot ésser d'una altra forma, és un dels condicionants de disseny. Sovint és un dels punts en el que es pot treballar per tal de minimitzar la interferència intersimbòlica (ISI) [Pro95]. Polsos com el de Nyquist o el del cosinus realçat tenen millors condicions de cara a minimitzar interferències; dit d'una altra forma, cal minimitzar el BER, minimitzant la SNR en el receptor. En el disseny que proposa aquest treball es tindrà en compte aquesta característica per tal de millorar les transmissions.

D'altra banda, però, el senyal es col·locarà en una portadora - la que sigui necessària en cada sistema - i en recepció, el senyal que s'observarà respondrà a l'equació següent, que correspon a un model de canal amb soroll blanc gaussià additiu:

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N_s} d_i c(t - \tau) \cos(2\pi f_c t + \phi) + \eta(t) \quad (3.6)$$

on $\eta(t)$ és el soroll que s'afegeix al canal, $\cos(2\pi f_c t + \phi)$ és la portadora i τ és el retard de propagació, la referència en recepció haurà d'estar alineada amb aquest retard.

Després d'aquestes definicions, cal aclarir que, en el model presentat a 3.1, estem treballant de tal forma que coincideix el valor de $N_c \cdot T_c$ amb el temps de símbol; és a dir, $N_c \cdot T_c = T_s$. S'acompleix també per tant, una relació entre els amples de banda dels senyals. Si el senyal banda base format per les dades d_i amb els polsos de durada T_s , ocupa un ample de banda de $BW = \frac{1}{T_s}$, el senyal un cop eixamplat ocuparà $\frac{1}{T_c}$, o el que és el mateix, $N_c \frac{1}{T_s} = N_c \cdot BW = B_{ds}$.

La família de seqüències PN a utilitzar és una de les decisions que cal prendre quan hom treballa en un sistema d'espectre eixamplat de seqüència directa; aquesta decisió es prendrà en funció de les característiques que necessiti l'enllaç, i de les que puguin oferir les famílies de seqüències [Gol67]. Un cop vistes, es decidirà aquella que satisfà millor les necessitats de l'enllaç, fent les mesures d'influència que siguin necessàries. Es veuran les

característiques típiques de les seqüències PN a l'apartat següent.

Característiques de les seqüències PN

Les seqüències PN [PZB95, Sch09] són seqüències finites, per tant, no poden ser seqüències aleatòries. Aquesta és la raó pel nom que tenen (pseudoaleatòria) o també *pseudonoise* (PN), referint-se al soroll al que pretenen assemblar-se. Tot i que són deterministes, tenen propietats estadístiques que recorden les del soroll blanc.

Propietats d'aleatorietat Hi ha tres propietats que donen a la seqüència pseudoaleatòria una aparença d'aleatorietat [Gol67, Mut96]:

- **Balancejat:** un bon balancejat demana que en cada període de la seqüència, el nombre d'uns sigui igual al nombre de zeros menys com a molt un sol dígit.
- **Run property:** un *run* es defineix com una seqüència d'un sol tipus de dígit binari. L'aparença de l'alternança entre dígit en una seqüència fa que comenci un *run* nou. La longitud del *run* és el nombre de dígit del mateix. Entre els *runs* d'uns i de zeros a cada seqüència és desitjable que aproximadament la meitat d'ells siguin de longitud 1, una quarta part siguin de longitud 2, una vuitena part siguin de longitud 3, i així successivament.
- **Propietat de correlació :** si un període de la seqüència es compara terme a terme amb qualsevol desplaçament circular de sí mateix, la situació òptima es dona si el nombre de valors iguals difereix del nombre de valors desiguals en una unitat.

D'aquestes propietats, probablement la que ha permès més avenços en el disseny de noves famílies de seqüències és la de correlació, tant l'autocorrelació, com la correlació creuada si es tracta d'una aplicació multiusari i diverses seqüències han de ser transmises alhora [SPB84]. També s'ha estudiat la influència que pot tenir la fase inicial en l'aplicació d'interès de les famílies de seqüències, i fins i tot s'han adaptat per a respondre millor a casos concrets [K92, K95, KL98].

Característiques del DS-SS

D'altra banda, algunes de les principals avantatges dels sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa són:

- Robustesa a les interferències
- Robustesa al multicamí (o *multipath*)
- Baixa probabilitat d'interceptació, perquè es transmet amb una baixa densitat espectral de potència
- Possibilitat d'usar un accés múltiple amb CDMA
- Privacitat

Cal no oblidar, però, que l'espectre eixamplat té també un conjunt d'inconvenients:

- Poca eficiència en l'ús de l'ample de banda (a no ser que es superi usant la multiple-xatge CDMA).
- Complexitat en la recepció, malgrat que és un inconvenient força superat amb els constants avanços de velocitat i complexitat dels sistemes de procés digital.

A continuació detallarem les característiques més centrals per al l'escenari de propagació ionosfèrica.

Robustesa a les interferències La comunicació per propagació ionosfèrica en el que es treballa té abast mundial. En aquest sentit, qualsevol sistema funcionant en alguna de les zones on es propaga el senyal del sistema d'espectre eixamplat potencialment pot ser una interferència per al sistema. Per aquests motius, és imprescindible preveure la interferència co-canal des que es comença a dimensionar el sistema.

Suposem un sistema d'espectre eixamplat de seqüència directa, que estigui transmetent a un ritme de R_b bits per segon, a un ample de banda Bw , on considerarem que $Bw \gg R_b$. Hi haurà també presència de soroll blanc gaussià, que anomenarem $\eta(t)$, i tindrà una densitat espectral de potència idealment constant de N_o mesurat en W/Hz.

Sabem que en recepció tindrem un senyal de com $r_{ds}(t) = s_{ds}(t) + \eta(t)$ ¹, i sabent que $P_n = N_o B_{ds}$ és la potència del soroll dins de l'ample de banda de transmissió, i $P = E_b R_b$ serà la potència del senyal emès, podem calcular la relació $\frac{E_b}{N_o}$ ² que ens provoca el soroll afegit $n(t)$. Restarà de la forma següent:

¹Cal dir que aquest model simplifica les característiques com el *Doppler spread* i el *delay spread*. Es tracta d'una simplificació.

²Cal distingir entre la relació $\frac{E_b}{N_o}$ i la SNR. La SNR és el marge que hi ha entre la potència de senyal que es rep i la potència de soroll que el corromp, i es medeix en dB. En canvi, la relació $\frac{E_b}{N_o}$ és una mesura de la SNR normalitzada, i també es coneix com SNR per bit. És especialment útil quan es comparen els BER sense tenir en compte l'ample de banda, i es tracta d'una magnitud adimensional.

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{n(t)} = \frac{P}{P_n} \frac{B_{ds}}{R_b} \quad (3.7)$$

Si a més, considerem possible la interferència d'un tercer, que anomenarem $j(t)$, el senyal rebut és $r_{ds}(t) = s_{ds}(t) + j(t) + n(t)$, i cercant en aquest nou senyal rebut la relació $\frac{E_b}{N_o}$, obtenim:

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{n(t),j(t)} = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{n(t)} \frac{P_n}{P_n + P_j} = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{n(t)} \frac{N_o}{N_o + \frac{P_j}{B_{ds}}} \quad (3.8)$$

Observant l'equació 3.8, és cert que es poden reduir els efectes nocius de les interferències augmentant B_{ds} . És a dir, com que $B_{ds} = N_c \cdot R_b$, incrementant l'eixamplament es redueix l'efecte dels senyals interferents sobre el senyal transmès.

En absència de soroll, l'equació 3.8 resta com:

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{j(t)} = \frac{P}{P_j} \frac{B_{ds}}{R_b} \quad (3.9)$$

on $\frac{B_{ds}}{R_b}$ rep el nom de guany de procés, normalment indicat com GP , i usat per a mesurar la robustesa d'un sistema d'espectre eixamplat de seqüència directa en front de la interferència que el pot afectar. En el cas dels DS-SS, aquest valor coincideix amb la longitud de la seqüència PN, que anteriorment havíem anomenat N_c . En general serà igual al número de xips per símbol, també per a sistemes a on la durada de la seqüència PN és major que la del símbol.

Canal multicamí Les mesures realitzades en el canal ionosfèric entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre [Vil07] mostren un *composite multipath spread* que varia en funció de l'hora i de la freqüència, entre els 0.5 ms i els 2.5 ms. Com que l'invers del màxim del *multipath spread* es pot considerar que és l'ample de banda de coherència, aquest pot ser inferior a 400 Hz. Quan l'ample de banda de transmissió sigui més gran que l'ample de banda de coherència, el paper del multicamí serà significatiu. Cal recordar que DS-SS és robust al multicamí, perquè en detecció té prou informació per a separar els camins, i alhora, presenta la possibilitat de recombinació de les energies usant la diversitat amb un RAKE.

Transmissió amb baixa densitat espectral de potència En aquest projecte és fonamental causar la mínima interferència sobre els serveis primaris i secundaris [dReEiC07, dReEiC09]. D'aquesta manera, s'ha prioritzat tenir en compte sistemes de transmissió que usin una baixa densitat espectral de potència. Els sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa en són uns d'ells, sobretot, si augmentem el guany de procés.

Recuperem la transmissió d'un flux de dades binàries anomenades d_i . Aquestes dades, si es transmeten amb una modulació banda base com BPSK, usen un ample de banda B_d i una potència associada P . La densitat espectral de potència seria:

$$S_d = \frac{P}{B_d} \left[\frac{W}{Hz} \right] \quad (3.10)$$

Si realitzem la transmissió usant espectre eixamplat de seqüència directa, usant un senyal $s_{ds}(t)$ generat a partir de les dades d_i i la seqüència pseudoaleatòria $c(t)$ de longitud N_c , obtenim que la ocupació de l'espectre $s_{ds}(t)$ serà almenys de $B_w = N_c \cdot B_d$, i per tant, la densitat espectral de potència quedarà:

$$S_{ds} = \frac{P}{N_c \cdot B_d} \left[\frac{W}{Hz} \right] = \frac{S_d}{N_c} \quad (3.11)$$

D'aquesta forma s'evidencia que la reducció de densitat espectral de potència, també associada al guany de procés definit com G_p és equivalent en aquest cas a la longitud de la seqüència PN N_c .

3.1.3 Formes de senyalització en DS-SS

Després de revisar el funcionament de la modulació d'espectre eixamplat de seqüència directa, cal veure breument com s'introdueix la informació en el senyal que es transmetrà. La forma més senzilla ja ha estat comentada en l'apartat 3.1.2, però si tan sols s'usa la informació per a modular de forma binària la seqüència PN s'està perdent de forma implícita la possibilitat d'enviar informació amb una velocitat més elevada.

DS-SS T-ary signaling

Si suposem que tenim un conjunt de T seqüències d'eixamplament $T = \{c_1, c_2, \dots, c_T\}$, que cal que compleixin una determinada condició de correlació - tal i com ja s'ha comentat a l'apartat 3.1.2, haurien de ser ortogonals o quasi ortogonals - [Vil07]. Si suposem que en

cada moment es transmet una seqüència v , on $1 \leq v \leq T$ de les T seqüències possibles de la família, contindrà el valor de $t = \log_2 T$ bits d'informació, més un bit que vindrà de forma implícita en la fase de la seqüència modulada de forma binària diferencial, que també serà informació. El nombre total de bits transmesos serà, doncs, $N_s \cdot (t + 1)$. El senyal enviat serà, llavors:

$$\underline{s}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_{i\mathcal{C}_v}(t) \quad (3.12)$$

Aquesta tècnica s'anomena *DS-SS T-ary signaling*, i el seu ús en el cas que les seqüències siguin ortogonals es detalla a [ES87]. En recepció, el desmodulador òptim correlarà el senyal rebut amb una rèplica de cadascuna de les T seqüències possibles pertanyents al conjunt. El detector no coherent prendrà una decisió al respecte de la seqüència transmesa per el càlcul de les T envelopants a la sortida de cada correlador (o el sistema d'adquisició que es disposi en cada cas).

El problema d'aquesta senyalització és l'elevat cost computacional, puix cal replicar en el receptor l'estructura d'adquisició escollida per a realitzar la sincronització. El cost computacional total seria, doncs, de T vegades el cost d'una estructura senzilla. Es pot trobar el desenvolupament del cost computacional amb detall al treball de tesi de Vilella [Vil07].

DS-SS T-ary signaling + Quadriphase chip spreading

Una altra alternativa per a incrementar la velocitat de transmissió de dades consisteix en dividir el conjunt de T seqüències en dos grups [Vil07]: $T_r = \{\mathcal{C}_1, \mathcal{C}_2, \dots, \mathcal{C}_{T/2}\}$ i $T_i = \{\mathcal{C}_{T/2+1}, \mathcal{C}_{T/2+2}, \dots, \mathcal{C}_T\}$. Llavors s'aplica la tècnica de *DS-SS T-ary signaling* de forma independent a la part real i a la part imaginària del senyal banda base, quedant de la forma següent:

$$\underline{s}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \Re(d_{i\mathcal{C}_{v_1}}(t)) + \Im(d_{i\mathcal{C}_{v_2}}(t)) \quad (3.13)$$

Aquesta variant s'anomena *quadriphase chip spreading*, i permet enviar encara més dades, en aquest cas $t = 2 \log_2(T/2)$, sempre que s'esculli una seqüència de cada un dels grups (v_1 i v_2). Cal tenir present que s'ha d'afegir un bit a aquests càlculs, que és el que anirà de forma implícita a la fase de la seqüència modulada amb fase diferencial binària.

3.2 La sincronització temporal en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa 55

En recepció, el desmodulador correlarà el senyal rebut amb una rèplica de cadascuna de les T seqüències disponibles, i prendrà una decisió en funció de l'envolupant que trobi en cada una de les correlacions (o en la forma particular d'adquisició que es decideixi). Per a més referències del seu cost computacional i de les seves avantatges espectrals, consultar el treball de tesi de Vilella [Vil07].

Inconvenients de l'increment de velocitat de transmissió en DS-SS

Totes dues propostes afloren un parell de problemes: el primer d'ells és que el desmodulador té un cost computacional substancialment més gran que l'espectre eixamplat de seqüència directa amb modulació de fase binària; tant més gran com un factor multiplicador de T , on el valor de T és el conjunt de paraules de les que es disposa al diccionari. Això és un gran inconvenient per a incrementar molt la velocitat de transmissió.

El segon dels inconvenients és que a l'augmentar la diversitat de les possibilitats d'adquisició, també es multiplica la probabilitat de falsa alarma especialment en entorns sorollosos, i l'entorn ionosfèric és molt sorollós. Al treball de tesi de Vilella [Vil07] es demostra amb gràfiques comparatives en funció del nombre de seqüències T que pertanyen al diccionari i en funció de la SNR del canal. En aquests resultats es pot veure de forma evident que quanta més velocitat es busca (ja sigui incrementant el valor de T o afegint-hi quadratura a la modulació) més alt és el BER i per tant, més probabilitat hi ha que hi hagi un error en la desmodulació. Com que el nostre entorn de transmissió és hostil, caldrà trobar un bon equilibri entre l'increment del cost computacional i de la probabilitat d'error, i l'increment de la velocitat de transmissió.

Malgrat aquesta diversitat de tècniques per a incrementar l'ample de banda de transmissió, per a aquest treball de tesi s'ha escollit la modulació DS-SS convencional, assumint una baixa velocitat de transmissió de dades. Malgrat això, en un futur es pot adaptar aquest treball de tesi a les altres tècniques de *signalling*.

3.2 La sincronització temporal en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa

L'adquisició o *coarse synchronization* és una de les fases clau i alhora, la més sensible del receptor d'espectre eixamplat de seqüència directa. En aquesta secció veurem les tècniques clàssiques per a resoldre aquest problema en primera instància, tot parlant dels sistemes sèrie i paral·lel, i tot seguit, observarem la seva evolució en entorns adaptatius.

3.2.1 L'adquisició i el *tracking* en DS-SS

Abans de descriure en què consisteix cada sistema, cal tenir clar que el sistema d'adquisició i *tracking* caldrà que faci front a un conjunt d'aleatorietats i factors més o menys determinístics que es donen en els receptors. Hi haurà un desconeixement de l'inici del retard temporal de la seqüència pseudoaleatòria en el receptor (de fet, aquesta dificultat és la que intenta superar l'adquisició), distorsions del canal, esvaïments de senyal o *fadings*, i altres efectes del canal, soroll, interferències externes, desconeixement de les dades enviades (no s'usa seqüència de *training*), petites desincronitzacions en els oscil·ladors dels sistemes emissor i receptor i possibilitat d'eixamplament Doppler (ambigüitat en la freqüència de recepció).

3.2.2 Sistemes sèrie i paral·lel

Els sistemes sèrie i paral·lel d'adquisició són els mètodes clàssics de resolució del problema de l'adquisició [Pro95, Skl88]. Són dos sistemes clarament contraposats pel que fa als seus punts forts i febles. Per una banda, el sistema sèrie té un cost computacional baix, però un temps mitjà d'adquisició llarg [SOSL94]. D'altra banda, el sistema paral·lel té un cost computacional alt, i un temps mitjà d'adquisició curt [SOSL94]. Es tracta d'un problema de compromís entre un valor i l'altre, i sobretot, d'adaptar-se a la realitat del problema pensant en quin és el processador que haurà de resoldre aquest procés.

Sistemes d'adquisició sèrie

Les tècniques d'adquisició sèrie s'encarreguen de cercar la posició correcta de forma seqüencial per a obtenir la primera estimació gruixuda (amb error acotat de $\pm \frac{T_c}{2}$) del *timing* de la seqüència pseudoaleatòria en recepció. Aquest mètode s'acostuma a inicialitzar en una posició aleatòria, puix a priori no es coneix el punt correcte (ni tan sols aproximat) d'adquisició. El sistema fa una cerca exhaustiva seguint una determinada estratègia (que és configurable) fins a arribar a la posició correcta. Un cop es té la primera aproximació, es passarà a la fase de *tracking* perquè refini la cerca.

En un sistema sèrie hi ha dos paràmetres que controlen les prestacions, per una banda la probabilitat de falsa alarma P_{fa} – o la probabilitat d'indicar adquisició en un moment en què no sigui certa – i la probabilitat de detecció P_D – és a dir, la probabilitat d'indicar que el sistema es troba adquirit i que sigui cert –. En un sistema que funcioni correctament, la P_{fa} ha de tendir a 0 i la P_D ha de tendir a 1; cal tenir en compte que aquests dos valors tenen

3.2 La sincronització temporal en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa 57

una elevada relació entre ells, ja que la P_{fa} respon per tots els intents fallits d'adquisició (respon a la probabilitat de falsa alarma) i la P_D just per els que tenen èxit (ja que respon a la probabilitat de detecció).

Cal arribar a un compromís a la hora de definir els paràmetres que regiran el sistema, per tal de minimitzar el temps mig que triga a adquirir-se, i optimitzar per tant les prestacions dels sistema sèrie. El sistema d'adquisició acostuma a ser un sistema decisonal controlat per un conjunt de paràmetres. Un sistema ben dissenyat discerneix entre els nivells d'energia obtinguts en situació de no adquisició i els obtinguts en situació d'adquisició, determinant l'estat instantàniament en funció d'aquests. La decisió es pot realitzar en una única etapa (*single dwell*) o en etapes múltiples (*multiple dwell*), o fins i tot en una temporització variable en funció de les condicions del canal. La fiabilitat dels resultats millora quantes més etapes de validació es disposi, però també és més llarg el temps de convergència.

En tot cas, existeixen paràmetres (com ara definició de llindars de comparació, temps d'integració, nombre de xips per prova, estratègies diferents de cerca, etc.) que actuaran directament sobre les prestacions del receptor. Per tant, el disseny òptim d'un receptor requerirà del coneixement de factors com ara la relació senyal a soroll, el *chip rate* (B_{ds}) o la longitud del codi (N_c) per a poder definir correctament el tipus d'estratègia. El factor de qualitat de l'estratègia definida, i per tant, del receptor sèrie dissenyat, serà el temps d'adquisició T_{adq} , o sigui, el temps mig que necessita el receptor per a estimar la posició correcta de la seqüència pseudoaleatòria i començar la desmodulació de les dades.

Existeix una relació directa entre el temps d'adquisició i les probabilitats de falsa alarma (P_{fa}) i la probabilitat de detecció (P_D) [SOSL94].

$$T_{adq} = \frac{(2 - P_D)(1 + KP_{fa})(N_c - 1)}{2P_D} + \frac{1}{P_D} \quad (3.14)$$

On K és el factor de penalització en funció del temps que es vol demorar la decisió, per tal de verificar la correcta adquisició.

Un sistema d'adquisició sèrie genèric és el que es mostra a la figura 3.2. Es realitza la desmodulació multiplicant per una rèplica en recepció de la seqüència pseudoaleatòria que s'ha usat per a modular. El pas següent és tornar a filtrar, per tal d'eliminar tota aquella energia espúria que quedi fora de les freqüències d'interès (B_{ds}). S'integra en un temps de símbol, de tal manera que es computa l'energia per símbol. A partir d'aquí, és aquesta energia la que es compararà amb un llindar; si el supera, es considerarà que està adquirit. Si no es supera, es considerarà que tan sols s'ha obtingut soroll en deseixamplar, i per tant,

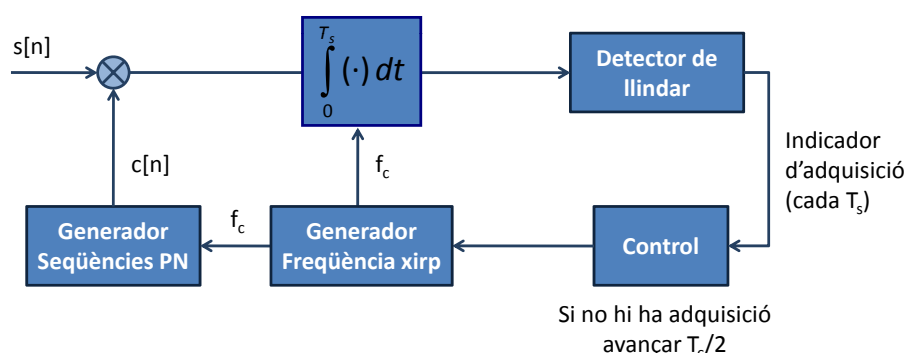


Figura 3.2: Sistema d'adquisició sèrie

cal canviar la posició d'adquisició.

Malgrat tot, per tal d'ajustar bé tots els paràmetres de control del sistema, cal tenir caracteritzades totalment les prestacions del sistema d'adquisició sèrie. Seria necessari, doncs, definir totalment la funció densitat de probabilitat de la variable estadística T_{adq} , definida en l'equació 3.14. Però com que aquest estudi és complex, s'acostuma a reduir a estudiar-ne el valor mig i la variància [SOSL94]. El tipus de correlador utilitzat, el temps d'avaluació, el sistema de decisió i d'altres són factors decisius en l'estadística sobre T_{adq} que es calcula. Malgrat ser decisius, no són únics. Com que el sistema sèrie ha d'analitzar totes i cadascuna de les possibilitats de posició del codi per a poder determinar la posició correcta, és possible buscar una estratègia que faci la cerca de forma no lineal, i accelerar així el procés.

Els sistemes sèrie també s'han millorat afegint-hi branques de referència [Gli90, Gli91], fent-los així més robustos a canvis en la relació senyal a soroll, o *fadings* en el canal. Malgrat tot, i considerant un cas bàsic de *single dwell* – i tenir un factor de penalització $K -$, seguim disposant de temps d'adquisició T_{adq} molt llargs, de l'ordre de $T_{adq}^- = \frac{N_c}{2} \cdot T_s$, on N_c és longitud de la seqüència PN i T_s el temps de símbol, molt sovint no assumibles.

A la bibliografia es poden trobar modificacions als sistemes d'adquisició sèrie per a millorar-ne les prestacions. A [GPW⁺99] trobem un sistema d'adquisició sèrie clàssic, on s'hi ha fet actualitzacions de control usant un bucle de recirculació; això accelera el procés d'adquisició, i també el fa més robust. A [KIG00b] i per part dels mateixos autors, es fa una adquisició bidimensional (de retard i de fase) en entorns crítics com és el cas multicamí. Finalment, a [KIG00a] es fa una extensió de l'anterior, adaptant-lo tant per a canals de variació ràpida com canals de variació lenta. Com ja hem comentat amb anterioritat, per tal de fer millors els sistemes d'adquisició sèrie cal tenir un coneixement del canal molt profund,

3.2 La sincronització temporal en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa 59

i la millor forma d'optimitzar l'estructura d'adquisició és adaptant els seus paràmetres al funcionament del canal.

Sistemes d'adquisició paral·lel

Els sistemes d'adquisició en paral·lel funcionen de forma similar als sistemes sèrie, però amb H rèpliques del mateix mecanisme (un sistema sèrie), usant les dades que s'inicien uniformement repartides en la longitud del temps de símbol T_s . Un sistema d'adquisició paral·lel per a DS-SS el podem veure a la figura 3.3.

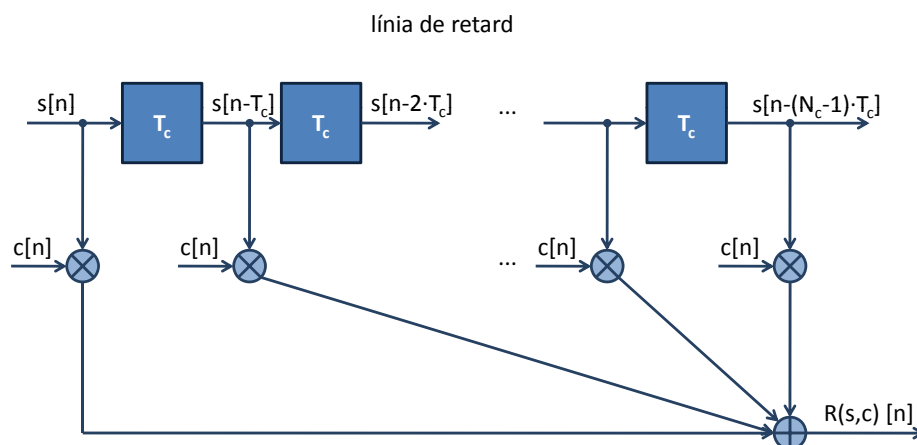


Figura 3.3: Sistema d'adquisició paral·lel

Aquest esquema aplica exactament els mateixos mecanismes, però de forma paral·lela en diferents punts de la seqüència. Això fa que el temps de localització del punt correcte de sincronització sigui inversament proporcional al nombre de branques que puguin estar corrent en paral·lel. El nombre H de branques serà un paràmetre de disseny a tenir en compte; quantes més mesures es puguin prendre, més ràpida serà l'estructura a trobar el punt correcte, però més cost computacional incorporarà. Aquest últim, però, s'incrementarà de forma lineal amb el nombre de branques, per tant, serà senzill trobar el compromís entre velocitat i cost.

És clar que tot i ser el sistema més ràpid d'adquisició, més que el sistema sèrie, no s'usarà perquè la seva velocitat és directament proporcional al nombre de branques que usa per a adquirir-se. El cost no serà assumible per al receptor.

3.2.3 Sistemes de *tracking*

Generalment, els mètodes d'adquisició donen una aproximació del punt correcte d'adquisició amb un error de més o menys la meitat d'un xip [Pro95]. Tot seguit cal aplicar un mètode de *tracking* [SOSL94], que acabi de donar una estimació del punt de sincronització amb menys error. Es parla de que l'adquisició fa una *coarse approximation* i que el *tracking* fa una *fine approximation*.

Presentarem una descripció breu dels sistemes de *tracking* més coneguts. Aquests algorismes esperen una sincronització inicial del sistema d'adquisició, i llavors entren en funcionament per a ajustar de forma fina el codi, adaptant-se als canvis del canal. Els algorismes de *tracking* d'espectre eixamplat es poden classificar segons criteris diferents [GV97]. El primer pot ser entre sistemes coherents i no coherents. La diferència és que els sistemes coherents fan ús de la informació de la portadora per a dur a terme el *tracking*, i els no coherents no en fan ús. Com que en l'aplicació d'interès no hi ha possibilitat d'una sincronització prèvia (almenys no en el cas d'aquest treball), ens centrarem en els sistemes no coherents. Tots els esquemes que es presenten treballen en la banda base, perquè el senyal amb el que es treballa prové d'un *down converter*.

Non-Coherent Delay-Lock Tracking Loop

El primer mètode que es detalla de la bibliografia és el *Non-Coherent Delay-Lock Tracking Loop* [SOSL94]. El seu diagrama de blocs és el que es pot veure a la figura 3.4.

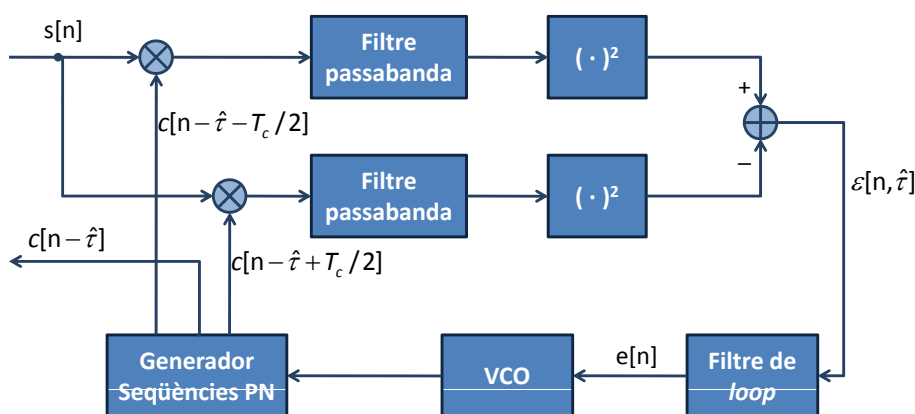


Figura 3.4: *Non-Coherent Delay-Lock Tracking Loop*

Cal recordar que els sistemes de *tracking* s'activen sempre posteriorment al sistema d'adquisició, de tal forma que a l'inicialitzar el sistema de *tracking* aquest es troba ja proper

3.2 La sincronització temporal en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa 61

a la posició de sincronisme. Quan s'engega, l'error normalitzat del temps de sincronització entre la seqüència d'entrada τ i el generador local $\hat{\tau}$ està fitat a un valor unitari que definirem com:

$$\delta = \frac{|\tau - \hat{\tau}|}{T_c} \leq 1 \quad (3.15)$$

La diferència entre la seqüència d'entrada i la del generador del receptor és menor que un temps de xip, i en general, que $\frac{T_c}{2}$ en valor absolut. L'objectiu del sistema de *tracking* serà reduir-ho a zero. També el *tracking* haurà de fer el seguiment de les variacions que es donin al voltant del retard τ alhora que es van desmodulant les dades.

El funcionament del sistema es pot observar a la figura 3.4. El senyal d'entrada, anomenat $s[n]$, que en el cas d'una transmissió per un canal no dispersiu és la suma del senyal enviat més el soroll del canal i les interferències (veure el model matemàtic a l'equació 3.1), és correlat amb dues rèpliques de versions retardades de la seqüència PN generades localment ambdues. Una de les dues està avançada temporalment respecte a la posició central, i l'altre està endarrerida el mateix temps ($\pm \frac{T_c}{2}$).

Després del *Loop Filter* [SOSL94], es genera un senyal $\hat{\tau}$ de control $e(t)$ que detallem a continuació:

$$e[n] = D_{\Delta}[\hat{\tau}] = R_c[\hat{\tau} - \frac{T_c}{2}] - R_c[\hat{\tau} + \frac{T_c}{2}] \quad (3.16)$$

on considerarem que $R_c[\hat{\tau}]$ és la funció d'autocorrelació de la seqüència PN. En funció dels valors assignats al paràmetre $\hat{\tau}$ es poden obtenir diferents formes per a la funció discriminant, que es traduirà en diferents comportaments del sistema de *tracking*.

En el moment en què el valor mig d'aquestes correlacions estigui equilibrat, es pot donar per bona la posició d'adquisició ($e[n] = 0$). Com que el sistema proposat en la figura 3.4 conté dues branques on simultàniament es computa la correlació avançada i la correlació endarrerida, servirà per a calcular contínuament el senyal $e[n]$. Un dels principals problemes que presenta aquest esquema és que cal equilibrar les dues branques, amb els seus filtres, detectors d'envolupant, i altres blocs complicats de dissenyar. Si no estan perfectament equilibrades, es produirà un error del sistema de *tracking*, que fins i pot portar a perdre l'adquisició.

Non-Coherent Tau-Dither Early-Late Tracking Loop

El *Non-Coherent Tau-Dither Early-Late Tracking Loop* és una alternativa al sistema anterior per al *tracking*. A la figura 3.5 es pot observar aquest altre model.

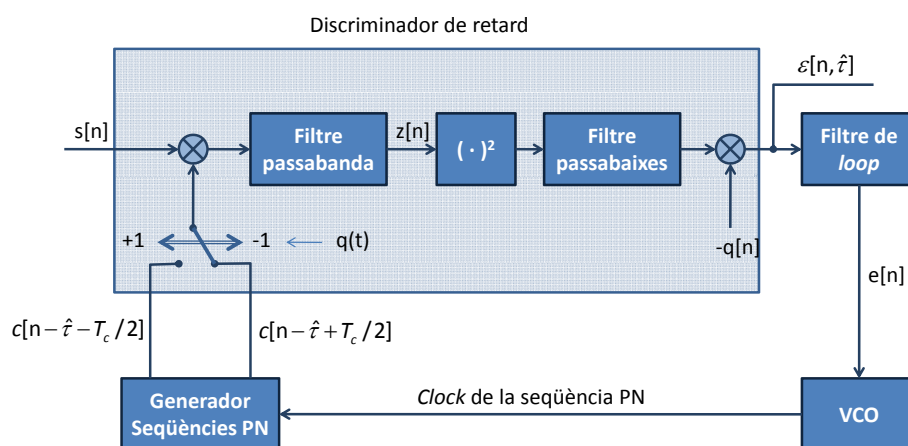


Figura 3.5: *Non-Coherent Tau-Dither Early-Late Tracking Loop*

La diferència fonamental amb el mètode anteriorment presentat és que només fa servir una única branca per a realitzar el procés de *tracking*, i per tant, també es produeix una reducció del *hardware* associat a realitzar aquest procés. El sistema alterna el càlcul de la correlació avançada amb el de la correlació endarrerida amb l'ús de la seqüència de control $q[n]$, que fa les funcions de commutador entre les dues seqüències de càlcul de la correlació. També actua com a funció de ponderació de l'energia de sortida del discriminador d'energia.

El *Loop Filter* s'encarrega de fer la mitjana del valor de la correlació avançada i la correlació endarrerida per a generar el senyal de control del VCO (*Voltage Control Oscillator*), que controlarà la posició de la seqüència PN. En aquest cas no presenta problemes de balancejat, puix que fa servir un únic discriminador d'energia. No obstant, l'error de seguiment en comparació amb el *Delay Locked Loop* perfectament balancejat és pràcticament el doble. Això s'explica perquè el senyal de control no rep simultàniament la sortida d'ambdues correlacions, sinó que ha de generar successivament cadascuna d'elles i fer la mitjana amb els resultats per a generar el senyal de control.

El problema del balancejat del *Delay Locked Loop* és doncs, un problema molt significatiu. També ho és el que s'acaba de plantejar de sincronia en la recepció de la sortida de les dues correlacions del *Tau Dither Loop*. Ambdós problemes es veuran solucionats per el *Double Dither Delay Locked Loop*.

Double Dither Delay Locked Loop

L'objectiu principal del nou sistema és fer ús dels avantatges dels dos sistemes anteriors, millorant al màxim les prestacions del sistema de *tracking*.

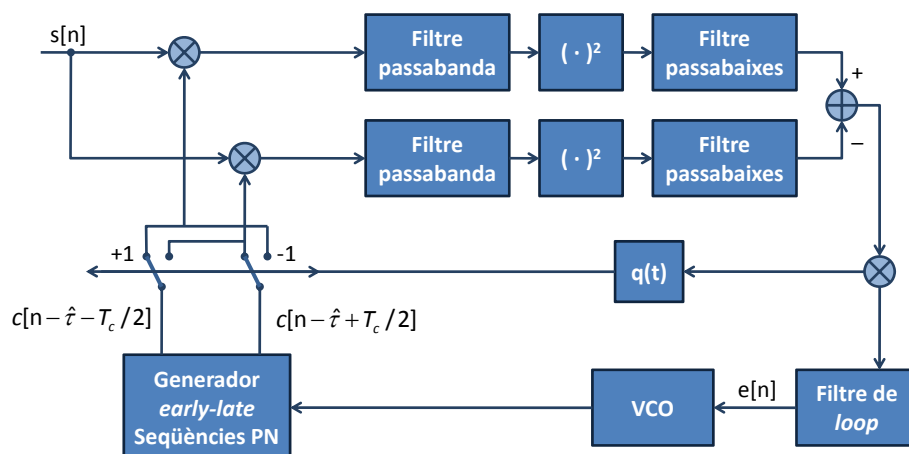


Figura 3.6: *Double Dither Delay Locked Loop*

El sistema *Double Dither Delay Locked Loop* s'observa a la figura 3.6. Consta de dues branques igual que el *Delay Locked Loop* observat a la figura 3.4, però alterna successivament la correlació avançada i endarrerida mitjançant l'ús del senyal de control $q[n]$.

Aquesta proposta té l'objectiu d'amitjanar el possible desequilibri de les branques amb un ús alternat de les mateixes. El resultat d'aquest nou esquema és un sistema de *tracking* que no presenta cap desviació degut a l'equilibri entre les branques, i que presenta un comportament més robust al soroll que el del *Delay Locked Loop*.

3.2.4 Sistemes d'adquisició adaptatius

Els sistemes d'adquisició que s'han exposat a l'apartat 3.2.2 tenen en comú que necessiten un coneixement previ de l'entorn on hauran de treballar molt gran, i que molts punts del seu disseny dependran exclusivament d'aquest coneixement [SOSL94]. És per això que l'evolució natural dels sistemes d'adquisició ha estat cap a dissenyar estructures flexibles i adaptatives a les condicions del canal, que permetin una millor resposta en cas de canvis d'aquest [ET97].

Aquest camí començà pel creixent interès que tingueren les comunicacions amb espectre eixamplat durant els anys noranta. S'incrementà també la recerca en els sistemes

CDMA per a donar respostes a les necessitats del moment [RM94], conclouent igual que en [MP93], que el factor més limitant per a l'adquisició era la capacitat del sistema CDMA que no pas el BER associat. Poc després, aparegueren alguns esquemes d'adquisició paral·lela per a millorar aquestes condicions. En el [ZS95], un sistema coherent diferencial obté de l'ordre de 4 a 5dB de millora sobre la detecció no coherent en termes de BER. D'altra banda, estimadors òptims i subòptims basats en el test de ràtio de probabilitat seqüencial se'n deriven a [CS94] i [KS94]. A [MS95] una correlació parcial i un esquema de decisió majoritària es proposa per a treballar en canals de *fading* ràpid.

Entre aquests dos casos, també es proposaren altres mètodes basats en estratègies híbrides com les de Baum i Veeravalli [BV94]. En aquest sentit, els sistemes redueixen la complexitat del *hardware* dels sistemes paral·lels, i milloren el temps d'adquisició dels sistemes sèrie.

Retrocedint en el temps, cal parlar dels sistemes RASE (o *Rapid Acquisition by Sequential Estimation*) per tal de comprendre l'evolució. Els sistemes RASE es desenvoluparen en inici per part de Ward [War65]. Es basa en l'estimació del senyal rebut, a nivell de xip per a la càrrega inicial del registre de desplaçament utilitzat per a generar la seqüència PN local. Llavors, el sistema correla els dos codis per a comprovar si estan sincronitzats o no; si és que no, es realitza una nova estimació i es repeteix el procés. Aquesta tècnica funciona correctament a una relació senyal a soroll moderada, però es degrada amb l'aparició d'interferències.

Hi hagueren diverses variacions del sistema RASE, com ara [Kil73] i [PR71]. Aquests esquemes intenten millorar la estimació de la fase inicial usant lògica de correcció d'errors, i obtenen resultats però amb un increment significatiu de *hardware*. Malgrat tot, els problemes del sistema segueixen essent els mateixos, i un dels principals, la susceptibilitat a l'elevada interferència.

L'aplicació dels filtres adaptatius a l'adquisició

Un filtre FIR adaptatiu és un filtre amb la resposta impulsional variable. Aquesta variació temporal s'obté actualitzant els coeficients del filtre de forma periòdica. Per a una descripció més acurada dels filtres adaptatius, consultar l'apèndix B.

En els sistemes d'espectre eixamplat, els filtres adaptatius s'utilitzaven normalment per a la supressió d'interferències de banda estreta [IM84, KP82]. A [Mil95] es proposa un receptor multiusuari centrat en el problema del *near-far*³ que utilitza un filtre FIR adaptatiu.

³El problema del *near-far* succeeix quan un senyal fort pren un receptor, fent impossible que aquest receptor

3.2 La sincronització temporal en sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa 65

Està demostrat que amb control de potència o sense, els receptors basats en filtre adaptatiu donen més capacitat al sistema que aquells que estan basats en el *matched filter*. Més encara, els filtres adaptatius no necessiten cap informació sobre les seqüències dels altres usuaris del canal i les seves potències de recepció. Un sistema similar es descrivia a [MP95].

Ja a [SM95] s'usa un filtre adaptatiu FIR per a l'adquisició de la seqüència pseudoaleatòria. El filtre adaptatiu té un nombre de coeficients igual a la longitud de la seqüència pseudoaleatòria, i l'entrada al filtre està mostrejada a una mostra per xip. A la sortida del sistema es proporciona una resposta basada en el criteri de màxima versemblança, tot donant un valor de retard per a aconseguir el punt correcte d'adquisició. El sistema té una bona resposta, però sota de condicions d'interferència severes li cal un temps d'adaptació major a les noves condicions de canal.

L'adquisició i el *tracking* actualment

Ara mateix s'està estudiant en diverses direccions els problemes de l'adquisició i del *tracking*. De tots aquests, els dos àmbits de treball que ens resulten de més interès són els de sincronització en entorns de baixa relació senyal a soroll, tal com [SAYC07] i [ZDYL07], a on fins i tot s'usen tècniques no lineals com les xarxes neuronals en aquest segon treball. I les millores i les noves propostes de sistemes que combinen adquisició i *tracking* alhora, com els que trobem a [JU07, AM07, SLY08, HNJ08, DZGP10], on aquest últim usa algorismes genètics per a la seva resolució, són més eficients en termes de temps i de cost computacional. També cal tenir en compte que s'ha estat intentant millorar els sistemes clàssics de *tracking*, que ja s'han comentat àmpliament a la secció 3.2.3, com el que trobem a la bibliografia [ZYY07]. També s'estan fent millores als algorismes sèrie clàssics [Gli90] amb innovacions a nivell de llindars adaptatius [YJL11]. D'altra banda, se segueix fent recerca en altres entorns amb filtres adaptatius i amb bancs de filtres, com els que podem trobar a [ET97, CJLL98, LW01, LR02, LW03, FS04, HYKH06]. Molts d'ells treballen en entorns diferents al canal ionosfèric, des de canal mòbil urbà fins a canal oceànic, però malgrat això fan que els algorismes d'adquisició segueixin estant al dia de recerca. Fins i tot fent-ne les seves característiques principals la robustesa i el control a través de lògica difusa, com succeeix a [LCCW05], o usant-ne les característiques per a implementar un receptor RAKE per aprofitar la diversitat temporal [AKETG04].

De totes aquestes noves propostes se'n parla llargament en el capítol següent, centrat

treballi amb un senyal més feble [SOSL94]. Malgrat aparèixer en aquest detall de l'estat de l'art, el *near-far* no serà un problema a tractar en els nostres objectius, puix que no tenim més d'un usuari, i per tant, tota interferència que impedeixi la recepció no serà de cap altre usuari del mateix sistema.

totalment en solucions actuals a l'adquisició i al *tracking* de sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa. Caldrà veure quins d'ells són adequats d'usar com a referència de la proposta actual per com resolen les dificultats de canal que se'ls presenten, o fins i tot, per quines són aquestes dificultats de canal. En el capítol següent s'hi realitza un resum de les aportacions més significatives i que, per un motiu o un altre, poden resultar útils per a millorar o per contrastar l'estructura multiresolutiva que es vol millorar.

3.3 Les famílies de seqüències PN existents

A la literatura podem trobar moltes famílies de seqüències pseudoaleatòries ja dissenyades [Skl88, Pro95, SOSL94]. El més habitual és que donada una determinada necessitat, sorgissin com a resposta famílies concretes que responien a la necessitat del cas adaptant les propietats de les seqüències. Per tal de seguir amb el treball, s'han consultat aquestes famílies per a veure com responen a les característiques de seqüències que demana l'estructura multiresolutiva, i aquestes es presenten a continuació. Molt lluny de pretendre ser un estudi exhaustiu de totes les famílies de seqüències, pretén acostar-se als tipus més usats.

3.3.1 Seqüències m

Les seqüències m són probablement, les seqüències PN més conegudes [Gol67]. Tenen una longitud de $n = 2^m - 1$ bits, i es generen amb un registre de desplaçament de m etapes amb realimentació lineal tal i com es mostra a la figura 3.7.

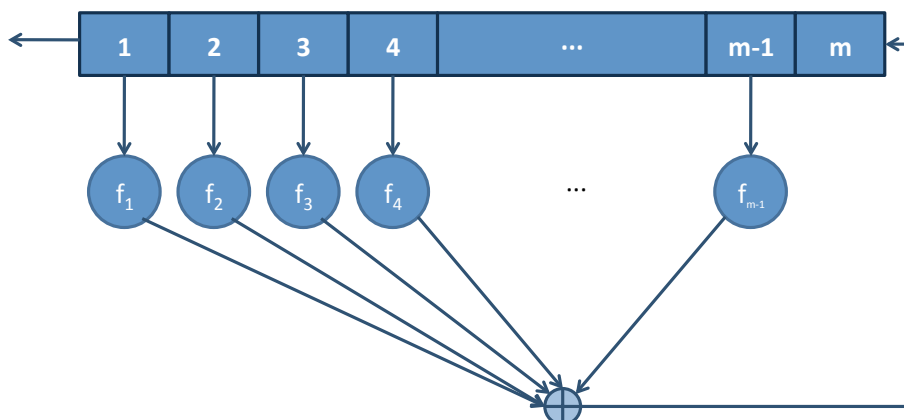


Figura 3.7: Registre de desplaçament de m etapes amb realimentació lineal

Cada temps de rellotge el registre mou tot el seu contingut cap a l'esquerra. L'element de més cap a la dreta del registre s'actualitza com a combinació lineal del contingut del registre, d'acord amb la formula recursiva:

$$\underline{s}(t+m) = \sum_{i=0}^{m-1} f_i \underline{s}_{t+i}, \text{ per a tot } t \quad (3.17)$$

Els coeficients binaris f_i s'anomenen variables de connexió. Si es fixa $f_m = 1$, es pot definir el polinomi característic de la seqüència $\{\underline{s}(t)\}$ com $f(x) = \sum_{i=0}^m f_i x^i$. No tots els paràmetres de connexió possibles generen una seqüència m , amb les propietats esmentades a l'apartat 3.1.2.

3.3.2 Seqüències Gold [Gol68]

Donades un parell de seqüències m preferides [Sch09], de període $n = 2^m - 1$, anomenem-les $\underline{s} = \{\underline{s}(t)\}$ i $\underline{r} = \{\underline{r}(t)\}$, es pot construir una família nova de seqüències prenent la suma en mòdul-2 entre \underline{s} i les n versions desplaçades de \underline{r} o viceversa. D'aquesta manera, s'obtenen n seqüències periòdiques noves amb període n . Si s'inclouen també les seqüències originals \underline{s} i \underline{r} , s'obtenen una família de $n + 2$ seqüències. Les seqüències resultants s'anomenen seqüències Gold. La figura 3.8 mostra els registres de desplaçament per a generar un parell de seqüències preferides que corresponen als polinomis següents:

$$\begin{aligned} g_1(x) &= x^5 + x^2 + 1 \\ g_2(x) &= x^5 + x^4 + x^2 + x + 1 \end{aligned} \quad (3.18)$$

En aquest cas, hi hauria 33 seqüències diferents, que correspondrien a les 31 fases relatives de les dues seqüències m , més les dues seqüències originals.

La funció correlació creuada [LG94] d'un parell de seqüències qualssevol de la família Gold, que hagin estat generades amb un parell de seqüències preferides està limitada a tres valors, i aquests són $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, on $t(m)$ val:

$$t(m) = \begin{cases} 2^{\frac{m+1}{2}} + 1 & m \text{ senar} \\ 2^{\frac{m+2}{2}} + 1 & m \text{ parell} \end{cases} \quad (3.19)$$

La correlació creuada entre diferents famílies de seqüències PN serà dolenta, fins i tot

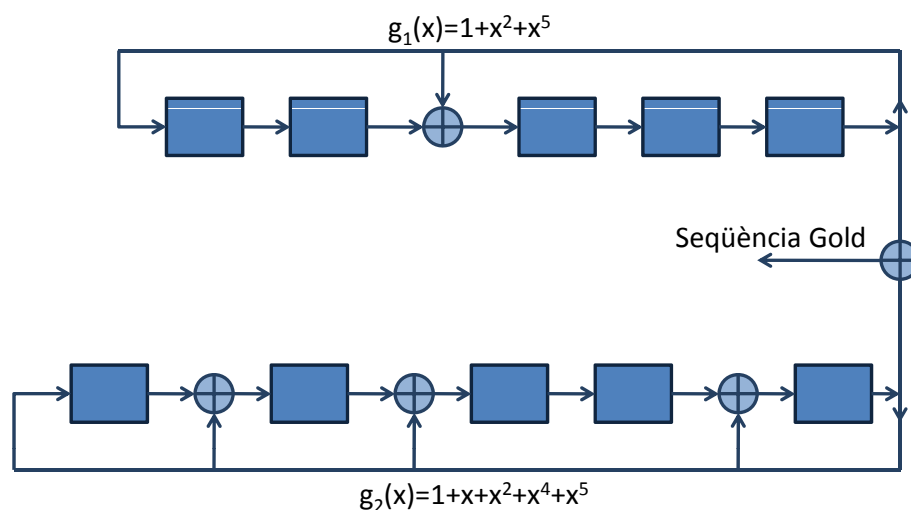


Figura 3.8: Generació de seqüències Gold de longitud 31

si es treballa amb elles de forma sincronitzada. Amb l'excepció òbvia de \underline{s} i de \underline{r} , el joc de seqüències PN no conté altres seqüències m de longitud n . Les autocorrelacions no tenen dos valors [LG94]. De forma similar a la funció de correlació creuada, l'autocorrelació és trivaluada i pren els valors de $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$. D'aquesta forma, els pics de la funció d'autocorrelació estan limitats per dalt per $t(m)$.

3.3.3 Seqüències Walsh-Hadamard [And70, Wel74]

Les seqüències Walsh-Hadamard es generen de la manera següent:

$$\underline{H}_2 = \begin{pmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

i si $P > 2$ és una potència de 2, tenim de forma recursiva que:

$$\underline{H}_P = \begin{pmatrix} +\underline{H}_{P/2} & +\underline{H}_{P/2} \\ +\underline{H}_{P/2} & -\underline{H}_{P/2} \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

Llavors, les files o les columnes de qualsevol \underline{H}_P formen un joc de seqüències que són mútuament ortogonals. Aquestes seqüències tenen una correlació creuada zero quan els codis estan situats de forma síncrona, però de forma asíncrona, la seva correlació creuada és molt diferent en funció del parell de seqüències que s'agafen, i en algun cas tindrà correlació creuada zero mentre que altres tindran una correlació creuada molt alta.

Aquestes seqüències, a més, tenen un número gran d'inconvenients [Sch09]:

- Els codis no tenen un sol pic d'autocorrelació. De fet, aquesta autocorrelació depèn de la seqüència que s'usi, però mai és zero.
- L'eixamplament no és sobre tot l'ample de banda, sinó sobre un nombre concret de freqüències discretes. Això es pot observar a la figura 3.9, on es compara l'amplitud de l'espectre d'una de les seqüències Walsh de període 64 i una seqüència m de longitud 63.
- La correlació creuada [LG94] no és sempre zero en el cas de ser asíncrona; d'aquesta manera, no és útil per a aplicacions asíncrones.

Comparativa dels espectres d'una seqüència Walsh–Hadamard i d'una seqüència m

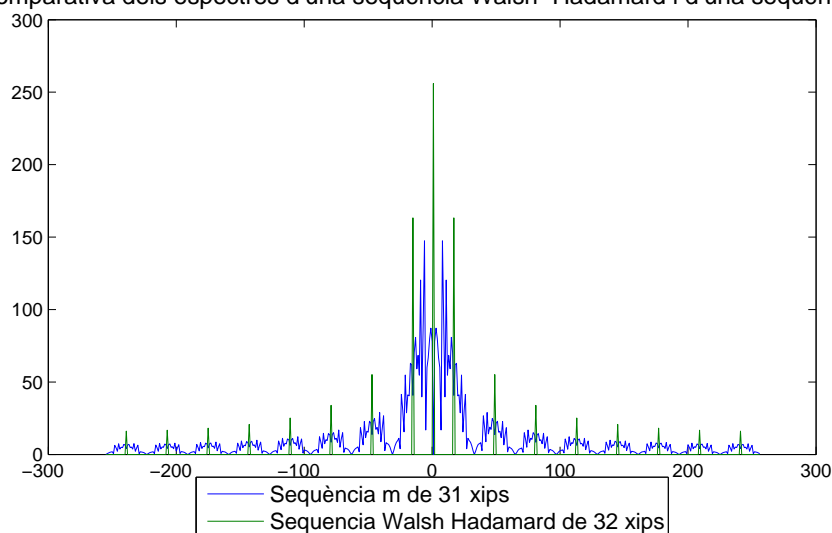


Figura 3.9: Comparació entre els espectres d'una seqüència Walsh i d'una seqüència m

Tot i els inconvenients, les seqüències Walsh-Hadamard s'usen en sistemes com l'IS-95 i d'altres sistemes actuals que treballen amb CDMA, per a separació de canals, on s'assegura la sincronització.

3.3.4 Seqüències Kasami [Kas66]

Un procediment similar al que s'usa en la generació de seqüències Gold s'usa també per a generar un joc més petit de $2^{\frac{m}{2}}$ seqüències binàries de període $n = 2^m - 1$, on m és un valor parell. En aquest procediment, es comença amb una seqüència m anomenada s i es

forma una seqüència binària r prenent $2^{\frac{m}{2}} + 1$ bits de s . En altres paraules, la seqüència r està formada per delmacions de s en un factor de $2^{\frac{m}{2}} + 1$. Es pot verificar que la seqüència r resultant és periòdica amb període $2^{\frac{m}{2}} - 1$ [Kas66].

Ara, prenent $n = 2^m - 1$ bits de les seqüències s i r , generem un nou joc de seqüències sumant, amb mòdul-2, els bits de s i tots els registres cíclics en $2^{\frac{m}{2}} - 2$, dels bits de r . Inclouent s en el joc, s'obtenen un joc de $2^{\frac{m}{2}}$ seqüències binàries de longitud $n = 2^m - 1$. Aquestes són les anomenades *small set* de seqüències Kasami. L'autocorrelació i la correlació creuada prenen valors dins del conjunt $\{-1, -(2^{\frac{m}{2}} + 1), 2^{\frac{m}{2}} - 1\}$. Llavors, la correlació creuada màxima de un parell de seqüències qualsevol del joc serà $2^{\frac{m}{2}} + 1$.

3.4 La detecció en DS-SS

La detecció és una fase fonamental per a la desmodulació en els sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa. Hi ha diferències fonamentals entre la detecció d'un sol usuari, el senyal del qual arriba per un sol camí, i el que succeeix si el senyal rebut té components en diversos camins perquè el canal sigui dispersiu [SOSL94]. A continuació veurem un breu resum de les solucions proposades que tenen en compte l'aprofitament de la diversitat del multicamí usant estructura RAKE. El sistema que proposa aquest treball tracta amb les dades d'un sol usuari, i també és un sol usuari el que es transmet pel canal. Alhora, es té coneixement del canal, que és ionosfèric i per tant, dispersiu.

3.4.1 L'estructura RAKE per a l'aprofitament del multicamí

En certs entorns de treball, el canal utilitzat presenta multicamí, i el receptor no rep únicament una rèplica del senyal enviat, com seria esperable en condicions ideals, sinó que rep un determinat conjunt de rèpliques o rebots del mateix com a conseqüència de diverses reflexions produïdes durant el trajecte [SOSL94].

Aquest és el cas del canal ionosfèric (veure capítol 2). Aquests diferents camins arribaran amb diferents retards i fins i tot patiran diferents atenuacions. Si existeix una línia de visió directa entre emissor i receptor (LOS, *Line of Sight*) aquest sol ser el camí de màxima potència, tot i que no sempre es pot assegurar aquesta circumstància. A més, en moltes situacions, ja sigui per la pròpia curvatura de la terra, o per la presència d'obstacles en origen i destí, no existeix un camí directe i el receptor s'ha de basar únicament en les reflexions que rebí.

D'altra banda, hi ha alguns receptors que intenten aprofitar l'anomenada diversitat per

tal de disposar de la màxima qualitat de senyal possible en el moment de prendre les seves decisions. Aquests receptors solen tenir com a objectiu prioritari la reducció de la BER.

Disposem de dues tècniques de diversitat que tenen aplicació al canal ionosfèric. La primera és la diversitat espacial (diversitat d'antenes), que tot i que està força estesa dins de l'àmbit de comunicacions mòbils, no entra dins de l'àmbit d'estudi d'aquest projecte. La segona és la diversitat multicamí.

Els anomenats receptors RAKE [Pro95] usen aquesta tècnica de la diversitat del multicamí per tal d'extreure informació sobre els rebots originats pel multicamí i que s'han comentat anteriorment i realitzar una recombinació.

Una consideració important que s'ha de fer és que, per tal de poder aprofitar un determinat rebot, és indispensable que el retard amb el qual arriba no superi en cap cas el temps de símbol T_s :

$$\tau_i < T_s \quad (3.22)$$

En el cas que la dispersió de retard τ superi el temps de símbol, es poden aplicar tècniques d'equalització del canal per tal de poder seguir implementant un RAKE. Això implica un increment considerable del cost computacional. D'altra banda, si es compleix l'equació 3.22, les propietats d'autocorrelació de la seqüència PN permeten separar l'energia de cada rebot minimitzant la possible interferència entre ells, assolir una variable de decisió que sumi totes les energies de tots els retards considerats. Alhora, també cal que $\Delta\tau > T_c$ per a que sigui possible discernir entre dos camins consecutius que estiguin separats $\Delta\tau$.

Objectius de la implementació d'una estructura RAKE

L'objectiu principal que s'intenta d'aconseguir amb la implementació del receptor RAKE és la millora significativa del BER en aquelles situacions on el canal tingui un comportament prou dispersiu en el temps.

El segon objectiu és intentar que el receptor estigui adquirit la major part del temps possible en aquestes mateixes circumstàncies de dispersió. Tant en el cas del BER com en el cas del percentatge de temps d'adquisició cal mirar-los comparativament amb l'estructura original de la qual partim, sense que tingui una estructura RAKE implementada, per tal de valorar les millores que introdueix la contribució del RAKE.

Tot això cal aconseguir-ho sense incrementar de forma massa abusiva el cost computa-

cional del sistema ja que s'ha de tenir en compte que l'estructura ha de ser implementable sobre un processador real, i a més, seria convenient no afegir massa càrrega a la que ja té l'estructura amb la multiplicitat de branques.

Tècniques de recombinació de la diversitat de multicamí

Per tal d'aprofitar la diversitat temporal existeixen diverses tècniques. Les tres més importants són [Gan02]:

- *Selection Diversity* (SD): quan són rebuts els L senyals multicamí (és a dir, L rebots), l'esquema que els ha de combinar seleccionant el camí que presenta una relació senyal a soroll (SNR) més elevada i descarta els altres $L - 1$ camins.
- *Equal Gain Combining* (EGC): el receptor corregeix únicament la possible rotació de fase dels senyals rebuts causada pel *fading* i suma els senyals rebuts en els diferents camins.
- *Maximum Ratio Combining* (MRC): és el mètode més òptim si el que busquem és minimitzar la BER en un canal amb multicamí i soroll blanc gaussià. En aquest cas es produeix també una rotació per corregir el desfasament i evitar cancel·lacions, i posteriorment es realitza una combinació ponderada dels diferents camins.

En un principi, MRC és el que aconseguix millors resultats, tot seguit de l'EGC i de l'SD. Si ens centrem en els receptors RAKE, podem distingir clarament entre els que fan ús del criteri EGC en el moment de combinar els retards, i els que fan ús del criteri MRC. En un principi, els que obtenen millor resposta són les versions coherents del RAKE, que són les que utilitzen el criteri MRC [Soc02] i han estat aplicades usant un dels algorismes adaptatius amb filtres LMS [AKETG04, AKGET05, AKGET07].

Però si ens trobem amb un canal que variï lentament entre un símbol i l'altre, i especialment, si s'usa una modulació base diferencial, es pot sacrificar un petit empitjorament de la resposta del RAKE a canvi d'un gran guany en cost computacional necessari. Aquests receptors RAKE, que usen el criteri EGC, són les anomenades versions coherent diferencial i no coherent del mateix [GL95].

Disseny d'un receptor RAKE

Un receptor RAKE genèric consta bàsicament de dues parts ben diferenciades, una és la recerca de camins, dita *path search* i l'altra l'estimació de canal, anomenada *channel estimati-*

on. Aquesta segona part és només necessària en les versions coherents del receptor RAKE [SOSL94].

En un principi, el receptor RAKE està estructurat segons un sistema de branques anomenades dits (*fingers*). Cada dit tracta un dels rebots per separat. A la figura 3.10 podem observar un esquema típic de receptor RAKE de quatre dits pensat per a treballar amb senyals d'espectre eixamplat en un entorn W-CDMA (*Wideband CDMA*) i utilitzant el criteri MRC que usa estimació de canal [AGA03].

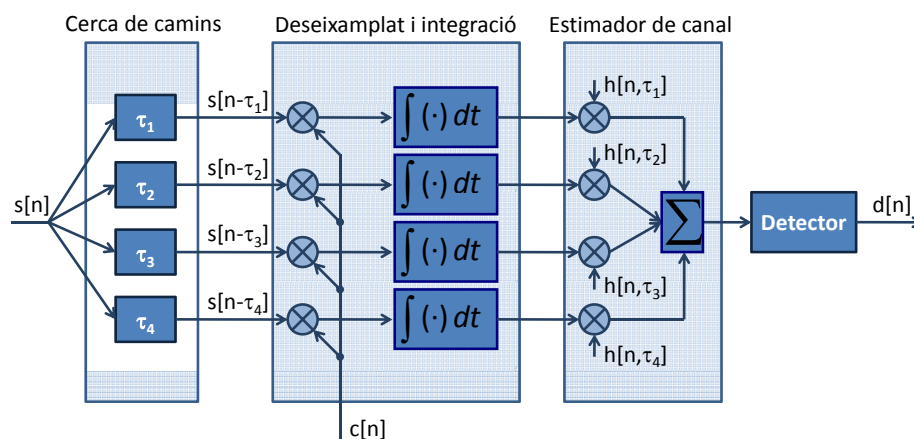


Figura 3.10: Receptor RAKE coherent W-CDMA de 4 dits, amb combinació a nivell de símbol

En aquest tipus de receptors, es produeix la recerca de camins, o la captura de rebots, que consisteix en establir els retards ($\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$ a la figura 3.10) amb els que arriben els diversos rebots durant la primera etapa. Podem observar que, després de l'etapa de *path search*, obtenim el mateix senyal rebut (que conté les contribucions de tots els rebots) però desplaçat segons cadascun dels retards estimats als dits corresponents.

Posteriorment, es multiplica cada dit per la seqüència PN per a deseixamplar el senyal corresponent a cada rebot. En un principi, si el retard d'un determinat dit ha estat correctament establert, quedarà correlat amb la seqüència PN i el deseixamplament es produirà amb èxit per les propietats de correlació de les seqüències en qüestió.

Seguidament, el senyal deseixamplat és integrat durant un període donant lloc a una única mostra complexa per a cada símbol que continuarà modulada amb una modulació base de banda estreta, ja sigui BPSK, QPSK, etc. El desmapat o decisió final es produeix al final de tot, una vegada ja s'han ponderat les contribucions dels diferents dits.

Després de la integració es produeix l'estimació de canal segons el criteri de MRC, que pot utilitzar diverses tècniques, com comentarem tot seguit, però que sempre té com

a objectiu estimar l'atenuació i el canvi de fase introduïts per cadascun dels camins del canal. L'objectiu de l'estimació de canal és aconseguir que la suma de contribucions sigui constructiva i no destructiva, tot assolint una màxima fiabilitat de la variable de decisió final.

Finalment, una vegada s'ha multiplicat el senyal per l'estimació del canal, es procedeix a sumar les contribucions i a la decisió final sobre quin és el símbol que s'ha enviat, que en el nostre cas no serà res més que una detecció binària. A la figura 3.10 s'ha pogut observar el cas de realitzar la combinació de senyals a nivell de símbol però aquesta combinació també es pot realitzar a nivell de xip, i està representat a 3.11.

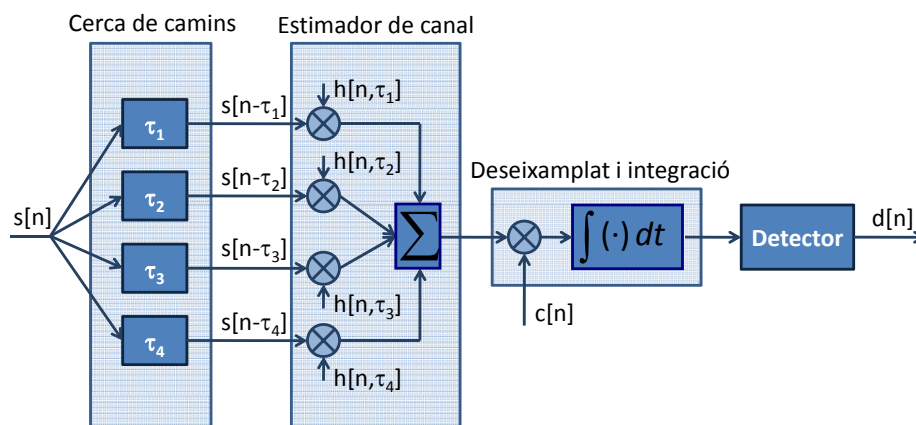


Figura 3.11: Receptor RAKE coherent W-CDMA de 4 dits, amb recombinació a nivell de xip

Els resultats dels dos esquemes són pràcticament els mateixos sempre que no variïn les condicions de *fading* dins del temps de símbol (T_s). Normalment s'usa la combinació a nivell de símbol, i en el cas d'una versió coherent diferencial o no coherent del RAKE, ens podem estalviar la part d'estimació de canal o, si més no, simplificar-la.

Els tres grans mètodes o tècniques d'estimació de canal són el *Data Aided* (DA) o assistit per dades, el *Decision Directed* (DD) o dirigit per decisions i el *Blind* o estimació cega.

Data Aided Channel Estimation El primer mètode d'estimació de canal utilitza símbols coneguts o seqüències d'entrenament transmeses expressament per a finalitats de control o sincronització. Concretament, s'utilitzen els anomenats símbols pilot, que són prèviament coneguts per l'emissor i pel receptor. Al receptor, l'algorisme d'estimació de canal opera sobre el senyal rebut i amb els símbols que té prèviament emmagatzemats per tal de generar l'estimació. A [Azi02] trobem un exemple d'estimació de canal amb W-CDMA que

usa aquest mètode 3.12 i a [SKIM00] trobem un exemple d'estimació de canal usant els *complementary codes*.

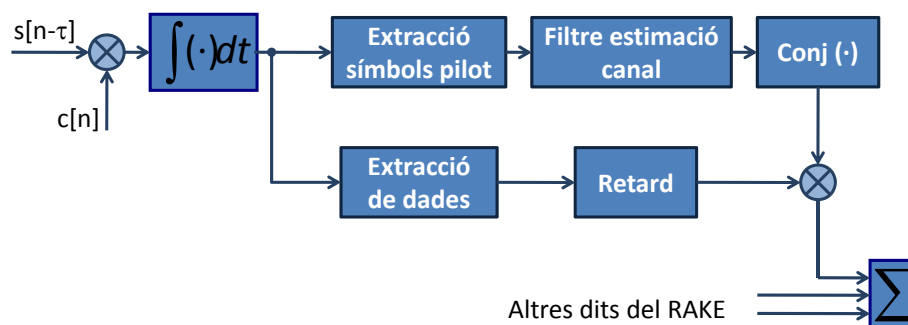


Figura 3.12: Estimació de canal ajudada per dades (DA)

Com es pot comprovar, aquest mètode requereix la transmissió de símbols especials, per exemple mitjançant canals dedicats. Una vegada es disposi dels coeficients d'esvaïment associats a l'estimació de canal, cal calcular el complex conjugat i multiplicar-los pel senyal desmodulat per tal de cancel·lar l'efecte del canal sobre la fase i la ponderació de l'amplitud del senyal, comparant o alineant les fases de tots els camins i ponderar la seva amplitud en funció de la seva SNR.

Decision Directed Channel Estimation Aquest mètode crea en primera instància una estimació del canal aproximada basada en algun mètode d'estimació. A partir d'aquesta poc acurada estimació, es realitza una decisió sobre els símbols que estem rebent. Aquests símbols es poden usar a mode de símbols pilot i a partir d'aquí, l'estimació de canal va sent cada vegada més acurada. Aquest tipus d'estimació conté un retard inherent al procés fins que s'assoleix una estimació prou fiable del canal final. En aquest mètode, es corre un risc de propagar l'error si les decisions inicials no eren ben fonamentades o si es produeixen posteriors errors degut a esvaïments.

Blind Channel Estimation El procés d'estimació no utilitza símbols pilot ni decisions sobre símbols que es basa, sinó en certes característiques del senyal modulad. Per exemple, l'algorisme de mòdul constant (CMA) usa l'amplitud del senyal com a criteri per a estimar el canal [God80, Pij00]. Si tots els símbols són transmesos amb igual energia com succeeix en modulacions com BPSK o QPSK, es pot usar aquest coneixement per a obtenir l'estimació de canal. Normalment aquest mètode té una velocitat de convergència menor als anteriors o bé un error quadràtic mig més gran.

Dins del mètode cec, s'inclouen molts submètodes com el ja esmentat CMA (*Constant Modulus Algorithm*) o els mètodes basats en subespais (*subspaces methods*) [Pij00]. Aquests mètodes estudien les estadístiques de primer, segon ordre o fins i tot ordres superiors, del senyal que es rep per a determinar una estimació de canal.

3.5 El control en l'adquisició

En aquesta secció es presenten unes pinzellades bàsiques del que és el control, tant lineal com no lineal, necessàries per a comprendre el disseny del bloc de control de l'estructura multiresolutiva, que és un dels objectius d'aquest treball de tesi.

S'entendrà per controlar un sistema el fet d'influir en el seu comportament per tal d'aconseguir un objectiu. La teoria de control s'encarrega d'estudiar els models matemàtics que millor descriuen el que succeeix en els sistemes, però també de poder donar solució a problemes que no tenen un model matemàtic ben definit. Tot sistema de control està format per unes entrades, que són les que exciten el sistema, i unes sortides, que representen la síntesi a la que s'arriba en el sistema. El sistema de control serà fonamental en qualsevol sistema d'adquisició, perquè serà el que supervisarà el bon funcionament i la convergència de tot algorisme que trobi el punt de sincronització. La robustesa en l'adquisició, l'estabilitat i el temps que triga en adquirir-se, i el cost computacional total de l'algorisme seran paràmetres que prendran un valor o altre en funció de com estigui dissenyat el sistema de control.

Es poden dividir de moltes maneres els sistemes en funció de diferents paràmetres utilitzats en la teoria de control. Per exemple, es pot parlar de sistemes en llaç obert, l'entrada no es veu realimentada per la sortida, i de sistemes en llaç tancat si la sortida del sistema influeix d'alguna manera en l'entrada del sistema de control (veure 3.13)

Normalment els sistemes en llaç tancat s'usen per a corregir desviacions del model teòric mitjançant un sondeig continu del que està passant al sistema. També podem classificar els sistemes per si són lineals o no.

3.5.1 Control lineal

Un sistema lineal està basat en un model matemàtic que usa un operador lineal. De manera que qualsevol sortida, per complicada que sigui l'entrada, es podrà descriure com la suma de respostes a entrades més simples. Per exemple, donat un sistema de control que transforma un senyal $x(t)$ en la sortida $y(t)$, i donades dues entrades $x_1(t)$ i $x_2(t)$, i les

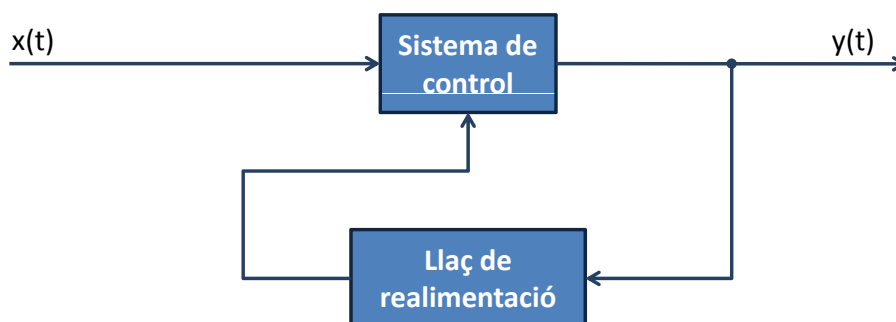


Figura 3.13: Sistema de control en llaç tancat o realimentat

seves sortides, s'ha de complir la linealitat següent:

$$\begin{aligned}
 y_1(t) &= T\{x_1(t)\} \\
 y_2(t) &= T\{x_2(t)\} \\
 \alpha y_1(t) + \beta y_2(t) &= T\{\alpha x_1(t) + \beta x_2(t)\}
 \end{aligned}
 \tag{3.23}$$

La majoria dels sistemes s'intenten aproximar per sistemes lineals, ja que les tècniques lineals són molt usades i són relativament senzilles de comprendre i d'aplicar. Probablement la tècnica més aplicada i coneguda és la del PID (*Proportional Integral Derivative*) [SWD95].

Aquesta tècnica pretén corregir l'error existent entre la sortida i un valor determinat considerat com l'objectiu, mitjançant un control correctiu a la sortida. Aquest control, que podem veure a la figura 3.14, inclou tres parts:

- El proporcional determina la reacció a l'error actual (veure figura 3.14)
- L'integral determina la reacció a l'error basant-se en l'històric dels errors del sistema fins al moment d'avaluació
- El diferencial determina la reacció a l'error en funció de la velocitat a la que ha anat canviant aquest error

Mitjançant les constants k_p , k_i i k_d es pot controlar la ponderació que es dona a cada un dels paràmetres per a construir un sistema que sigui més estable que adaptable al canvi, o al revés. L'objectiu és minimitzar l'error mostrat a la figura 3.14.

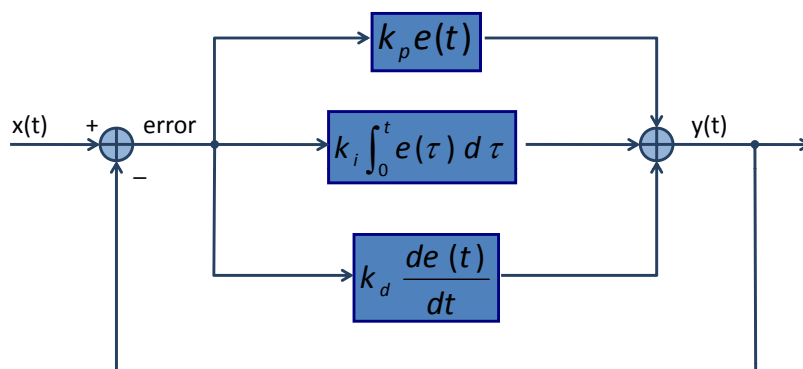


Figura 3.14: Esquema d'un controlador PID (*Proportional Integral Derivative*)

3.5.2 Control no lineal

Malgrat tot, hi ha molts entorns en els que el control lineal no serà aplicable, perquè el comportament del sistema no es podrà linealitzar. En aquests casos, cal buscar altres models matemàtics que sovint, responen a models qualitius basats en regles lingüístiques, tot i que també hi ha el control robust, l'adaptatiu, el jeràrquic, l'òptim, i l'estocàstic. Aquests sistemes també se'ls coneix com a controls intel·ligents i normalment s'agrupen sota tres noms: la lògica difusa, les xarxes neuronals, i els sistemes basats en coneixement.

La lògica difusa

Zadeh va publicar l'any 1965 un article anomenat 'Fuzzy Sets' [Zad65], on plantejava un sistema algebraic que permetia ponderar de forma matemàtica les paraules i les normes del llenguatge. Però no fou fins més tard, el 1973, quan Mamdani va fer el primer sistema de control mitjançant [MA75] la teoria de la lògica difusa. Des de llavors, els controls usant lògica difusa s'han anat estenent en solucions a problemes diversos, problemes que moltes vegades no seria possible de solucionar si no fos amb aquesta tècnica.

Coneixements previs [Par96, YF95] Sovint els controladors no lineals convencionals usen lògica binària, de forma que les seves decisions oscil·len entre cert o fals. Els controladors difusos usen la lògica difusa, que s'acosta més a la forma de pensar de l'home, i que permet dissenyar sistemes on les decisions no es prenen només en funció de si l'entrada és certa o falsa.

Entenem per conjunts no difusos tots aquells que estan formats per elements que es poden considerar un tot. En canvi, la pertinença a un conjunt difús no té criteri únic i pot dependre de les circumstàncies o del punt de vista. Per això es defineix el grau de pertinença, un valor que s'assigna a cada membre del grup i que representa una probabilitat més o menys gran de pertànyer al grup. Si el grau de pertinença té un valor de '1', l'element pertany inequívocament al grup, per contra, si el valor és '0', l'element no hi pertany.

Amb l'objectiu de definir aquesta relació de pertinença entre un element i el seu grau de pertinença, es defineixen les funcions de pertinença, alguns exemples de les quals es poden observar a la figura 3.15. L'eix de les x en les figures és el marge dinàmic de la variable d'entrada, que s'assumeix que en totes és l'interval $[0,10]$.

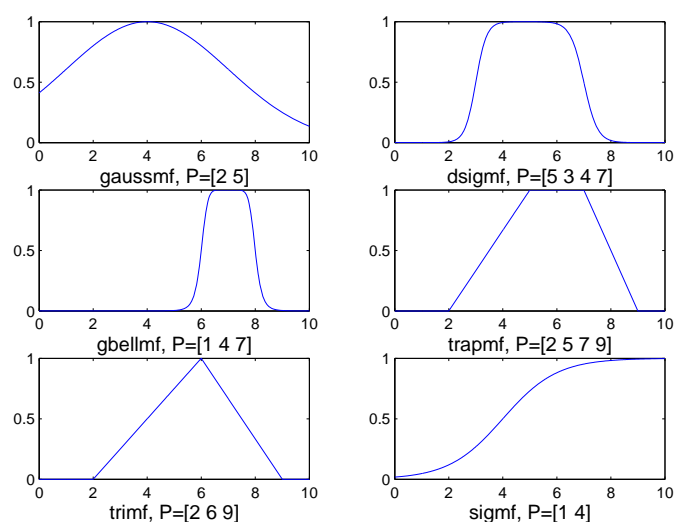


Figura 3.15: Exemples de funcions de pertinença: *gaussmf* és una funció de pertinença gaussiana, *dsigmf* és una funció de pertinença generat amb la diferència de dues sigmoïdals, *gbellmf* és una campana generalitzada, *trapmf* és una funció de pertinença trapezoidal, *trimf* és una funció de pertinença triangular, i finalment, *sigmf* és una funció de pertinença sigmoïdal.

Són aquestes funcions les que donat una determinada entrada, li assignen en cada cas un grau de pertinença a un conjunt o grup difús. Es defineixen funcions contínues així com funcions discretes; en el primer cas, responen a expressions matemàtiques, mentre que en el segon cas es representen mitjançant un vector de valors. Les variables, tant d'entrada com de sortida, tant poden ser algebraïques com lingüístiques, és a dir, tant poden ser valors com frases.

Els controladors difusos [Par96] Els controladors difusos tenen tres etapes bàsiques. La primera és la de *fuzzification*, que és la que s'encarrega de convertir una variable que a priori no és difusa en una de difusa. Per a fer-ho, cal trobar una relació de pertinença adequada (veure figura 3.15) per a cada tipus de dada i aplicar-la a les dades entrants del sistema difús. L'etapa següent s'anomena *if-then rules*, i està formada per un conjunt de sentències que controlen la forma d'actuar del controlador. La part de l'*if*, que és la premissa, correspon al marge dinàmic de valors de l'entrada, la part del *then*, que és la conseqüència, afecta a la sortida del mateix sistema (p.ex. *If (ratio1 < 4 AND ratio2 > 2) then sortida=1*). El controlador difús, usant l'entrada i les diverses regles condicionals, és capaç de treure una conclusió, o el que és el mateix, una sortida. La última etapa, que és la *defuzzification*, converteix la sortida difusa del controlador a una dada no difusa, quantificada numèricament, i que serà el valor que s'usarà en el sistema per a disminuir el cost computacional de l'estructura i per tenir coneixement de la probabilitat real d'estar adquirits correctament.

Aplicació de la lògica difusa a l'espectre eixamplat de seqüència directa

A continuació es comenten dues aplicacions de la lògica difusa als receptors d'espectre eixamplat de seqüència directa. La primera de les aplicacions es presenta a [PNAHL98], i soluciona amb èxit el problema de les interferències. La lògica difusa proporciona un entorn on es poden combinar els coneixements matemàtics i els lingüístics per tal de aconseguir l'objectiu. El resultat és un *adaptive line enhancer*, que té un temps d'adquisició ràpid i una millora de relació SNR respecte a altres ALEs (*Automatic Link Establishment*) no lineals. Aquesta aplicació no és propera al nostre marc de treball, puix que l'eliminació d'interferència no és la prioritat en els objectius d'aquest treball de tesi, almenys no directament.

La segona de les aplicacions es presenta a [LHCW05], i explica un filtre LMS robust que usa un paràmetre de convergència que es controla mitjançant a la lògica difusa i també una actualització parcial. El treball presenta uns resultats que milloren la supressió d'interferències mitjançant una adquisició i un *tracking* robustos. S'hi presenten també l'aplicació de l'algorisme LMS en entorns de canals variants Rayleigh. En aquest cas, l'escenari de treball és més proper al cas que ens ocupa, però en cap moment s'ha plantejat en l'estructura multiresolutiva la possibilitat que el paràmetre de convergència fos dinàmic, per tant, és difícil la comparació per diferència de funcionament.

Hi ha hagut, doncs aplicacions de la lògica difusa en adquisició i *tracking*, però no emmarcades en el mateix escenari que el problema que planteja el nostre treball.

3.6 Fonaments d'algorismes genètics

La computació evolutiva (CE) usa models computacionals de processos evolutius com elements clau en el disseny i la implementació de sistemes que resolen problemes. Hi ha una gran varietat de models de CE proposats i estudiats aquests darrers anys; la CE interpreta la naturalesa com una immensa màquina de resoldre problemes i prova de trobar l'origen d'aquesta potencialitat per a usar-la en programes.

3.6.1 Els algorismes evolutius

La CE sorgeix a finals dels anys 60 quan Holland es va plantejar la possibilitat d'incorporar els mecanismes naturals de selecció i supervivència per a resoldre problemes d'IA que havien estat resolts per la naturalesa però que resultaven inabordables des del punt de vista computacional. Els resultats de Holland [Hol75], han estat considerats el punt de partida de la CE. Més tard, amb l'increment de la capacitat de càlcul dels ordinadors, es començaren a resoldre amb èxit determinats problemes de l'enginyeria i de les ciències socials que anteriorment eren més difícils de tractar. En aquest moment aparegueren llibres com el de Davis [Dav91] i el de Goldberg [Gol89]. Així doncs, els algorismes evolutius es consoliden com a tècniques de cerca i optimització, que permeten resoldre problemes propis dels processos d'aprenentatge.

Els algorismes evolutius presenten, a més, característiques excel·lents per al disseny. No requereixen de coneixements matemàtics del problema pel que s'està dissenyant. Proporciona una gran flexibilitat per a hibridar-se amb coneixement dependent del problema, que pot millorar l'eficiència de la tècnica en un problema concret.

Funcionament dels AE

Un algorisme evolutiu típicament té una població de solucions potencials (individus) del problema, que evolucionen d'acord a les regles de selecció i altres operadors, tals com recombinació i mutació. Cada individu de la població s'avalua, calculant una mida de com està adaptat (el *fitness*). La selecció fixa la seva atenció en els individus amb una elevada adaptació, amb un bon *fitness*; la recombinació i la mutació modifiquen els individus, proporcionant una heurística general de l'explotació. Des d'un punt de vista biològic, aquests algorismes són molt senzills, però la cerca que generen és molt potent.

L'algorisme comença inicialitzant una població, normalment de forma aleatòria, on els individus són avaluats mitjançant el *fitness*. Llavors l'algorisme entra en un procés iteratiu

que mostra com evolucionen les generacions. A cada una de les generacions $P(t)$ es fa un procés de selecció dels millors individus, que seran els definits com a pares per a la recombinació i mutació, donant lloc en total a una població nova $P(t + 1)$, que tornarà a ser avaluada. El procés iteratiu acabarà quan s'acompleixi una condició de finalització, que sovint és un nombre predefinit de generacions.

Condicions per a considerar que es treballa amb un algorisme evolutiu

Normalment s'accepta com a algorisme evolutiu aquell que té en compte les components següents:

- Cal una representació apropiada de les solucions al problema plantejat. D'això depèn l'eficiència de l'algorisme, perquè en certa manera estableix l'espai de cerca.
- Cal crear una població inicial adequada de solucions, tot i que en general es fa de forma aleatòria dins de l'espai de cerca; la incorporació de coneixement pot ajudar a guiar la cerca.
- La funció de *fitness* capaç de mesurar com d'adequada és una solució, i que farà que els individus millors, aquells que estiguin més adaptats al que es demana, tinguin més possibilitats de sobreviure.
- Calen un conjunt d'operadors evolutius, que actuen com a regles de transició probabilístiques per tal de guiar la cerca, i que combinen entre sí les solucions existents amb el propòsit d'obtenir-ne de noves.
- El valor dels paràmetres d'entrada que l'algorisme usa per a guiar la seva pròpia evolució, com la mida de la població, el número màxim d'iteracions, o les probabilitats d'aplicació dels operadors evolutius.

Dins dels algorismes evolutius hi conviuen una gran quantitat de tècniques, però les que fan referència al treball que es presenta en aquesta tesi són dues: les estratègies evolutives [Rec73] i els algorismes genètics [Gol89].

Estratègies evolutives

Les estratègies evolutives foren proposades per [Rec73, Sch75] per a la optimització d'aplicacions numèriques. Usen la notació $(\mu, \lambda) - ES$, que significa una estratègia evolutiva

amb μ individus en la població, i amb λ fills, assumint que els fills substitueixen els pitjors individus de la població en cada iteració.

Les estratègies evolutives funcionen de tal manera que a cada iteració, els pares s'escullen de forma aleatòria sobre el total de pares possibles. Aquestes solucions poden patir mutació o creuament, i d'aquests s'obtenen λ fills. El recanvi d'individus és totalment determinístic, perquè els fills substitueixen els pitjors pares. Originàriament, les estratègies evolutives es codificaven amb vectors reals, i la mutació tenia molta més importància que el creuament. Actualment, però, se n'han derivat molts algorismes diferents.

Algorismes genètics

Fou Goldberg, alumne de Holland, el que implementà el primer algorisme genètic [Gol89], aplicat en aquell moment a problemes industrials. Els algorismes genètics han usat tradicionalment una representació més independent del domini, normalment, cadenes binàries. Però recentment, moltes aplicacions han usat altres representacions, com grafs, expressions Lisp, llistes ordenades, o vectors de paràmetres reals.

La representació Les solucions potencials dels algorismes genètics es representen normalment amb cadenes binàries, i la seva longitud vindrà determinada pel número de variables existents a la solució i pel número de bits necessaris per a codificar-les. Un altre dels termes que s'usen habitualment és el terme genètic, cromosoma. Així, els cromosomes estan compostats per unitats binàries anomenades gens. El valor d'un gen s'anomena alel, i la seva posició en el cromosoma, locus. El paquet genètic associat a una solució concreta total s'anomena genotip, i la representació del genotip amb el seu entorn s'anomena fenotip.

Obtenció de la població inicial Una població en un algorisme genètic està formada per m individus, on aquest valor és un paràmetre d'entrada de l'algorisme genètic. D'aquesta manera, en una generació determinada t , en un instant de l'algorisme, es pot representar la població com:

$$P(t) = \{X_1^t, \dots, X_m^t\} \quad (3.24)$$

On t és la generació, i i és l'índex que ordena l'individu, i $i = 1, \dots, m$. Per tal d'obtenir la població inicial cal inicialitzar cada un dels m individus inicials, i consisteix en assignar, per a cada gen, un valor aleatori.

Funció d'avaluació Normalment, s'avalua el fenotip a través d'una funció objectiu del problema que s'està resolent. La funció objectiu, o funció de *fitness*, juga un paper fonamental en un algorisme genètic, perquè és la informació fonamental que s'usa de l'entorn, que fa que els mètodes siguin generals i robustos.

Selecció o mostreig, operadors genètics i substitució generacional Un cop s'han avaluat totes les solucions d'una generació, el procés evoluciona cap a una nova generació. El procés que transformarà una població en la següent és:

- Selecció o mostreig dels pares
- Creuament
- Mutació
- Selecció de supervivents o substitució generacional

Tant de selecció com de creuament hi ha diversos algorismes, dels quals a continuació es detallaran alguns que seran claus per a la implementació posterior de l'algorisme genètic.

Selecció

En primer lloc, la selecció *steady-state* és aquella basada en progenitor, i va ser introduïda per [Syw89]. La selecció *steady-state* sempre reemplaça la mateixa proporció, normalment petita, de la població. Els pares no es seleccionen de cap manera particular, assumint, però, que la major part dels cromosomes han de sobreviure a les generacions posteriors. Després de seleccionar els millors individus en termes de *fitness*, i per tant, proporcionar material genètic per a futures generacions, el nou material creat reemplaça els individus amb pitjor *fitness* de la població. I la resta de població va passant de generació en generació.

La selecció per torneig (o *tournament selection* - TNS) s'estudià per primer cop a [Bri81] i hi ha estudis més recents que desenvolupen un sistema de torneig més avançat [Gol89]. S'escullen un nombre d'individus a l'atzar d'una població, amb o sense repetició, i d'aquests es seleccionaran els millors individus, que són els guanyadors del torneig, i són els que passaran a formar part de la generació següent. Aquest procés es pot repetir fins que el quadre d'aparellaments s'omple. Els tornejos normalment es realitzen en grups de 2 individus, malgrat que també poden ser més grans. Coincideix en eficiència temporal de convergència amb la selecció per *ranking* [GD91].

Finalment, la selecció per ruleta (o *roulette-wheel selection* - RWS) [Hol75] també s'anomena *fitness proportionate selection*. Això significa que els individus amb millors *fitness* tenen

més probabilitats d'ésser escollits, de forma proporcional amb la bondat del seu *fitness*. El problema d'aquesta selecció pot aparèixer si un dels individus de la població presenta un *fitness* molt millor que la resta; això pot induir al sistema a una convergència prematura i pot causar una pèrdua de diversitat⁴.

Creuament

El creuament és el mitjà per a crear nous individus, i a ser possible, que siguin millors que els anteriors. La recombinació és un operador genètic que combina fragments de solucions ja existents, que són els pares, per a formar solucions noves, que són els fills inspirades en el material genètic dels pares, però que pot arribar a ésser millor que aquests pares. El creuament normalment escull els pares a l'atzar, i el punt de creuament també és aleatori.

El punt de creuament pot ser únic (creuament unipunt) o múltiple (creuament multipunt). Els dos segueixen el mateix procediment, i els punts de creuament són escollits a l'atzar. L'individu final és la combinació de fragments de cada un dels pares.

Paràmetres d'entrada Els paràmetres d'entrada més significatius són la mida de la població, el número de generacions que cal aconseguir, la probabilitat de creuament i la probabilitat de mutació.

3.6.2 Aplicacions dels algorismes evolutius a les comunicacions

A continuació es presenten tres aplicacions d'algorismes evolutius a les comunicacions, més concretament, a l'entorn de la generació de les seqüències pseudoaleatòries necessàries per a la modulació d'espectre eixamplat de seqüència directa. Les contribucions d'aquest treball de tesi a l'aplicació dels algorismes evolutius a l'espectre eixamplat es resumeixen en els treballs [ABM05, AFSB07].

En el primer dels treballs, Matsumoto [Mat98] presenta un autòmat cel·lular (CA) com a sistema de generació de seqüències m , que consisteix en només un tipus de cèl·lules. L'avantatge d'aquesta aplicació és que no necessita cercar els coeficients inicials per als polinomis, una condició numèrica de $2^m - 1$, on $m = 2, 3, 5, 89$ és suficient. I la segona de les avantatges és que la configuració no requereix construccions híbrides, i això la fa més senzilla. Des del punt de vista de comunicacions, però, no aporta cap novetat al resultat de les famílies de seqüències PN, sinó que la novetat és en el procés de generació de les

⁴La diversitat és un concepte important en el disseny d'un algorisme genètic. El creuament entre una població homogènia no produeix noves solucions, per tant, cal dissenyar l'algorisme genètic perquè la població no esdevingui homogènia.

mateixes. No hi haurà cap canvi, doncs, en les propietats que caracteritzen les seqüències, sinó que seran seqüències m amb les seves propietats habituals.

El segon dels treballs, Delgado [DVH06] mostra també un autòmat cel·lular aplicat al disseny de les seqüències pseudoaleatòries. En realitat, el treball presenta un algorisme genètic que s'usa per a trobar les regles de l'autòmat cel·lular que servirà com a generador de seqüències PN. La funció de *fitness* necessària combina les mesures d'entropia amb els tests estadístics estàndards per a aquestes seqüències PN [DVH06]. Altra vegada, el que canvia no són les propietats de les seqüències PN sinó la forma de generar-les.

A l'últim dels treballs revisats, Martin [MS08] genera seqüències pseudoaleatòries usant autòmats cel·lulars i autòmats cel·lulars híbrids. El que es proposa en aquest article és la seva implementació en una FPGA i la seva eficiència de disseny per tal de generar seqüències PN. Altra vegada, no canvien les propietats sinó la manera d'arribar-hi.

3.7 Conclusions

En aquest capítol s'han descrit els fonaments teòrics associats als problemes que es tracten aquest treball de tesi. S'ha tractat, al principi, del funcionament bàsic dels sistemes de modulació d'espectre eixamplat de seqüència directa. Tot seguit, s'han descrit els sistemes d'adquisició tradicionals, el sèrie i el paral·lel, així com una breu introducció als sistemes d'adquisició adaptatius.

A continuació, s'ha parlat dels conceptes bàsics de les famílies de seqüències PN, se n'han descrit les propietats més importants i s'ha fet un breu repàs de les famílies més usades. Tot seguit, s'ha revisat en què consisteix la fase de detecció i com es pot optimitzar el procés per maximitzar la fiabilitat de les dades rebudes.

Els dos últims punts tractats són en primer lloc, el sistema de control; s'ha revisat breument el control lineal i el no lineal, i dins d'aquest segon, la lògica difusa i les xarxes neuronals. Finalment, s'ha descrit en què consisteixen les bases dels algorismes genètics i el seu funcionament bàsic.

CAPÍTOL 4

ADQUISICIÓ I *TRACKING* DE SISTEMES DS-SS

A continuació s'exposen algunes tècniques més actuals d'adquisició en entorns adversos i variants; les propostes escollides són especialment rellevants o bé per la similitud de la proposta presentada en aquest treball en termes de funcionament (filtrat LMS) o bé per tenir unes condicions de canal molt similars a les de l'objectiu d'aquest treball. Per una banda, a la tesi de Mohamed El-Tarhuni [ET97] i als treballs que se'n deriven es treballa en un entorn variant, i per a ajustar l'adquisició es treballa amb filtrat adaptatiu. Tot seguit es presenten els resultats més concloents del treball de tesi proposat per Moran a [Mor01], treball de recerca del que parteix la tesi que s'està exposant. Tot seguit, s'explica la proposta de Takki Yu en [HYKH06], que pren el relleu de Tarhuni expandint l'estructura que proposa aquest a [ET97] amb un banc de filtres. Finalment, Yeom detalla a [YJL11] com han evolucionat els algorismes d'adquisició sèrie millorant el procés de disseny del llindar de decisió.

D'altra banda, la última de les seccions d'aquest capítol és un detall de la metodologia d'ajust que s'usarà en totes les simulacions per tal de fer convergir els sistemes a la millor situació de funcionament possible; és de vital importància definir amb claredat els escenaris de funcionament que es consideren per tal de deixar clarament delimitat l'entorn de treball. Aquests escenaris han estat fixats a partir del treball de tesi de Vilella [Vil07] realitzat sobre les característiques de l'enllaç del que cal solucionar l'adquisició.

En el capítol 7 el sistema que es proposa en aquest treball de tesi es compara amb els diferents algorismes d'adquisició i *tracking* presentats a continuació. L'estructura d'adquisició de El-Tarhuni [ET97], l'estructura multiresolutiva de Moran [Mor01] i finalment

l'estructura de subfiltres LMS de Takki [YHHK02] mesuraran els seus resultats en els escenaris de simulació per tal de comparar-ne el comportament.

4.1 Filtres adaptatius per a l'adquisició i el *tracking* en canals Rayleigh

A continuació s'exposa un sistema d'adquisició i *tracking* basat en filtres FIR adaptatius. S'ha considerat que fou un dels esquemes més complets de l'evolució dels sistemes d'adquisició dels anys noranta, puix contempla adquisició i *tracking* i procura proporcionar unes prestacions comparables a un sistema paral·lel, però amb un cost computacional assumible. Aquest esquema es pot trobar més detallat al treball de tesi de Mohamed El-Tarhuni [ET97]. Es tracta d'un treball que se'n troben moltes aportacions a la literatura. S'assen ten les bases del funcionament del sistema d'adquisició en els articles [ETS96a, ETS96b], s'estén l'estudi al *tracking* amb filtres adaptatius en [ETS96c]. En aquest punt es refina l'estructura d'adquisició i *tracking*, i es fa treballar amb diferents entorns de canal Rayleigh amb esvaïment (*fading*) [ETS97, ETS98d], i fins i tot realitzant estudis sobre el tipus de filtre i d'algorisme de convergència del filtre adaptatiu funcionava millor [ETS98c]. L'autor expandeix la recerca amb la seva estructura d'adquisició i *tracking* basada en filtrat adaptatiu cap al multicamí [ETS98b, ETG02, ETG04] i cap a l'increment de la capacitat amb l'ús del màxim nombre d'usuaris possible a [ETS98a].

4.1.1 L'algorisme proposat per a l'adquisició

El sistema d'adquisició adaptativa que es proposa s'observa a la figura 4.1 [ET97]. El sistema consisteix en un filtre amb Q coeficients, un algorisme adaptatiu per a ajustar els coeficients dels filtres, un generador de seqüències PN i un sistema decisional, que serveix per a controlar l'adquisició.

Es considera que el senyal d'espectre eixamplat rebut és $r[n]$, on aquest és:

$$r[n] = \sqrt{2P}d_i c[n - \tau] \cos[2\pi f_c n + \phi] + \eta[n] \quad (4.1)$$

on P és la potència del senyal rebut, d_i són les dades enviades d'informació, $c[n]$ és la seqüència PN d'eixamplament, f_c i ϕ són la freqüència i la fase aleatòria de la portadora del senyal, respectivament, i τ és el temps del retard (considerat aleatori) que cal que sigui estimat pel sistema d'adquisició. El soroll tèrmic del receptor està modelat per $\eta[n]$. S'a-

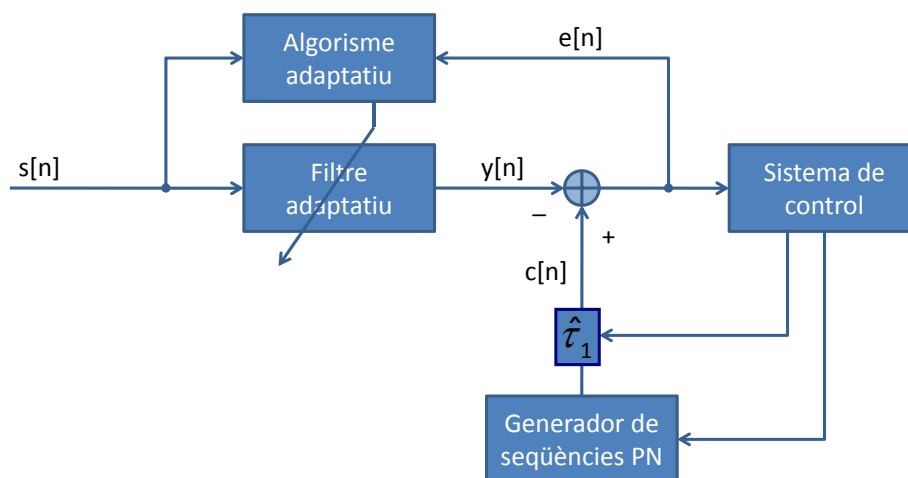


Figura 4.1: Sistema d'adquisició de DS-SS basat en filtre adaptatiu proposat en [ETS96a, ET97]

nomenarà T_c al temps de xip, i T_s al temps de símbol, de tal manera que $\frac{T_s}{T_c} = GP = N_c$, on GP és la longitud de la seqüència PN, usant, per tant, una seqüència per símbol. Caldrà assumir que el receptor està perfectament sincronitzat amb la fase de la portadora del senyal; malgrat sigui una assumptió important, és molt freqüent a la bibliografia (veure assumpcions a [BV94]).

Si s'assumeix que la potència d'arribada és unitària, l'equivalent banda base del senyal rebut és:

$$s[n] = d_i c[n - \tau] + \eta[n] \quad (4.2)$$

considerant que $\eta[n]$ és un senyal de mitjana zero, i corresponent a soroll blanc gaussià. El senyal banda base és llavors passat per un *chip matched filter* (CMF) [SOSL94], la sortida del qual està mostrejada a la cadència de xip f_s , de tal forma que:

$$f_s = \frac{1}{T_c} \quad (4.3)$$

Aquestes mostres de sortida $\underline{s}[n] = [s[n]s[n-1] \dots s[n-Q+1]]$ (on $s[n] = s_f(t = \frac{n}{f_s} = nT_c$ i alhora, $s_f(t) = CMF(s(t))$) s'apliquen a un filtre FIR [ET97], que la seva sortida a l'instant n -èssim es representa per:

$$\underline{h}[n] = [h_0[n]h_1[n]h_2[n] \dots h_{Q-1}[n]]^T \quad (4.4)$$

amb els subíndex $0, 1, \dots, Q - 1$, que corresponen als índexs dels coeficients del filtre. A cada instant de mostreig, el vector del senyal rebut s'usa per a produir una sortida, que s'anomenarà $y[n] = \underline{h}[n]^T \cdot \underline{s}[n]$, que representa una estimació del senyal desitjat $b(t)$. El senyal desitjat és la seqüència PN periòdica generada localment amb una determinada fase, com ara $b[n] = c[n - \hat{\tau}]$, on $\hat{\tau}$ pot tenir qualsevol valor sencer entre zero i $(N_c - 1)T_c$. Inicialment, s'acostuma a engregar la seqüència a fase zero $\hat{\tau} = 0$, tal i com es mostra al diagrama 4.1. El senyal d'error, $e[n]$, es defineix com la diferència entre el senyal desitjat i la sortida del filtre:

$$e[n] = c[n] - y[n] \quad (4.5)$$

A mesura que passa el temps, els coeficients del filtre es van ajustant d'acord amb un determinat algorisme (en funció del tipus d'algorisme adaptatiu que sigui), i la sortida del filtre adaptatiu es produeix usant els coeficients ajustats del filtre; l'objectiu és, doncs, minimitzar el senyal $e[n]$. Aquest procés continua per un període de temps que s'ha dissenyat suficientment llarg perquè els coeficients convergeixin molt a prop del seu valor òptim. Després d'aquest període d'adaptació, el període de decisió comença, i el senyal d'error es comprova en la convergència d' $e[n]$, tendint cap al mínim error quadràtic mig (MMSE) [ET97] obtingut pel filtre amb un vector de coeficients fixats al valor òptim de Wiener [Hay96].

Si es detecta convergència, és a dir, l'MSE és menor a un determinat llinar preestablert ν , es determina que l'adquisició és bona, i el desplaçament de temps entre el senyal d'espectre eixamplat rebut i la seqüència d'eixamplament local serà el temps en xips que denoti el filtre FIR. Així doncs, el valor exacte del retard s'estimarà de la distribució de pesos dels coeficients del filtre $\underline{h}[n]$, que tindrà el màxim en el retard estimat que estem buscant [RFB81]. D'altra banda, si es detecta que no hi ha hagut convergència, la fase de la seqüència PN local s'ajusta en els xips que correspon, i el filtre adaptatiu es centra de nou per a tornar a començar l'estudi.

La regió d'incertesa temporal està dividida en M intervals diferents:

$$M = \left\lceil \frac{N_c}{Q} \right\rceil \quad (4.6)$$

on es considera que $\lceil a \rceil$ és el sencer mínim major o igual que a . Hi ha, per tant, com a

mínim $M - 1$, intervals cadascun d' Q xips, mentre que el restant té Q xips o menys [ET97]. El sistema prova cada un d'ells per a veure si és el d'adquisició d'un en un, tot modificant el retard $\hat{\tau}$ del generador de seqüències PN, i resetejant els filtres adaptatius per a obligar-los a una nova convergència. El temps que es requereix per a provar una de les cel·les és igual al temps d'adaptació més el temps de decisió. La convergència en l'MSE s'usa llavors per a decidir si s'accepta la cel·la actual, o s'avança a provar la següent.

Els coeficients del filtre FIR s'adapten al valor òptim, en el sentit de MMSE, durant cada un dels tests per a l'adquisició. L'algorisme LMS d'adaptació és el que s'utilitza per a corregir els valors dels coeficients, tal i com es descriu a l'apèndix B [Hay96]. L'algorisme té un paràmetre de convergència, que anomenarem μ , que serveix per a garantir alhora la convergència en l'MSE i la convergència en els coeficients del filtre al valor òptim. L'optimització numèrica de μ per a minimitzar el temps d'adquisició mig és un paràmetre vital del sistema per a que tingui una bona convergència. Quan més gran es fixi el valor de μ , més ràpid convergirà el filtre adaptatiu, però més possibilitat de divergència enfront d'interferències; en canvi, si el valor de μ es fixa a un valor petit, el filtre adaptatiu convergirà de forma més lenta però més robusta a les interferències.

Com que l'LMS utilitza una estimació instantània del vector gradient en comptes del gradient exacte per a corregir els coeficients del filtre, els valors instantanis de l'estimació de l'error $e[n]$ poden tenir variacions molt grans, i no constitueixen una estadística fiable per al procés d'adquisició. Per a superar aquesta dificultat evident, s'usa un amitjanat a curt termini (STTA - *Short Term Time Average*) de l'error quadràtic sobre una finestra de S mostres. Durant l'interval de decisió, cada S mostres de l'error quadràtic s'amitjanen i el seu valor mitjà, denotat per Λ_s , es compara amb el llindar, ν , per a veure si es pot donar per assolida la convergència en el sentit de l'MSE. Aquest amitjanat a curt termini ve donat per l'expressió:

$$\Lambda_s = \frac{1}{S} \sum_{n=1}^S e^2[n] \quad (4.7)$$

4.1.2 La resposta impulsional ideal dels filtres adaptatius

El valor ideal de la resposta impulsional del filtre es pot avaluar a partir de la matriu d'autocorrelació \underline{R} , del senyal d'entrada $\underline{s}[n]$, i el vector de correlació creuada \underline{P} entre el senyal d'entrada $\underline{s}[n]$ i el senyal desitjat $c[n]$ [ET97].

Per tal de realitzar els càlculs de la resposta impulsional òptima a través de la correlació,

cal fer un conjunt d'assumpcions:

- La seqüència d'eixamplament $c[n]$ es modela com un procés aleatori que pot prendre valors de +1 o de -1 amb igualtat de probabilitats.
- La seqüència d'eixamplament $c[n]$ és independent del que valgui el canal blanc gaussià AWGN.
- S'assumeix que durant l'adquisició no es transmet cap tipus de dades, sinó que es transmet un senyal pilot per tal de realitzar l'adquisició. Aquest fet és un clar desavantatge d'aquest sistema enfront de la proposta que realitza aquest treball de tesi, puix que la nostra proposta no demana seqüència pilot per a realitzar l'adquisició.
- També s'assumeix que el sistema d'adquisició obté sincronia a nivell de xip, per tant, el retard τ és un valor sencer sobre el període total $N_c \cdot T_c$.

Dit això, sabem que la matriu d'autocorrelació $\underline{\underline{R}}$ ve donada per:

$$\underline{\underline{R}} = E \left\{ \underline{s}[n] \underline{s}^T[n] \right\} \quad (4.8)$$

que esdevé una matriu de $Q \times Q$. Cal assumir que el senyal inicial $s[n]$ és un senyal estacionari en sentit ampli [LG94]. Aquesta matriu es pot escriure com una matriu diagonal de la forma següent, assumint que les dades tenen variància 1:

$$\underline{\underline{R}} = (1 + \sigma_n^2) \underline{\underline{I}} \quad (4.9)$$

El vector de correlació creuada entre el senyal desitjat $c[n]$ i el senyal rebut $s[n]$ es calcula de la forma següent:

$$\underline{P} = E \left\{ \underline{s}[n] \underline{c}[n] \right\} \quad (4.10)$$

La resposta impulsional òptima \underline{h}_{opt} fa referència alhora a la matriu d'autocorrelació $\underline{\underline{R}}$ i al vector de correlació \underline{P} , i d'acord amb el que diu la teoria de Wiener [Hay96]:

$$\underline{h}_{opt} = \underline{\underline{R}}^{-1} \underline{P} = \frac{\underline{P}}{1 + \sigma_n^2} \quad (4.11)$$

on $\underline{\underline{R}}^{-1}$ és la matriu inversa de $\underline{\underline{R}}$.

Situació en fase H_1

En la situació d'estar en fase, s'assumeix que la diferència temporal τ entre el senyal que arriba i el senyal de referència és menor que la longitud Q del filtre adaptatiu [ET97]. En aquest cas, el valor de la correlació creuada en el punt corresponent al retard (τ) serà unitari i serà zero en tota la resta dels punts.

Els coeficients òptims del filtre són els descrits a l'equació 4.11. Si es defineix la relació senyal a soroll per xip com SNR_c , el vector òptim queda de la forma següent:

$$\underline{h}_{opt} = \frac{SNR_c}{SNR_c + 1} \underline{P} \quad (4.12)$$

Situació fora de fase H_0

La hipòtesi d'estar fora de fase significa que el retard τ és més gran que la longitud Q dels filtres adaptatius. Per tant, la correlació creuada serà zero ($\underline{P} = 0$) [ET97]. Alhora, la resposta impulsional del filtre òptim també serà zero $\underline{h}_{opt} = 0$, essent un vector de longitud Q . Es detecta convergència quan no hi ha una situació de falsa alarma. En el cas d'estar fora de fase, si es detecta convergència, es tracta d'una falsa alarma que caldrà desactivar. Aquesta falsa alarma pot ésser causada per la correlació creuada residual entre les versions retardades de la seqüència PN, o també a un *smoothing* inadequat de la STTA per tal d'eliminar les fluctuacions de la resposta impulsional.

4.1.3 El *tracking* amb filtres adaptatius

El diagrama proposat a [ET97] per a resoldre el *tracking* una vegada s'ha adquirit es pot observar a la figura 4.2. El mateix filtre adaptatiu de Q mostres s'usa tant per a adquisició com per *tracking*, afegint-hi altres blocs per a l'estimació de dades i per a interpolar. El senyal banda base $s[n]$ es mostreja a una velocitat més alta que el temps de xip T_c , per exemple $N = 4$ o $N = 10$ mostres per xip.

Els coeficients del filtre adaptatiu s'ajusten usant un LMS per tal de minimitzar l'error quadràtic mig a la sortida, fent convergir la seva sortida a la seqüència PN de la referència $c[n]$ multiplicada per l'estimació de la dada rebuda \hat{d}_i proporcionada pel decisor. Cal destacar aquesta necessitat del sistema de disposar d'una dada estimada per tal d'assegurar la convergència del filtre adaptatiu. Malgrat tot, s'ha aconseguit [ET97] que el sistema funcioni malgrat de tant en tant hi hagi errors d'estimació de la dada rebuda.

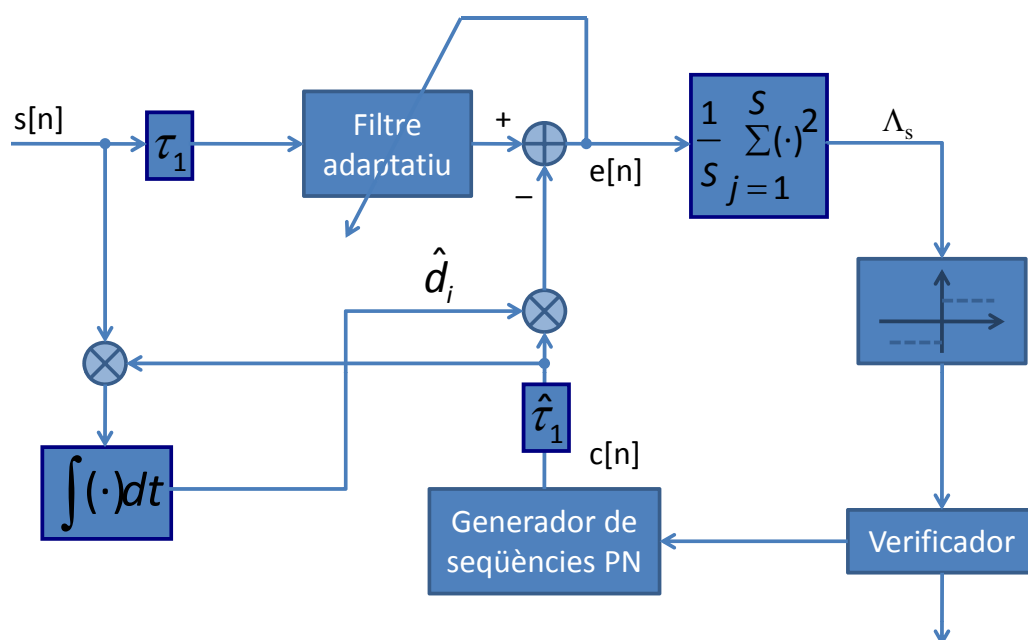
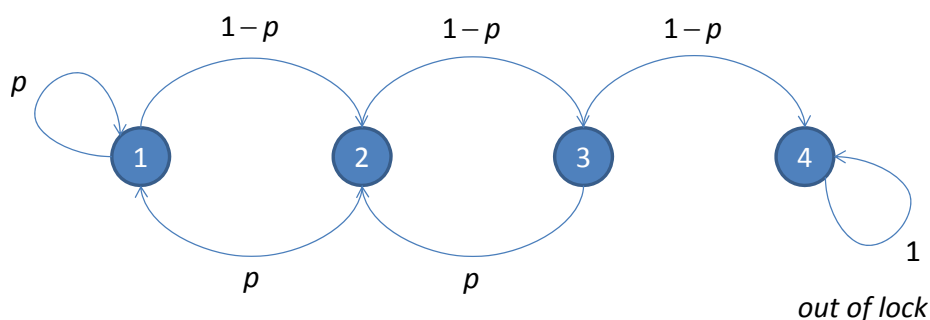


Figura 4.2: Sistema de tracking de DS-SS basat en filtre adaptatiu [ETS98d]

L'amitjanat temporal en una finestra de S mostres de l'error quadràtic s'usa com a criteri de decisió estadística per a la convergència del MSE tal i com es feia a l'etapa d'adquisició. Els coeficients del filtre s'adapten durant un període de temps fix després del qual Λ_s es comprova A vegades. Si hi ha B o més tests dels A disponibles que indiquen convergència, és a dir, que $\Lambda_s \leq \epsilon$, on ϵ es defineix com el llindar durant el tracking. Es declara convergència (un *hit*, i es decremanta un comptador); si no ho és, es realitza un desplaçament en la dada d'entrada respecte a la referència (que en la figura 4.2 es representa com un desplaçament de la seqüència a la sortida del generador), i es declara un *miss*, alhora que s'incrementa un comptador. Si el comptador passa d'un determinat valor, es declara *out of lock* i cal tornar a començar el procés.

Aquesta forma de funcionar és similar a un *Search/Lock Strategy* (SLS) [Hop77]. El procés de tracking es descriu usant una cadena de Markov d'estats finits, com la que es pot observar a la figura 4.3. El comptador comença a l'estat número 1, i després de $K_e \cdot T_c$, un determinat temps d'adaptació més el temps de decisió, el comptador o bé s'incrementarà a dos amb probabilitat $1 - p$, o es quedarà a l'estat 1 amb probabilitat p . Un cop a l'estat 2 i després d'un temps $K_e \cdot T_c$ pot, o bé saltar a l'estat 3 amb una probabilitat \bar{p} , o bé retornar a l'estat 1 amb una probabilitat p . És possible en algun moment arribi a l'estat 4, que correspon a l'*out of lock*.

Figura 4.3: Transició entre els diferents estats del *tracking*

A l'estat de *out of lock* s'hi pot arribar o bé perquè s'hagi iniciat el procés de *tracking* en un lloc erroni, i per tant, sigui una falsa alarma del sistema d'adquisició, o bé perquè s'hagi perdut el punt d'adquisició per motius aliens al sistema.

4.1.4 Avaluació del funcionament

Els estudis realitzats sobre aquesta proposta s'han centrat sobretot en el temps mitjà que triga en adquirir-se [ET97]. S'han contemplat bàsicament dos escenaris de test: un canal blanc gaussià (AWGN) i un canal Rayleigh variant en el temps i no selectiu en freqüència. S'ha comparat el seu funcionament amb un *matched filter*.

Al treball de tesi de Tarhuni [ET97] també s'hi fa un estudi comparatiu del funcionament i de la variació de la probabilitat de falsa alarma en funció del paràmetre de convergència dels filtres μ , fent que aquest prengui diferents valors per a avaluar la probabilitat d'adquisició i la de falsa alarma.

També s'han realitzat estudis en aquest treball ([ET97]) sobre el llindar de màxim MSE ϵ que cal fixar per a que el sistema tingui una referència, per a decidir si l'adquisició es dóna o no es dóna en un moment determinat. S'ha observat com cal un compromís entre el valor de ϵ i la probabilitat de detecció que es vol arribar a aconseguir. També se'n mesura el temps que triga a adquirir-se, i la seva dependència amb el llindar ϵ anteriorment comentat.

4.2 Estructura multiresolutiva d'adquisició i *tracking*

L'estructura multiresolutiva es basa en l'esquema *Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition* [Mor01, MSAT03], que presenta notables millores respecte als sistemes sèrie conven-

cionals, reduint de forma notable el temps d'adquisició i garantint la sincronització amb la component del multicamí que té la màxima potència. Alhora, es tracta d'un sistema inspirat en el sistema LMS adaptatiu de Tarhuni explicat en aquest treball en l'apartat 4.1 i també en el treball de tesi [ET97].

4.2.1 *Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition*[Mor01, MSAT03]

El sistema *multistage* es basa en la proposta de Mohamed El-Tarhuni [ET97], però hi incorpora la millora d'una fase de filtratge. L'objectiu del primer dels filtres adaptatius (LMS_1) és predir la posició de sincronització correcta de la seqüència PN amb un error de $|\tau - \hat{\tau}| < \frac{T_c}{2}$, però com que el senyal s'hi introdueix directament després de la conversió del senyal a banda base, el senyal està mostrejat a un nombre M de mostres per xip.

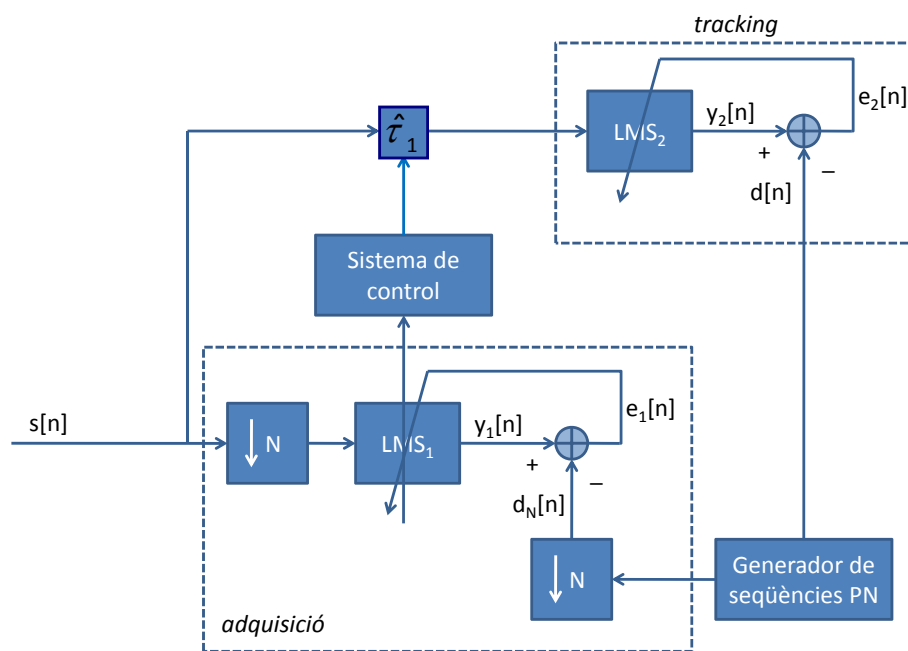


Figura 4.4: Sistema *Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition* [MSAT03] en el senyal banda base d'entrada

L'entrenament es realitzarà doncs, a una sola mostra per xip, assumint la reducció de resolució pel que fa a les prestacions d'adquisició. Això se solucionarà aplicant-hi una segona etapa de filtratge (que és el *tracking*), observable a la figura 4.4, que té com a finalitat augmentar la resolució temporal del filtre original al voltant del punt de sincronització

proporcionat en la primera etapa. El segon filtre adaptatiu (LMS_2) pren com a referència la posició determinada en la primera etapa i realitza una cerca al voltant d'aquella posició amb una resolució igual a la del senyal d'entrada, és a dir, amb M mostres per xip.

L'ús del resultat de tots dos filtres adaptatius ofereix unes prestacions de funcionament equivalents a tenir un sol filtre de $m \times n$ coeficients (suposant que m és la longitud del primer dels filtres i que n és la longitud del segon), però el cost computacional és molt menor.

El factor d'eixamplament GP d'un sistema d'espectre eixamplat igual a la longitud de la seqüència PN en aquest treball, és el paràmetre que determina les prestacions del sistema. Però quan més llarga sigui la longitud de la seqüència PN, més costós esdevé el procés iteratiu. En aquesta aplicació en concret [dReEiC01], els factors d'eixamplament oscil·len entre 31 i 1023 depenent de l'estat del sistema [Mor01]. Fins a seqüències de 127 es pot garantir una correcta convergència del mètode, però per a valors superiors cada vegada apareixen més problemes per a ajustar els paràmetres del filtre LMS. A mida que s'incrementa el factor d'eixamplament, més gran ha de ser la capacitat de càlcul del dispositiu, essent aquest un factor clau per a tenir present de cara al desenvolupament del sistema. Per això fou necessari un disseny més flexible per a la seva implementació, que es mostra en el punt 4.2.2.

4.2.2 *Multiresolutive Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition* [MSJ⁺01]

Aquesta proposta tracta de per tal de flexibilitzar enormement el procés d'adquisició en un sistema DS-SS aplicant mètodes de delmació i una estructura multiresolutiva per etapes. Tal i com es pot veure a la figura 4.5, el sistema utilitza un banc de M filtres adaptatius on cadascun d'ells intenta realitzar una cerca de la posició d'adquisició sobre diferents versions delmades del senyal rebut i usant també una versió delmada de la seqüència PN. Amb condicions ideals de funcionament i un canal ideal amb AWGN o bé amb una única component de multicamí (un canal no selectiu en freqüència a la freqüència de xip), només un dels filtres adaptatius de l'estructura estarà alineada amb el senyal de referència dels algorismes LMS.

En el supòsit d'un canal com l'esmentat, la branca on hi hagi la sintonia s'usarà pel sistema decisional per tal de realitzar la predicció correcta i es farà servir com a primera aproximació a la posició temporal de les components multicamí incidents, tot i que només en sincronitzarà una en cada moment. La resta d'etapes estaran incorrelades amb el senyal de referència després del procés de delmació. Això representarà que els filtres LMS no presentin cap màxim significatiu comparable al de la branca sincronitzada. En [Mor01] es

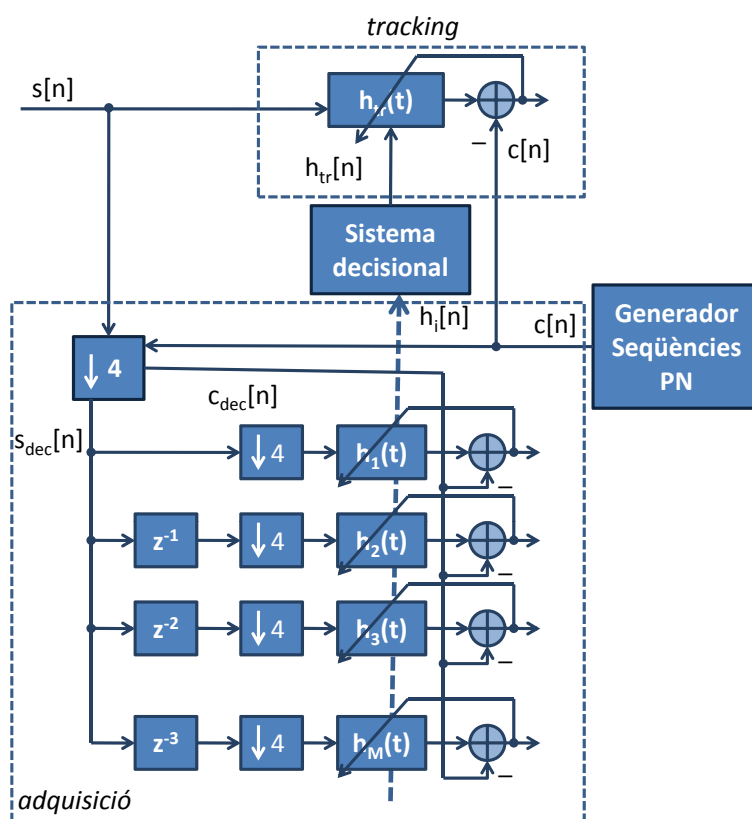


Figura 4.5: Sistema *Multiresolutive Multistage Adaptive Parallel Search Acquisition* [MSJ⁺01]

realitza un estudi de les condicions que cal que s'acompleixin per a la convergència i es fa una nova proposta de seqüències més apropiades.

Estudi de la correlació creuada de les seqüències PN

Per tal que la implementació presentada en aquest apartat tingui un funcionament adequat cal definir les característiques de correlació de les seqüències PN delmades. En aquest treball s'usen seqüències Gold [Gol68]. El problema és que en delmar tant el senyal rebut com les seqüències per a la nova estructura es poden perdre les característiques d'autocorrelació i de correlació creuada pròpies de les seqüències. S'ha realitzat un estudi pràctic dels resultats obtinguts en una seqüència Gold [Gol68] de 127 mostres per a la correlació creuada de les subseqüències delmades. No es pretenia realitzar-ne una demostració formal i general dels resultats, però malgrat això, els resultats obtinguts són prou il·lustratius per a justificar unes bones característiques pel que fa a la correlació creuada i pel que fa

a l'autocorrelació. Els resultats mostraven que la correlació creuada entre subseqüències afectava a l'adquisició en funció de la seqüència PN escollida.

Quan més llarga sigui la seqüència PN, més grau d'aleatorietat presentarà, i més fàcil és preservar les característiques d'autocorrelació i correlació creuada. Les seqüències de curta durada són més crítiques en aquest sentit. Tal i com es pot observar al treball [Mor01], les seqüències delmades presenten unes propietats d'autocorrelació molt similars a les d'una seqüència PN pura, tot i que no es mantenen les característiques pròpies de les seqüències PN originals.

En la tesi [Mor01] es diu que les característiques mesurades de forma analítica garanteixen la convergència del sistema cap a un màxim significatiu a la primera de les etapes, i cap a valors de pic més menors en la resta. Malgrat es poden realitzar estudis sobre seqüències més llargues obtenint resultats similars, tot seguit es presenta una altra proposta de seqüències per a garantir un funcionament òptim de l'estructura independentment de la longitud de les seqüències.

Seqüències PN multiresolutives

En generar diferents versions delmades d'una seqüència PN no es poden garantir unes certes fites d'interferència per correlació creuada, i el sistema pot presentar problemes deguts a la interferència entre els senyals implicats a les diferents branques de l'esquema de la figura 4.5. En aquest cas no es podria garantir que un únic filtre convergeixi cap al resultat correcte i es podrien donar errors de sincronització en recepció [Mor01].

Tal i com s'ha vist a 4.2.2, el senyal d'entrada es descomposa mitjançant delmació i retards amb una estructura de M branques per tal de realitzar el procés de sincronització. Els nous objectius de disseny de les noves seqüències són garantir i preservar unes característiques de correlació creuada fitades que garanteixin el procés de convergència de les diferents etapes sense interferència. En el cas de l'autocorrelació, aquesta també queda limitada amb fites màximes, però l'autocorrelació de la seqüència sencera no té garantia de presentar valors baixos. Donada la dificultat de preservar aquestes propietats fent ús de les seqüències convencionals. S'ha generat un conjunt de noves seqüències a partir de la informació de les M seqüències Gold intercalades convenientment. El procés de disseny garanteix unes propietats que demostren formalment la seva validesa per a funcionar sobre aquesta nova estructura.

El procés de disseny de les seqüències PN multiresolutives consisteix en el següent. Es

parteix d'un conjunt de M seqüències Gold¹ de durada N_c/M que es denota com $\Omega = \{pn_0[n], pn_1[n], \dots, pn_{M-1}[n]\}$, corresponents a la mateixa família. I aquestes seqüències s'intercalen de la forma següent:

$$pn_{FINAL}[i] = pn_{rem[i/M]}[mod[i/M]] \quad (4.13)$$

Així es genera una seqüència de longitud N_c , essent els operadors indicats *rem* el reste de la divisió sencera i *mod* el valor sencer de la divisió. Per la bibliografia és conegut [Gol68] que les seqüències Gold presenten una funció de correlació creuada fitades que garanteixen unes propietats de mínima interferència creuada sobre les seqüències de la mateixa família [Mor01].

La família Gold estarà formada per un conjunt de $N_c + 2$ seqüències, cosa que dóna marge de treball per al disseny de les seqüències PN multiresolutives. Aquest procés de disseny permet obtenir una assignació d'una seqüència PN de longitud menor per a cada una de les branques, i per tant, millora el procés de funcionament de l'estructura multiresolutiva.

Les propietats de correlació creuada de les seqüències Gold fan pensar que són unes bones candidates per estar a les diferents branques de l'estructura, ja que això garantiria una interferència creuada controlada [Mor01]. Malgrat això, queda per demostrar les característiques d'autocorrelació de la seqüència final per a garantir unes bones prestacions coma a seqüència d'eixamplament. Cal recordar que les característiques de l'enllaç depenen en gran mesura de les característiques de la seqüència d'eixamplament.

En l'estudi de l'autocorrelació de la seqüència sencera [Mor01] caldrà tenir en compte tres fases diferenciades, que defineixen les característiques del problema; el valor de l'autocorrelació a l'origen, i les fites de l'autocorrelació entre les diferents subseqüències combinades a la resta dels valors.

Quan el desplaçament relatiu de la seqüència sencera és zero, resulta fàcilment demostrable que el valor de l'autocorrelació serà M vegades l'autocorrelació a l'origen d'una seqüència Gold de $2^n - 1$ mostres, amb el que estaria determinat el primer dels casos. Per valors de l'autocorrelació múltiples de M , el valor de sortida es pot fitar com a M vegades l'autocorrelació màxima d'una Gold de $2^n - 1$ mostres fora de l'origen. Finalment, el tercer cas a considerar serà quan es calcula l'autocorrelació quan el desplaçament relatiu no és

¹El disseny ha estat realitzat amb seqüències Gold per a aprofitar les bones propietats d'autocorrelació i de correlació creuada. S'haurien pogut dissenyar amb d'altres famílies - seqüències *m* o Walsh-Hadamard - però el compromís entre autocorrelació i correlació creuada han fet que la família escollida hagi estat la Gold [Gol68].

múltiple de M . En aquest cas, la fita màxima es pot definir en funció de les fites de les correlacions creuades màximes entre les diferents seqüències. Per a més referències, consultar el treball de tesi de Moran [Mor01].

Les seqüències multiresolutives de 124 mostres es generen amb la intercalació de 4 seqüències Gold de base de longitud 31. Amb la família Gold de 33 seqüències (que correspon a una longitud 31) es poden generar un total de 8 seqüències multiresolutives per a operar en un entorn multiusuari. Aquesta és la família de seqüències usada en el treball de tesi [Mor01].

Disseny d'un sistema de control

La finalitat del sistema detector i de control és analitzar en tot moment el funcionament de l'estructura i prendre aquelles decisions d'interès per a maximitzar les seves prestacions [Mor01]. Segons l'anàlisi d'un canal AWGN, després de la convergència dels diferents filtres LMS, únicament una branca de l'estructura presentarà un màxim important. La tria de la branca guanyadora és un procés senzill i que no ha de presentar problemes. El sistema analitza les respostes impulsional de les diferents etapes tot seleccionant aquella que presenta un màxim més significatiu.

El valor seleccionat d'aquest procés serà el punt de referència usat com a centre de la finestra d'expansió en un procés totalment equivalent al del sistema de delmació. El punter de referència de la segona etapa únicament es modificarà després d'un espai de guarda de $2^n - 1$ iteracions, on aquest espai es dimensionarà en funció de les característiques de variabilitat del canal. En el receptor implementat sobre el canal ionosfèric de l'enllaç [dReEiC01] s'ha seleccionat un espai de guarda de $S = 5$ amb un factor de memòria de 0.95 usant un algorisme d'*exponential smoothing*. Aquest factor de memòria és el que atenua les respostes impulsional dels filtres adaptatius d'adquisició

Cal recordar que la segona etapa del sistema multiresolutiu realitza una predicció de la posició d'adquisició per a la fase de *tracking* partint de la referència temporal obtinguda en la primera etapa [Mor01], la d'adquisició. La dinàmica del sistema basat en un filtre LMS normalitzat assegura el seguiment de la posició màxima a cadascun dels intervals de convergència, per a cada temps de símbol. Cada vegada que el sistema analitza el senyal rebut s'actualitza la posició del punter d'adquisició, tot realitzant-se en el mateix esquema les tasques d'adquisició i *tracking*.

El sistema de control es pot completar amb un ajust dels paràmetres de convergència en funció de l'anàlisi dels punters [Mor01]. Si es detecta una alta variabilitat en la posició

del sincronisme indicat pels punters, es pot intuir que la qualitat del senyal rebut és molt baixa i pot ajustar els paràmetres per a aconseguir un funcionament més robust. Aquest sistema estabilitza el comportament del sistema sobretot en situacions on hi pot haver dos rebots amb potència similar aconseguint que s'adquireixi a un d'ells. Malgrat tot, aquest sistema decisional s'ha deixat plantejat a les línies de futur, i l'estructura multiresolutiva actual només disposa d'un control d'estabilitat, on observa la constància dels resultats a 2 o 3 símbols d'espera.

4.3 Algorisme d'adquisició usant una estructura paral·lela de sub-filtres

Takki Yu ha partit de la proposta de Mohamed El-Tarhuni [ET97] per a realitzar una nova proposta de sistema d'adquisició basat en filtres LMS. La primera proposta parlava d'un sistema de detecció diferencial [YKJ⁺01], que evolucionà i es generalitzà [YHHK02]. S'ajustà millor a les seves necessitats i es perfilà l'estructura de filtres en paral·lel [YHHK04], i finalment, es presentà l'estructura que també usarem com a comparativa en aquest treball [HYKH06]. Més endavant es centraren a realitzar una comparativa de funcionament entre la sincronització basada en la correlació i el filtrat LMS, per tal de conèixer-ne les avantatges i els inconvenients [YKH06, YCH08].

4.3.1 Descripció del sistema

El sistema d'adquisició està basat en filtres adaptatius de resposta impulsional finita, i el seu objectiu és esbrinar el retard entre la seqüència PN i el senyal d'espectre eixamplat rebut. Es considera que els filtres tenen una longitud de N_c mostres, que s'ajusten usant l'algorisme LMS [Hay96] per tal de minimitzar l'error quadràtic mig entre la sortida dels filtres i els senyals desitjats de referència.

És ben sabut que el temps de convergència d'un filtre augmenta amb el número de coeficients d'aquest [Hay96]; és per això que es planteja com a possible solució quan N_c un algorisme adaptatiu nou usant una estructura de subfiltres. La figura 4.6 mostra un diagrama de blocs d'un sistema d'adquisició adaptatiu usant l'algorisme proposat [HYKH06]. Es detalla l'estructura de cada un dels filtres a la figura 4.7. La longitud del total de dades tractades, dels filtres, i la longitud dels filtres es defineixen com N_c , M i Q , on $N_c = M \cdot Q$. La idea del sistema consisteix en tenir en compte tots els valors possibles que poden prendre les dades en una longitud de seqüència PN (N_c), però dividint el cost computacional

del filtre que s'hauria d'usar en M filtres.

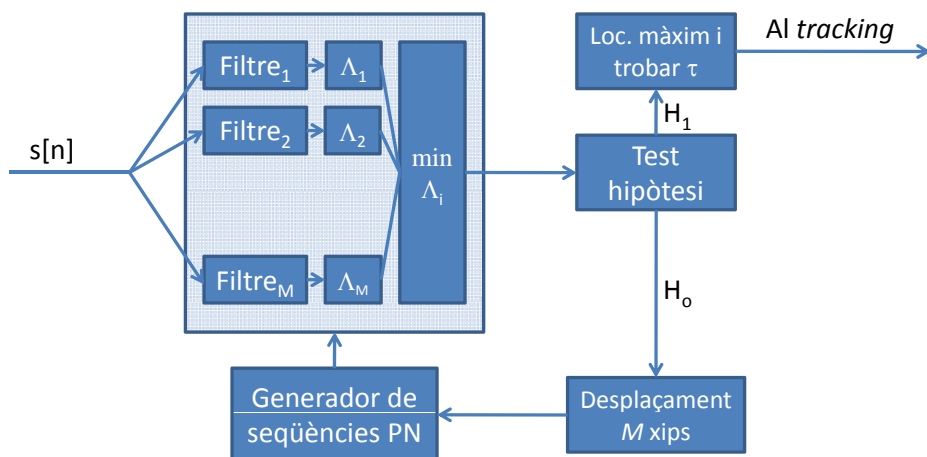


Figura 4.6: Estructura adaptativa amb banc de subfiltres [HYKH06]

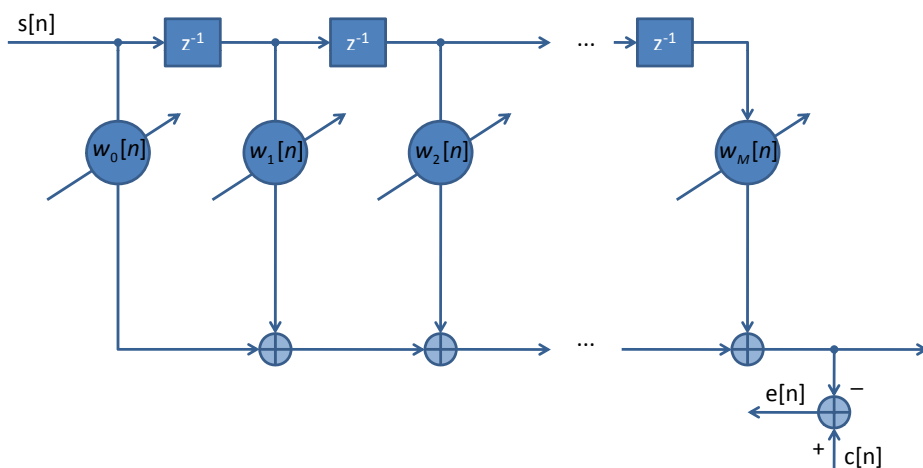


Figura 4.7: Estructura dels filtres adaptatius

Després de baixar el senyal rebut a banda base, es mostreja a $\frac{1}{T_c}$ mostres per segon, on s'entén que T_c és el temps de xip. Aquest senyal discret es pot expressar com:

$$s[n] = \sum_i d_i \cdot c[n - \tau] + n[n] \quad (4.14)$$

on $c[n - \tau]$ és el la seqüència PN, d_i és la informació associada que s'està transmetent en el temps de símbol i , τ és el retard discret que es troba aleatòriament en un interval entre $[0, N_c]$, on N_c és la longitud de la seqüència PN, i $n[n]$ és soroll blanc gaussià de mitjana

zero i desviació σ_n^2 . La relació senyal a soroll per xip s'anomenarà $SNR_c = \frac{1}{\sigma_n^2}$ [HYKH06], suposant que el senyal té potència unitària.

Quan el senyal rebut entra en el primer dels subfiltres, cada subfiltre mou les seves entrades un xip, i el xip més antic que hi havia es mou cap al següent subfiltre, així de forma dinàmica s'incorporen les dades noves obtingudes del canal. La sortida del filtre número j respon a l'expressió següent:

$$y_j[n] = \underline{h}_j^T[n] \cdot \underline{s}_j[n] \quad (4.15)$$

on $\underline{h}_j[n]$ és el vector del filtre número j amb longitud Q , i $\underline{s}_j[n]$ és la senyal a adquirir en el filtre j . Cada un dels subfiltres s'adapta amb un nombre de períodes suficients usant l'algorisme LMS donat per l'equació següent:

$$\underline{h}_j(t+1) = \underline{h}_j[n] + \mu s_j[n] e_j[n] \quad (4.16)$$

$$e_j[n] = c[n] - y_j[n] \quad (4.17)$$

on μ és el paràmetre de convergència, $e_j[n]$ és el senyal d'error del filtre j , i $c[n]$ és la seqüència PN, amb un desplaçament temporal de τ . És important destacar que el senyal desitjat és el mateix en tots els filtres. Això significa que cada subfiltre està cercant en una regió d'incertesa diferent però alhora. Cada un dels subfiltres pot usar un paràmetre de convergència més gran ja que tenen una longitud menor, presentant així una convergència més ràpida. El procés d'adaptació es realitza durant un període de T_a , que representa el temps necessari perquè els coeficients convergeixin al seu valor òptim.

Durant el temps d'adaptació, el filtre adaptatiu opera de forma diferent amb dues hipòtesis. La figura 4.8 mostra com definir cada hipòtesi (estar adquirit o no estar-ho). L'*offset* temporal τ s'ajusta usant Q xips per tal de cobrir la regió d'incertesa. La regió d'incertesa sencera es divideix en M cel·les, on $M = \frac{N_c}{Q}$ de forma que cada cel·la és avaluada per un dels M filtres adaptatius de l'estructura. Tal i com es mostra a la figura 4.8, la situació d'hipòtesi d'estar en fase (H_1) succeeix quan la diferència temporal entre l'entrada i la referència (τ) és més petit que el número de mostres dels filtres Q [HYKH06].

La situació d'estar fora de fase (H_0) succeeix quan la diferència temporal τ és més gran que la longitud d'una de les respostes impulsional Q . En el cas d'estar en fase, el màxim està situat al retard τ respecte a la referència. A més, l'MSE del subfiltre amb un màxim ha convergit, mentre que els altres filtres no presentaran cap màxim de convergència.

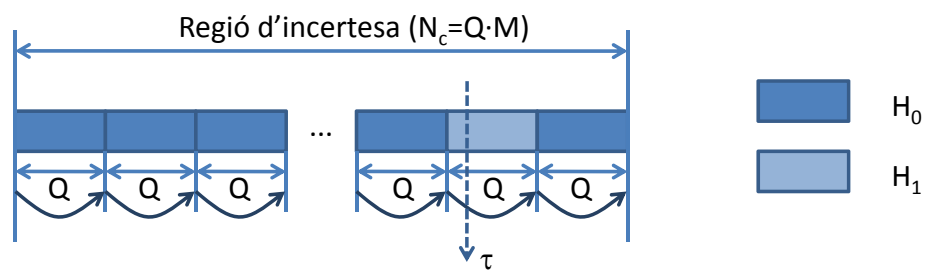
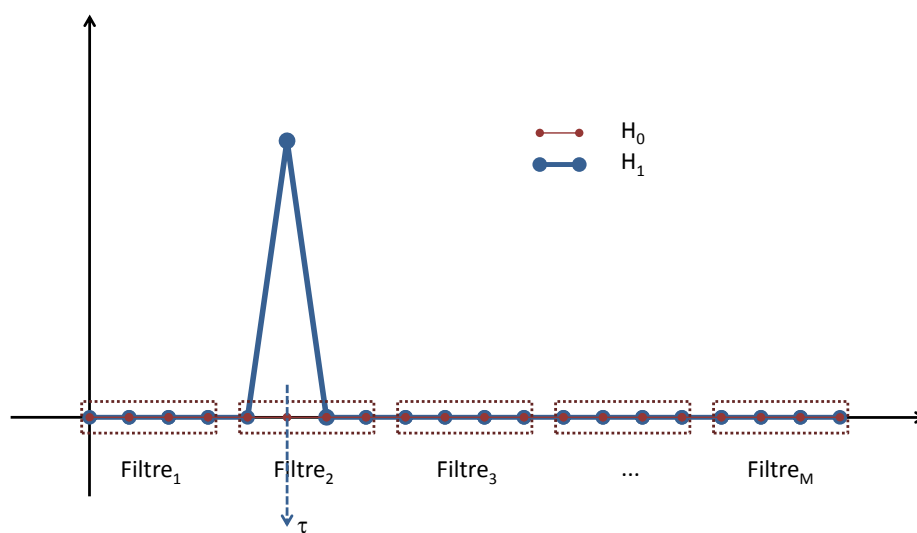
Figura 4.8: Regió d'incertesa per a la situació d'hipòtesi H_1 

Figura 4.9: Valors dels coeficients dels subfiltres adaptatius

La figura 4.9 mostra un exemple d'un vector de 16 posicions en el cas de tenir una situació H_0 de no convergència ($\tau \geq 16$) i també mostra una situació de convergència H_1 , on la distància és de $\tau = 5$. El vector òptim per a cada subfiltre si s'usa l'algorisme proposat s'obtindria de la matriu d'autocorrelació \underline{R}_j de cada un dels vectors d'entrada $\underline{s}_j[n]$, i el vector \underline{P}_j d'autocorrelació entre $\underline{s}_j[n]$ i $c[n]$ d'acord amb l'equació definida per [Hay96]:

$$\underline{h}_j^{opt} = \underline{R}_j^{-1} \underline{P}_j \quad (4.18)$$

La matriu d'autocorrelació es calcula com:

$$\underline{R}_j = E \left\{ \underline{s}_j[n] \underline{s}_j^T[n] \right\} = (1 + \sigma_n^2) \underline{I} \quad (4.19)$$

on $E\{\cdot\}$ és l'operador esperança i \underline{I} , que és la matriu identitat de dimensió $Q \times Q$. El vector d'autocorrelació \underline{P} s'obté de la forma següent:

$$\underline{P}_j = \left\{ \begin{array}{l} \underline{\Omega}_j; 0 \leq \tau - (j-1)Q \leq Q-1, \text{ per } j = 1, 2, \dots, \frac{N_c}{Q} \\ 0; \text{ a la resta} \end{array} \right\} \quad (4.20)$$

on $\underline{\Omega}$ és un vector de $Q \times 1$ els elements del qual són tot zeros excepte l'element $\tau - (j-1)Q$, que tenen un valor unitari. Llavors, el vector de pesos òptims de cada subfiltre en el cas que estigui en fase s'obté a partir de:

$$\underline{h}_j^{opt} = \frac{SNR_c}{SNR_c + 1} \cdot \underline{\Omega} \quad (4.21)$$

Després de l'adaptació, s'hi aplica el test d'hipòtesi, que determina si l'estat de cerca és H_0 o bé H_1 . Aquest test està basat en el WASE (*Window Averaged-Square Error*) de cada subfiltre, obtinguts segons:

$$\Lambda_j^k = \frac{1}{S} \sum_{n=1}^S e_j^2(T_a + n + k \cdot S), \text{ per } k = 0, 1, \dots, A-1 \quad (4.22)$$

on S és la mida (en mostres) de la finestra per tal de minimitzar les fluctuacions de l'error quadràtic instantani, k és l'índex de control de convergència, i A és el nombre màxim de tests. En el test d'hipòtesi, es calcula el valor de WASE mínim tot comparant-lo amb un llindar ϵ :

$$z = \min_j(\Lambda_j^k) \quad (4.23)$$

Si la variable de decisió és menor que el llindar ϵ , es considera que el sistema està adquirit [HYKH06]. Si el sistema indica més que B vegades del valor màxim de tests (A), es fixa H_1 , és a dir, s'afirma que el sistema està adquirit. En aquest cas, el retard τ del senyal rebut s'estima tot detectant la localització del màxim del filtre que el conté, sinó, d'altra banda, es fixa H_0 . En el cas de que el resultat sigui la no adquisició H_0 , l'adaptació del filtre s'inicialitza i es repeteix a la zona de cerca següent, tot avançant el senyal rebut en Q valors, que equival a la longitud d'un filtre. El procés seguiria fins a arribar a aconseguir H_1 .

El resum de l'algorisme proposat és el següent:

1. S'inicialitza i s'adapta: s'incorporen les primeres dades als filtres i s'adapta cada subfiltre usant l'algorisme LMS durant un temps d'adaptació T_a .
2. Es realitza el test d'hipòtesi: es selecciona un mínim WASE per a tots els subfiltres, com a variable de decisió i es compara A vegades amb el llindar ϵ .
3. Decisió:
 - (a) Hipòtesi d'estar en fase H_1 : s'estima el retard detectant el màxim del filtre adaptatiu, i s'inicia el procés de *tracking*.
 - (b) Hipòtesi d'estar fora de fase H_0 : es mouen les dades d'entrada per un valor de Q , que equival a la longitud d'un dels subfiltres, i es torna al punt 1. Això permetrà provar l'adquisició amb un altre conjunt de dades d'entrada \underline{s}_j , obrint una nova possibilitat de convergència.

4.3.2 Anàlisi de resultats

El comportament de l'algorisme d'adaptació proposat s'avalua usant simulacions amb canals AWGN i amb canals Rayleigh selectius en freqüència [HYKH06]. El test d'hipòtesi es va provar per els valors de $S = 10$, $A = 10$ i $B = 3$, respectivament. Aquests paràmetres fixen la mida de la finestra i del nombre d'amitjanaments que cal tenir en compte. El temps d'adaptació T_a s'aproximà pel temps constant MSE de l'algorisme LMS que equival a $\frac{2}{\mu\lambda_{av}}$, on λ_{av} és el valor mig de l'autovalor de la matriu d'autocorrelació de l'entrada de cada un dels subfiltres [Hay96]. Es considera una longitud de seqüència PN de 127, i el temps

de penalització de falsa alarma T_p es fixa a 10^5 xips. Els paràmetres del sistema han estat optimitzats per a millorar l'adquisició del sistema.

El paràmetre de convergència ha de decreixer quan creix la longitud dels filtres que ha de fer convergir. Aquest algorisme té en compte aquesta característica, i divideix el filtre en subfiltres quan el nombre de mostres s'incrementa. En aquest sentit, té una gran avantatge, perquè té una velocitat de convergència més gran perquè pot tenir un paràmetre de convergència més gran (s'ha passat d'usar 10^{-2} a usar $4 \cdot 10^{-2}$), i té la possibilitat de millorar el temps d'adquisició.

4.4 Control adaptatiu del llindar per a sistemes d'adquisició sèrie

En aquesta secció es revisa un sistema d'adquisició sèrie, amb un disseny adaptat al seu entorn mitjançant un llindar d'adquisició adaptatiu. Aquest algorisme [YJL11] es centra en resoldre l'enllaç *forward* d'un sistema CDMA síncron com el 3GPP2 [TC07], en el que es transmeten senyals pilot en I-Q des de l'estació base en *broadcast*, i els altres canals, inclosos el de control i el de tràfic, són ortogonals al senyal pilot. S'usa un correlador no coherent, que ha estat usat àmpliament en les estacions mòbils, en el sistema d'adquisició, perquè té un *hardware* molt senzill i consumeix molt poca potència. També s'usa el sistema d'adquisició sèrie de doble *dwell* [Gli98], ja que és molt aventatjós per el seu baix consum.

Aquest algorisme es presenta per a donar una mostra de quins són els algorismes d'adquisició que s'estan usant en l'actualitat; malgrat tot, no serà objecte de comparació com altres dels presentats en aquest capítol, puix que el seu entorn de treball és molt diferent de les nostres necessitats, i les prioritats de disseny no són comparables.

4.4.1 Detall de la proposta

El sistema d'adquisició proposat pren un esquema sèrie de doble *dwell* i hi afegeix un generador de llindar (TM) a l'esquema convencional, que de per sí ja té dos modes: el mode de cerca (SM) i el mode de verificació (VM). El sistema d'adquisició es pot observar a la figura 4.10.

La part de *hardware* de la proposta, que consta del correlador IQ no coherent, el generador de la seqüència PN i el controlador de fase del codi és compartit per els tres modes de funcionament de l'estructura (TM, SM, VM).

La novetat d'aquest sistema d'adquisició l'aporta el mode de disseny del llindar. Tant el

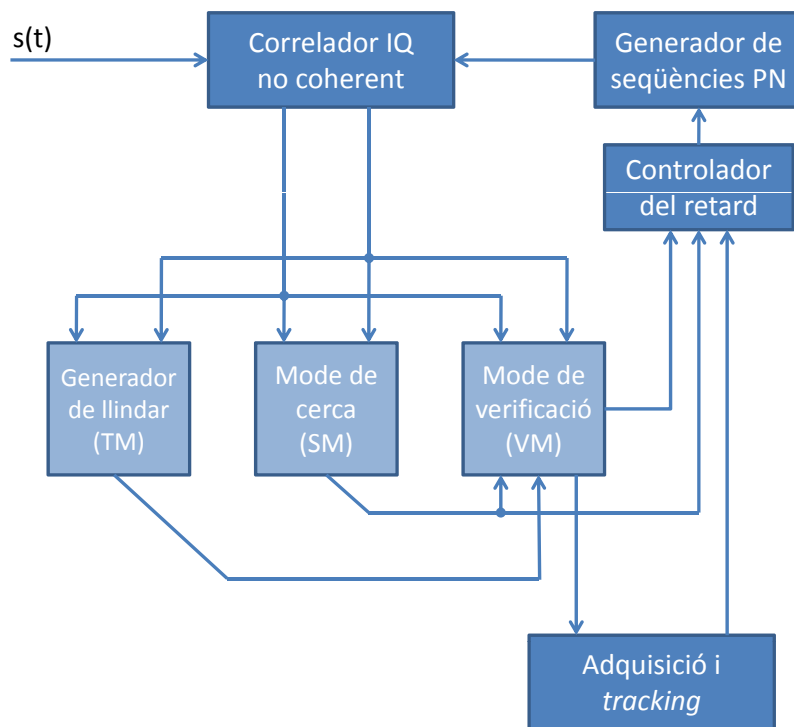


Figura 4.10: Sistema d'adquisició de DS-SS doble *dwell* amb llindar variable

temps dissenyat de correlador i també la longitud d'integració es transmeten al correlador IQ no coherent, i llavors es calcula l'energia de la correlació que està activa al moment. Usant aquesta energia es calcula tant Θ_{SM} i Θ_{VM} , tant per la cerca com per la verificació.

Prenent la fase inicial proporcionada per el generador de la seqüència PN, la cerca de la posició d'adquisició comença amb el llindar Θ_{SM} . En el mode de cerca, l'energia de la correlació es calcula per a un determinat temps de *dwell*, que normalment és més llarg que el que tenia el mode de generació de llindar. El mode de cerca pot anar seguit del mode de verificació, quan l'energia de correlació és més gran que el llindar del mode de cerca Θ_{SM} . Si no és així, el controlador de la posició de la seqüència PN modificarà el punter de la seqüència PN per tal d'intentar l'adquisició en la pròxima fase de la seqüència.

En el mode de verificació es realitza un detector de coincidència (CD), que és el més similar a un algorisme verificador convencional [LK02]. Si almenys B de les A mostres sobrepassen el llindar de verificació Θ_{VM} , l'adquisició es declara com a bona i s'engega el mecanisme de *tracking* amb la fase actual. Si no és així, l'algorisme retornaria a la generació del llindar amb el següent punt on direccionés el punter.

4.4.2 Avaluació del funcionament de l'estructura

Per tal d'avaluar el bon funcionament de l'algorisme proposat [YJL11] se'n calcula la probabilitat de falsa alarma en canals IMT-2000 *indoor* i en models de canal mòbil, respectivament. En els resultats presentats en [YJL11] s'observa que la probabilitat de detecció de l'algorisme proposat millora, i la probabilitat de falsa alarma es redueix de forma dràstica en comparació amb els resultats presentats en [LK02], que usava tècniques de *soft-decision* per a fixar el llindar del sistema sèrie. De fet, la probabilitat de detecció millora substancialment en el canal mòbil que no pas en l'*indoor*, i en canvi, el funcionament de la probabilitat de falsa alarma millora de forma similar en ambdós canals.

D'altra banda, també se'n mesura els temps d'adquisició. El temps mig d'adquisició de l'algorisme proposat [YJL11] es veu reduït respecte a la proposta anterior [LK02]; cal aclarir, però, que funciona millor que tots els algorismes per a SNR altes, però funciona clarament pitjor per a SNR baixes. L'explicació de la millora és la incorporació del mode de generació del llindar, perquè sense ell funcionaria igual que la proposta multinivell detallada a [LK02].

4.5 Punts forts i febles de les propostes presentades: motius de comparació

Fins al moment s'han presentat cinc algorismes recents d'adquisició i *tracking* per a sistemes d'espectre eixamplat de seqüència directa. El primer motiu de selecció d'un algorisme per a usar-lo com a comparació i referència per a la proposta d'aquest treball és que hagi estat dissenyat per a respondre a un canal variant en el temps de tipus Rayleigh. És descartable el control adaptatiu del llindar per a l'adquisició sèrie (vist a l'apartat 4.4), per dos motius: en primer lloc, perquè està emmarcat en un canal mòbil de variacions ràpides, i en segon lloc, perquè es tracta d'un sistema sèrie amb proposta de llindar Rayleigh, que té un funcionament molt diferent de les propostes amb filtrat adaptatiu.

D'aquesta manera, resten l'aplicació dels filtres adaptatius a l'adquisició i el *tracking*, proposat per M. El-Tarhuni al seu treball de tesi [ET97]; l'estructura multiresolutiva per a l'adquisició i el *tracking*, proposada per J. A. Moran en el seu treball de tesi [Mor01]; i finalment, l'algorisme d'adquisició usant una estructura paral·lela de subfiltres, proposat per Takki Yu en el seu article [HYKH06].

4.5.1 Punts forts i punts febles de la proposta de Tarhuni [ET97]

Un dels punts forts de la proposta de Tarhuni [ET97] és que té un cost computacional baix, puix que es tracta d'una proposta combinada sèrie i paral·lela, perquè l'ús dels filtres adaptatius no abasta tot el temps de símbol. Això es converteix, doncs, en un punt feble, també, perquè és possible que el temps que triga el sistema a adquirir-se sigui més elevat per el moviment del punter. També cal dir que la referència del filtre adaptatiu és un fragment de la seqüència PN, exactament el principi, malgrat que la seqüència transmesa és completa; això és un inconvenient des del punt de vista que les propietats de balancejat, *run property* i correlacions (tant autocorrelació com correlació creuada) no es mantenen si la seqüència no és completa.

Disposa de tres paràmetres que cal ajustar (i que ajusta en els seu treball [ET97]): μ , que és el paràmetre de convergència del filtre adaptatiu (tant del d'adquisició com del de *tracking*); S , que és la longitud de la finestra d'integració per tal de poder fer la comparació per a decidir si es declara l'adquisició o no; i finalment ϵ , que és el llindar a partir del qual es considera que l'adquisició s'ha donat. El disseny dels tres paràmetres als seus valors òptims és un punt que cal estudiar amb molt detall, per tal que no n'hi hagi cap d'ells que ens empitjori el funcionament del sistema.

D'altra banda, el sistema de control del que disposa és una cadena de Markov; caldrà tenir-ho present per a comparar-lo convenientment amb els sistemes de control de la resta d'algorismes d'adquisició i amb la proposta d'aquest treball.

4.5.2 Punts forts i punts febles de la proposta de Moran [Mor01]

La proposta de Moran [Mor01] té per sobre de tot dos punts forts: el seu escombrat no depèn de com de llarga sigui la referència, perquè els filtres adaptatius estan dissenyats per a estar observant l'adquisició al llarg de tota la durada d'un símbol. En segon lloc, la seva adquisició no depèn de cap superació de cap llindar, es fixa sempre amb el màxim, i avalua l'adquisició en funció de l'estabilitat d'aquest màxim.

D'altra banda, però, té encara alguns punts febles, que són precisament els que es miraran de millorar en aquest treball de tesi. A l'estructura multiresolutiva li falta un disseny d'un filtre antialiasing per tal que la delmació no produeixi aliasing en el senyal rebut, especialment de les interferències i sorolls presents al senyal rebut; en la proposta de Moran no n'hi ha cap d'implementat [Mor01]. Cal fer un estudi exhaustiu dels valors de μ dels filtres adaptatius LMS per tal de garantir que el seu valor és l'òptim per a la convergència en el sentit del temps d'adquisició però alhora en minimitzar la probabilitat de falsa alarma.

Un altre paràmetre que cal determinar és el valor de β , que és el pes del valor instantani en el filtre de l'*exponential smoothing* de l'estructura.

Un altre dels punts febles és que les seqüències PN que usa no estan dissenyades per a ser aplicades a l'estructura multiresolutiva. L'estructura funcionaria millor si les seqüències PN usades en la transmissió fossin dissenyades especialment per al seu funcionament, respectant els valors d'autocorrelació i de correlació creuada que necessita l'estructura proposada per [Mor01]. Malgrat aquest punt feble, la proposta de [Mor01] detalla una opció de seqüències multiresolutives que millora aquest problema. En aquest segon cas, l'inconvenient és que el nombre de seqüències per família és baix, i que les propietats d'autocorrelació i de correlació creuada de la seqüència sencera, malgrat estar acotades pels límits de les subseqüències, podrien presentar valors més baixos si fossin dissenyades ad hoc.

El control també és un punt feble. L'estructura multiresolutiva de [Mor01] només té un control per estabilitat, que funciona per repetició. També cal dissenyar un control per tal que supervisi tota l'estructura i permeti aturar-ne parts si es pot permetre. Això estalviaria cost computacional, fent l'estructura més competitiva enfront de les altres. Aquest seria, d'entrada, un altre dels punts febles de l'estructura en front de les altres propostes. Malgrat tot, és un dels objectius d'aquest treball millorar-lo.

L'estructura tampoc no disposa d'un filtre passabaixes per a les dades desmodulades; és un altre dels punts febles. Caldrà dissenyar-lo convenientment amb el filtre de tall i l'ordre adequat.

Finalment, la última de les millores que cal incorporar és l'aprofitament de la diversitat del multicamí que presenta el canal ionosfèric; l'estructura multiresolutiva presenta avantatges per tal de que els diferents camins sigui fàcilment diferenciables. Caldrà implementar un receptor RAKE per a millorar l'eficiència en recepció i que aquest fet repercuteixi en la BER.

4.5.3 Punts forts i punts febles de la proposta de Takki Yu [HYKH06]

La proposta de Takki Yu [HYKH06] és una evolució de la proposta de Tarhuni [ET97]. L'avenç en la proposta de Takki Yu [HYKH06] és que és un sistema que també, com la proposta de Moran [Mor01], cerca l'adquisició durant tot un temps de símbol. En aquest sentit, és un punt fort.

Malgrat tot, manté molts dels punts febles de la proposta de [ET97]. La referència també és una seqüència parcial, només una part de la seqüència total (en tot cas, aquest

punt dependrà de la mida del filtre adaptatiu que es vulgui usar). Prendre'n només una part és un punt feble, tal i com s'ha descrit al punt 4.5.1. Cal ajustar correctament el paràmetre μ de convergència dels filtres LMS. També cal fixar el valor de S , on aquest és la longitud de la finestra que es té en compte per a prendre una decisió, així com fixar el valor del paràmetre ϵ que serveix de llindar de decisió. El *tracking* està controlat per una cadena de Markov, igual que la proposta de [ET97].

El seu cost computacional és superior (M vegades superior) a la proposta de [ET97], però és del mateix ordre que la proposta de Moran [Mor01]. Es tracta, doncs, d'un altre dels punts febles en comparació amb la resta de propostes.

4.6 Metodologia d'ajust i mesura de l'adquisició

En aquest treball de tesi caldrà realitzar dues tasques ben diferenciades: en primer lloc, un treball d'ajust exhaustiu dels paràmetres de l'estructura multiresolutiva ja existent [Mor01], i en segon lloc, el disseny i ajust de fases inèdites a l'estructura. Aquests dos treballs caldrà, en primera instància, validar-los observant la millora de funcionament de l'estructura original amb la nova estructura, i en segon lloc, i un cop ja estigui tota l'estructura ajustada, comparar el seu funcionament global amb el d'altres algorismes d'adquisició i *tracking* ja vistos.

4.6.1 Ajust de paràmetres de convergència de l'estructura

La metodologia emprada per a ajustar els paràmetres de l'estructura ha estat diversa en funció del tipus de paràmetre que ha calgut fer convergir. Els paràmetres afins a la convergència dels filtres LMS μ i al seu *exponential smoothing* β ha calgut fer escombrats de valors entre $[0,1]$, mesurant-ne paràmetres de qualitat, per tal de veure quan l'estructura tenia un millor funcionament. També ha estat així per el millor *roll-off* del filtre *raised cosine* que s'usa per tal de filtrar les dades just abans d'enviar-les; és una forma de minimització de la interferència intersimbòlica.

Resultats comparatius

L'anàlisi de cada un dels paràmetres de convergència (μ i β , i el *roll-off* del *raised cosine*) per separat s'ha realitzat tenint només en compte les variacions de SNR promig i simulant-los en cada un dels quatre escenaris abans descrits (veure apartat 2.5.2). D'aquesta manera

s'ha pogut recollir mesures de qualitat del funcionament de l'estructura figures de funcions bidimensionals; aquesta forma de presentar els resultats permet veure quines són les zones de millor funcionament.

També cal destacar quines són les mesures de qualitat que s'ha realitzat sobre aquestes simulacions, en el cas del disseny dels paràmetres. Caldrà tenir present l'objectiu de l'estructura per tal de que siguin aquestes figures de mèrit les que marquin un millor o un pitjor funcionament.

En aquest cas, les mesures realitzades han estat les següents:

- % de temps que el sistema està adquirit: es mesura sobre el temps total de simulació tots els símbols en els que l'estructura està adquirida correctament.
- % de temps que el sistema està realitzant correctament el *tracking*: es mesura sobre el temps total de simulació tots els símbols en els que l'estructura té el *tracking* en el punt correcte. Evidentment aquesta mesura estarà en funció de la bondat de la mesura anterior, puix si no hi ha una bona adquisició no hi pot haver un bon *tracking*.
- Temps mig que el sistema roman adquirit (en general es mesura en múltiples de temps de símbol): és el còmput mitjà del temps que el sistema aguanta una adquisició. Cal tenir present que es tracta d'un temps mig, per tant, hi haurà dades que s'emascararan. El temps total que roman adquirit correspon a la primera de les mesures, al % de temps que el sistema està ben adquirit.
- Temps mig que el sistema triga en adquirir-se (en general es mesura en múltiples de temps de símbol): és el còmput mitjà del temps que el sistema triga en adquirir-se, ja sigui la primera de les adquisicions un cop el sistema s'engega, o qualsevol de les possibles readquisicions que succeeixen en qualsevol prova.
- Nombre de vegades que s'adquireix: és la suma total de les vegades que s'adquireix l'estructura en un temps de simulació. Ens parla de l'estabilitat del sistema.

Finalment, es realitzen dues mesures més que seran usades de suport més que de decisió:

- BER: es mesurarà els bits detectats erronis sobre el total de bits transmesos. El valor del BER inclourà també tot el temps que el sistema no ha aconseguit l'adquisició. El mal funcionament de l'estructura d'adquisició i *tracking* afectarà a aquesta figura de mèrit, doncs.

- Localització de màxims de correlació: la correlació és el millor mètode d'adquisició possible (veure [YKH06, YCH08]), i el fet que la correlació pugui funcionar bé en una determinada prova en certa manera, garanteix que la solució és possible. Cal tenir idea de quan al sistema no li és possible de trobar una solució. Serà especialment útil per a avaluar la robustesa enfront d'esvaïments severos.

4.6.2 Disseny de filtres estàtics

Pel que fa a altres paràmetres que calia fixar, com bandes pas de filtres antialiasing i filtres passabaixes, en primer lloc s'ha realitzat el càlcul, i tot seguit s'ha comprovat pràcticament que, en el primer cas, evitava possibles aliasings en la delmació, i en el segon cas, dona suport a la fase de detecció per atenuar el soroll, i per tant, minimitzar la BER.

Resultats comparatius

Els resultats calculats en aquesta etapa de disseny són les mesures de qualitat a la sortida de simulacions amb la SNR variant i emmarcades en els quatre escenaris abans presentats (veure 2.5.2).

La mesura de la millora pel cas dels filtres antialiasing és el % de temps que està adquirit correctament, perquè l'existència d'aliasing perjudica en primera instància a una correcta adquisició, perquè s'hauria de realitzar sobre dades que contenen més interferència que l'estrictament evitable.

La mesura de la millora pel cas del filtre passabaixes és la BER després de l'adquisició, perquè aquest filtre no actua fins que l'adquisició i el *tracking* ja han estat realitzats, per tant, no en depenen. Minimitzar el soroll minimitzarà també l'error de desmodulació.

4.6.3 Disseny de seqüències PN

Hi ha hagut tres incorporacions de blocs nous a l'estructura multiresolutiva original [Mor01]. En primer lloc, s'ha realitzat un disseny adaptat, usant algorismes genètics, d'una família de seqüències PN nova dissenyada ad hoc per al seu bon funcionament de l'estructura multiresolutiva.

Resultats comparatius

En el cas del disseny de les seqüències PN, cal fer una doble mesura. En primer lloc, cal fer un estudi comparatiu entre les noves seqüències generades i les famílies ja existents en termes de les necessitats de l'estructura multiresolutiva. Per tant, caldrà comparar els valors de l'autocorrelació, la correlació creuada, tant per les seqüències senceres com per les seqüències delmades; caldrà demostrar que els valors són més bons, i que per tant, l'estructura pot funcionar millor.

En segona instància, cal demostrar precisament el que s'acaba d'anomenar. Si les noves seqüències no fan que l'estructura tingui millors valors d'adquisició (de % de temps adquirit, de temps que triga en adquirir-se i de temps que roman adquirit), no es podrà considerar que els resultats de les noves seqüències milloren el treball amb les seqüències clàssiques.

4.6.4 Disseny del sistema de control

El nou sistema de control de l'estructura, de control no lineal, haurà de ser avaluat per les millores que li aporta, que haurien d'estar centrades en l'estabilitat i la millora del cost computacional.

Resultats comparatius

En aquest cas caldrà tenir en compte mesures diverses per tal de fer l'avaluació. L'estructura haurà de millorar en estabilitat, per tant, caldrà mesurar-ne el % de temps que està adquirida correctament, el temps mig que roman adquirida (que hauria d'ésser més elevat que sense el sistema de control, si el control per estabilitat funciona) i el nombre de vegades que s'adquireix, que hauria de baixar.

D'altra banda, també cal tenir present que un dels objectius del control és baixar el cost computacional, per tant, també caldria fer un estudi estadístic de fins a quin punt això esdevé cert en els escenaris de simulació abans detallats (veure 2.5.2).

4.6.5 Aprofitament de la diversitat temporal

En el disseny del detector amb RAKE, el punt central a avaluar és la millora del BER en recepció. No dependrà només de la implementació del RAKE, la millora del BER en recepció, però caldrà comprovar l'eficiència d'aquest RAKE.

4.6.6 Mesura de la comparació amb altres algorismes

A banda de proposar millores i mesures intra-estructura, cal veure la proposta final de millora de l'estructura multiresolutiva com es comportarà funcionant en paral·lel, amb les mateixes condicions, que l'estructura proposada per Tarhuni a [ET97], la proposada de Moran a [Mor01] i finalment la proposada per Takki Yu a [HYKH06].

En aquest sentit, cal fer diferents fases de comparació, que es detallen a continuació. Cal tenir present que cada una de les estructures funcionarà amb les seqüències PN que hagin definit els seus dissenyadors, i funcionant sempre en els quatre entorns de simulació abans descrits (veure 2.5.2).

Fase de comparació d'adquisició El primer que cal comparar és el % de temps adquirit que manté cada un dels quatre algorismes, i tots ells contrastats de fons amb el que faria una correlació en el seu mateix lloc. Caldrà veure-ho en cada un dels quatre escenaris descrits.

Fase de comparació de *tracking* El segon que cal fer és veure quin és el % de temps que està funcionant correctament el *tracking*, assumint que vindrà afectat per el correcte funcionament de l'adquisició.

Fase de comparació de l'estabilitat de l'estructura En aquest punt caldrà comparar l'estabilitat del funcionament de les estructures d'adquisició i *tracking* acompanyades cada una d'elles del seu control dissenyat ad hoc. En aquest punt es mesurarà el temps que triga a adquirir-se, el temps que roman adquirit i el nombre de vegades que perd l'adquisició i es readquireix. En aquest punt també cal donar una mesura de la probabilitat de falsa alarma que presenten totes quatre estructures d'adquisició.

Fase de comparació de la qualitat de la desmodulació Arribats a aquest punt cal fer un estudi comparatiu del BER en recepció com a mesura de qualitat. Aquesta mesura, doncs, estarà avaluant el funcionament global de l'estructura, comparativament amb les altres tres estructures.

4.6.7 Mesures sobre dades reals

Finalment, i després de treure els resultats detallats en la fase anterior, caldrà llançar el funcionament de les quatre estructures amb dades reals, del canal ionosfèric antàrtic. En aquest punt es mesurarà la BER en relació a la SNR mesurada en totes les proves possibles, i es dibuixaran els núvols de punts corresponents al funcionament de cada una de les estructures. Es mesurarà també el % de temps que cada un dels sistemes està adquirit correctament, comparant sempre la possibilitat d'adquisició amb el màxim que proporciona la correlació. Aquestes dues mesures donaran informació clara del sistema que millor respon a les necessitats del canal.

4.7 Conclusions

En aquest capítol s'han presentat un conjunt d'algorismes que responen a l'adquisició i el *tracking* adaptatius que es poden trobar en la bibliografia recent. Gran part d'ells usen filtres adaptatius LMS per tal de resoldre l'adquisició i en ocasions, el *tracking*.

Dels sistemes d'adquisició i *tracking* presentats, se n'usaran tres com a mètodes de comparació de la qualitat de la proposta d'aquest treball de tesi. Seran el proposat per Tarhuni [ET97], per Moran [Mor01] i per Takki Yu [HYKH06]. S'han escollit aquests tres per la seva proximitat en l'entorn d'aplicació i en la forma de resoldre el problema (en el cas de [ET97] i [HYKH06]) i el fet que aquest treball de tesi treballa les línies de futur de la tesi de Moran [Mor01]; per tant, és necessari observar l'evolució de l'algorisme en la comparació amb aquest treball.

En aquest capítol també s'ha parlat dels punts forts i dels febles de cada una de les propostes de comparació, i finalment, de la metodologia d'ajust de l'estructura proposada i dels paràmetres de mesura de qualitat que s'usaran per a validar la proposta o rebutjar-la. En aquest sentit, les proves que es realitzaran seran exhaustives, tant de l'estructura proposada al complet com de l'estructura de forma parcial, per tal de satisfer les necessitats que requereixen els objectius d'aquesta tesi.

Part II

Contribucions

CAPÍTOL 5

L'ESTRUCTURA MULTIRESOLUTIVA D'ADQUISICIÓ I TRACKING

5.1 Introducció

En aquest capítol es presenta la primera part de les contribucions d'aquest treball de tesi. S'enumeren un conjunt de millores realitzades per a optimitzar el funcionament de l'estructura multiresolutiva del treball de tesi [Mor01] que ha estat exposada a l'apartat 4.2.2.

En aquest capítol es detallen únicament els canvis realitzats sobre la pròpia estructura; s'ha dissenyat un filtre passabaixes antialiasing per a evitar solapament de senyal i afectació del soroll (veure 5.4.1), s'ha descrit el tipus d'algorisme adaptatiu més convenient per a l'estructura (veure apèndix B i apartat B.1), s'ha fet un estudi exhaustiu dels paràmetres d'aprenentatge μ i β (veure apartats 5.5.1 i 5.6.2 respectivament). Es presenta també l'estratègia de localitzar més màxims usant els filtres adaptatius, de forma que l'estructura pugui treballar amb més camins que el principal (veure apartat 5.7), per a millorar les possibilitats en un canal multicamí, s'ha redissenyat el filtre de *tracking* per a baixar el seu cost computacional (veure 5.8), i finalment, s'ha realitzat un estudi de conveniència de l'aplicació d'un filtrat *raised cosine* a les dades transmeses per a minimitzar la interferència interxips de la seqüència PN (veure apartat 5.9).

Totes aquestes millores realitzades s'acaben validant observant el comportament de l'estructura multiresolutiva millorada i també el comportament de l'estructura multiresolutiva original en el mateix cas. Aquestes proves de validació s'han realitzat tant en

escenaris simulats (veure apartat 5.10.2) com en dades reals del canal antàrtic (veure apartat 5.10.3), i en ambdós casos s'han observat millores substancials gràcies a les propostes que es presenta en aquest capítol.

5.2 Objectius de millora de l'estructura multiresolutiva

Els objectius fonamentals d'aquesta tesi són tres, tal i com es descriu a 1.3; *i*) millora de l'estructura multiresolutiva per a optimitzar el seu funcionament, *ii*) disseny d'unes seqüències PN adaptades a les necessitats de l'estructura i finalment *iii*) disseny d'un sistema de control que aportí estabilitat i una millora del cost computacional del sistema.

El primer dels objectius, la millora de l'estructura multiresolutiva, es detalla i es desglossa a continuació en aquest mateix capítol (5.3). El disseny de les noves seqüències PN adaptades a les necessitats i el disseny d'un sistema de control que optimitzi el funcionament s'expliquen en els capítol següents, als capítols 6 i 7.

5.3 Evolució de l'estructura multiresolutiva

En aquesta secció presentem les millores realitzades [Als02] a l'estructura multiresolutiva [Mor01] proposada per a treballar amb l'adquisició i el seguiment (*tracking*) del sistema de comunicacions d'espectre eixamplat amb propagació ionosfèrica.

L'estructura bàsica es divideix en els blocs d'adquisició, el de *tracking*, acompanyats més tard del de detecció i el de control. Una primera aproximació de com es comuniquen aquests blocs la trobem a la figura 5.1.

Tal i com s'ha explicat a 4.2.2 al bloc d'adquisició s'hi introdueix el senyal rebut $s[n]$ originalment mostrejat a N mostres per xip, delmat en factor N de tal manera que es disposi d'1 mostra/xip. L'objectiu d'aquesta delmació és reduir el cost computacional de la fase d'adquisició per a accelerar-ne el procés atenent també al fet que el *tracking* ja realitza un ajust més fi posteriorment. Malgrat tot, es tracta d'una informació (la redundància de la quantitat de mostres per xip) que serà crucial per a la correcta desmodulació, i veurem com la recuperem al bloc de *tracking* i de detecció.

El bloc d'adquisició rep informació del control, que li dona la seqüència PN amb la que haurà de convergir ($c[n]$), tal i com s'observa a la figura 5.1. Alhora, la fase d'adquisició proporciona una primera estimació del punt correcte d'adquisició (punt d'adquisició p_{adq} o retard $\hat{\tau}$) a la fase de *tracking* i després ja ve la de control (tal i com es mostra a la figura

5.1 i amb més detall a la figura 5.2), alhora que proporciona al bloc de control un conjunt de paràmetres sobre l'adquisició que fan referència als filtres adaptatius que utilitza per a trobar $\hat{\tau}$.

El bloc de *tracking* rep informació del control, que proporciona la informació de l'adquisició. Alhora, proporciona el punt d'adquisició més refinat al control també (posició de *tracking* p_{track} o retard de *tracking* λ), conjuntament amb paràmetres referents a com ha convergit al nou punt de *tracking*, com ara els valors als que ha convergit el filtre adaptatiu de *tracking*. En aquesta fase es treballa sobre el senyal sense delmar, amb tota la informació possible; això fa que la seqüència PN usada per a ajustar el punt també sigui a N mostres per xip (és a dir, la seva versió no delmada).

El bloc de detecció rep la informació del bloc de *tracking* sobre quin és l'instant a partir del qual es pot començar a desmodular, el paràmetre de sincronisme; el bloc de control li comunica en quina mesura la desmodulació que realitzarà serà fiable, puix el control fa una estimació de la fiabilitat de l'adquisició i el *tracking*. No només cal obtenir els bits desmodulats, cal tenir una mesura de la fiabilitat d'aquesta desmodulació. Del bloc de detecció ja n'obtenim l'estimació del símbol enviat, i per tant, el procés està tancat. En aproximacions anteriors de l'estructura multiresolutiva havia funcionat amb detectors cecs [Ver94, AMS03, Als02]. Aquest treball de tesi implementarà un detector RAKE, per tal d'aprofitar la diversitat del multicamí, que és important en el tipus de canal ionosfèric en el que es treballa.

5.4 La delmació

La primera de les prioritats de disseny en recepció és baixar el cost computacional global del procés d'adquisició. Per tal de reduir la longitud dels vectors a tractar, i per tant, de tot el processament associat a les dades de recepció en la fase d'adquisició, s'elimina tota redundància de sobremostreig sobre les dades rebudes, tal i com ja es detallava a l'apartat 4.2.2. Per norma general, aquesta redundància en nombre de mostres per xip és força elevada, pot ésser fàcilment de valors com $N = 8$, $N = 16$ o $N = 32$. S'elimina doncs, tota aquesta informació sobrerera però només per a la fase d'adquisició; quan es tracti de trobar un ajust acurat de la fase de sincronisme es recupera aquesta informació.

Així doncs, per a decrementar el cost computacional, es delma en el factor de mostres per xip que s'estigui treballant, en aquest cas, N . La primera de les millores respecte a l'estructura presentada a l'apartat 4.2.2 apareix en el fet que, per a delmar amb seguretat de no produir *aliasing* sobre el senyal rebut, aquest haurà hagut de passar per un filtre

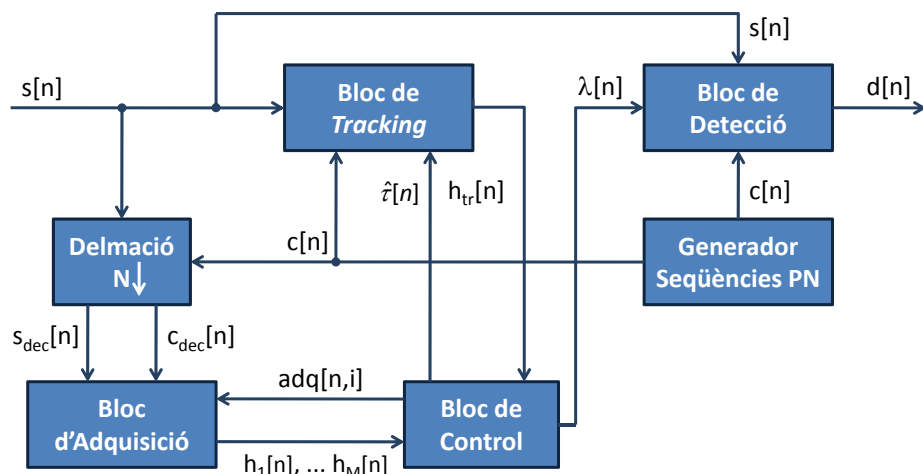


Figura 5.1: Estructura bàsica del receptor multiresolutiu

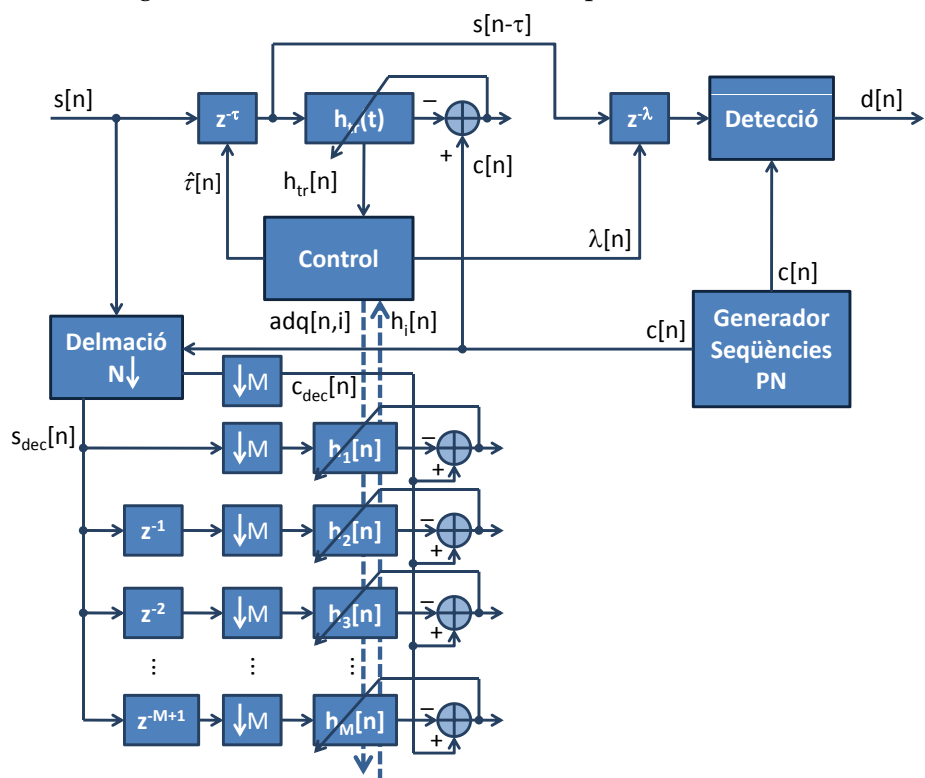


Figura 5.2: Estructura multiresolutiva amb detall

antialiasing que caldrà dissenyar.

5.4.1 El disseny del filtre antialiasing

El filtre *antialiasing* haurà de tenir en compte la freqüència de mostreig en recepció, i el nombre de mostres per xip que s'estan utilitzant. El seu disseny es basarà en un filtre digital el més senzill i el més ajustat possible a les necessitats de recepció, per a eliminar el màxim de soroll sobrant per una banda, i per evitar l'aliasing en el senyal d'interès un cop aquest estigui delmat.

El tipus de filtre antialiasing

En el moment de dissenyar un filtre digital es planteja la necessitat d'escollir el tipus de filtre que més s'adequa a les necessitats de la funció que ha de complir [OWS00]. S'ha escollit un filtre IIR perquè es necessitava un filtre de baixa complexitat per la necessitat que presentava el receptor. Cal tenir present que només s'ha d'usar per tal de minimitzar l'aliasing en la delmació, i per tant, les dues necessitats bàsiques són la senzillesa de la implementació (el fet d'escollir un filtre IIR ho satisfà) i d'altra banda, que la seva banda de pas sigui molt plana per tal de no distorsionar encara més el senyal rebut.

S'ha cercat a la bibliografia [OWS00] i s'ha convingut a escollir un filtre de Butterworth [But30], enfront d'altres possibles filtres IIR com el de Txebitxev i els filtres el·líptics. La seva banda de pas és comparativament molt més plana, i per tant, menys interferent, que els seus homòlegs de Txebitxev i el·líptic per al mateix ordre. D'altra banda, però, cal dir que el filtre de Butterworth té una banda de transició lleugerament més ampla que el de Txebitxev i el filtre el·líptic. Aquesta comparativa es pot observar a la figura 5.3.

A continuació es detalla el disseny concret, en termes de freqüència de tall i d'ordre, del filtre de Butterworth escollit.

La freqüència de tall del filtre

Una mostra del filtre antialiasing que s'usa per a millorar la qualitat del senyal és la que podem observar a la figura 5.4. Com en el disseny de tot filtre, caldrà arribar a un compromís entre l'ordre del mateix i la seva freqüència de tall i la banda de pas. Alhora, cal tenir present que tot filtre que s'incorpori en recepció causarà un cert retard en el senyal d'interès, que caldrà tenir en compte a posteriori, alhora que la possibilitat de que hi hagi més distorsió de fase.

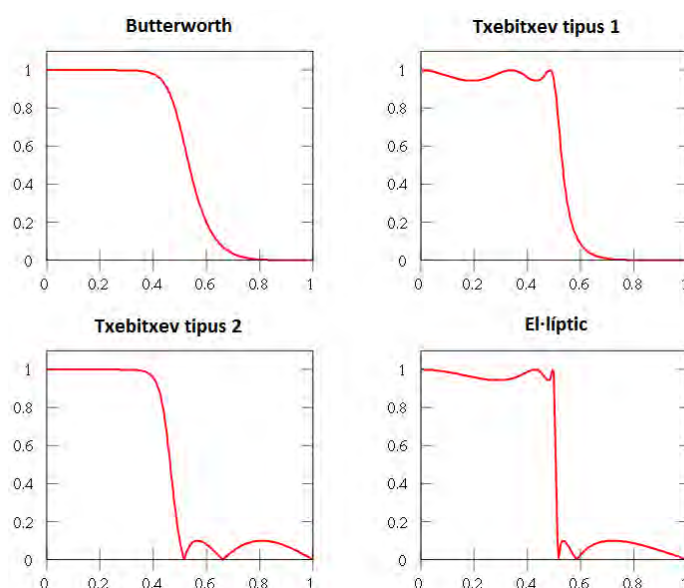


Figura 5.3: Comparativa dels filtres IIR. Tots quatre són d'ordre 5, amb la mateixa freqüència de tall, assumint que l'eix OX de freqüència està normalitzat a la freqüència de Nyquist.

Malgrat haver provat d'alterar lleugerament la freqüència de tall del filtre antialiasing per comprovar-ne l'eficiència, la freqüència d'implementació escollida és la que marca el disseny d'un filtre antialiasing; $f_{tall} = \frac{1}{2 \cdot T_c}$, on T_c és el temps de xip en segons, i en discret a nivell de mostres, està situat a $\frac{\pi}{N}$. Aquesta freqüència de tall assegurarà que no hi hagi solapament possible entre freqüències en el moment de realitzar la delmació.

L'ordre del filtre

D'altra banda, per tal d'escollir el valor de l'ordre del filtre, s'ha realitzat un estudi de diferents ordres i de la resposta en freqüència que dona. Es pot observar a la figura 5.5 l'exemple per a un factor de delmació N . El que s'ha observat per tal de prendre la decisió és la qualitat de la banda de transició (si es ràpida o no ho és), i minimitzar el tram de banda de transició sense que el cost computacional sigui inassumible.

En aquest sentit, s'ha convingut que el millor dels filtres és el d'ordre 10. Els càlculs de les figures de mèrit sobre tots els filtres es realitzen a continuació. Tots els filtres antialiasing coincideixen a la freqüència de tall amb l'ample de banda $\frac{1}{2 \cdot T_c}$ que es demana, a -3dB de la banda de pas. El filtre d'ordre 10 (a la figura 5.5 hi ha representats els d'ordre 9 i d'ordre 11) té una banda de pas i una banda de rebuig pràcticament plana. La zona de

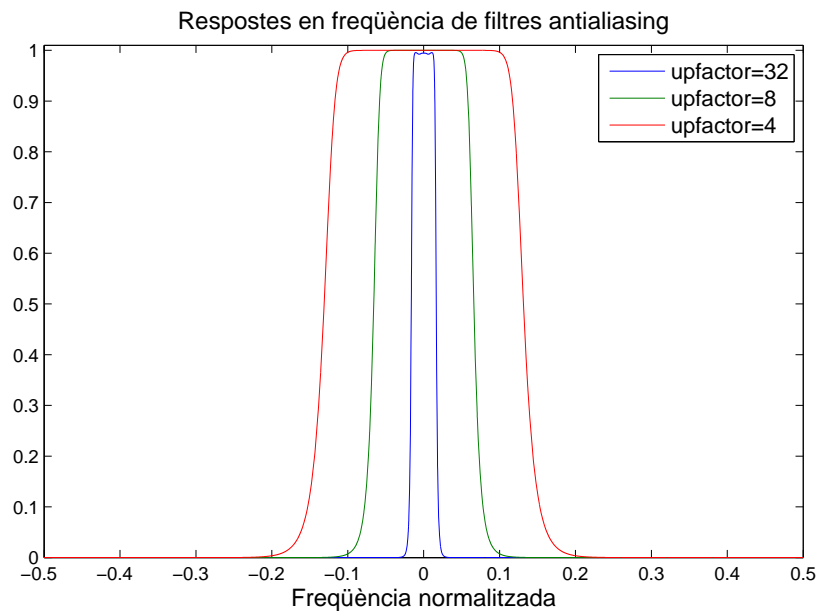


Figura 5.4: Resposta en freqüència del filtre *antialiasing* de tipus Butterworth per a diferents valors del factor de delmació N (o el que és el mateix, l'*up factor*)

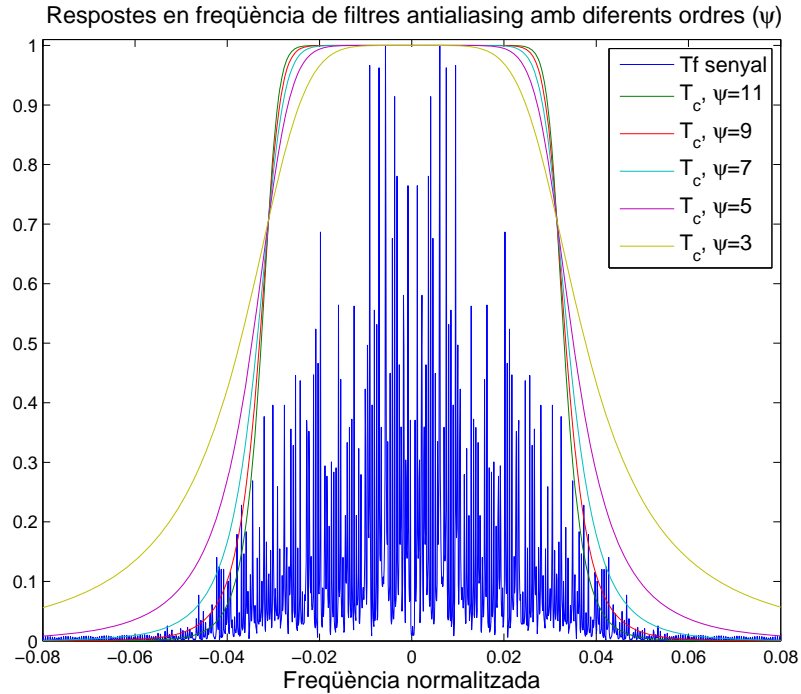


Figura 5.5: Resposta en freqüència del filtre *antialiasing* de tipus Butterworth per a diferents ordres Ψ del filtre per a un factor de delmació de N

transició és molt estreta, i a partir de l'ordre 9 hi ha molt poca diferència entre verticalitat de la banda de pas.

Per tal de prendre una decisió, s'ha calculat la longitud normalitzada (en realitat es tracta d'una mesura de distància en freqüència) de la banda de transició; el filtre d'ordre 11 té una banda de transició de $11.7 \cdot 10^{-3}$. El filtre d'ordre 9 té una banda de transició de $14.2 \cdot 10^{-3}$. El filtre d'ordre 7 té una banda de transició de $19.1 \cdot 10^{-3}$. El d'ordre 5 té una banda de transició de $25.1 \cdot 10^{-3}$, i finalment, el d'ordre 3 una de $37.5 \cdot 10^{-3}$. S'observa d'aquests càlculs que la banda de transició no és lineal amb l'ordre del filtre, per tant, no té sentit augmentar l'ordre indefinidament per tal de millorar la banda de pas. S'ha decidit trobar un terme mig en l'ordre 10, que a més, s'ha comprovat que dóna bons resultats a nivell de filtratge, i que no esdevé un cost computacional excessiu per a l'estructura.

5.4.2 El procés de delmació

Tot centrant més l'atenció en l'esquema que se'ns mostra a la figura 5.2, es pot observar que abans de l'adquisició ja hi va la delmació de N mostres per xip. Aquesta operació té per objectiu eliminar informació que almenys a nivell de xip és redundant, i que en global tan sols incrementaria el cost computacional de l'estructura. Cal tenir present que aquest decrement de precisió no serà un problema per a l'adquisició, puix que la precisió temporal requerida per la fase d'adquisició és de $\pm \frac{T_c}{2}$. També es fa la mateixa delmació per a la seqüència PN per tal de deixar-la només amb una mostra per xip, mantenint aquesta seqüència $c_{dec}[n]$ en tot el temps de treball del sistema d'adquisició.

$$s_{dec}[n] = h_{AA}[n] * s[n \cdot N] \quad (5.1)$$

Un cop fet això, el senyal d'entrada s_{dec} serà tractat en M branques diferents, col·locades en paral·lel, i cada una d'elles tindrà una delmació en factor M del senyal d'entrada, amb diferents retards en funció de quina sigui la branca. D'aquesta manera garantim que podríem reconstruir el senyal original a partir de les M branques diferents; perquè un cop finalitzat l'anàlisi, es tornarà a treballar amb el senyal complet. La única de les condicions prèvies per a fer aquesta divisió és que el quocient entre $\frac{N_c}{M}$ sigui un nombre sencer, per tal que no quedi cap de les branques especialment avantatjada o desavantatjada; no seria raonable que fos més senzill adquirir-se en una d'elles que en les altres. Això podria ésser possible si una de les M subseqüències resultat de delmar la seqüència PN original fos més curta que les altres.

$$\begin{aligned}
s_{dec}^1[n] &= s_{dec}[n \cdot M], \\
s_{dec}^2[n] &= s_{dec}[n \cdot M + 1], \\
s_{dec}^3[n] &= s_{dec}[n \cdot M + 2], \\
&\vdots \\
s_{dec}^M[n] &= s_{dec}[n \cdot M + M - 1]
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Els senyals d'entrada als filtres adaptatius per a cada una de les branques seran, doncs, $s_{dec}^1, s_{dec}^2, s_{dec}^3$ fins a s_{dec}^M . Treballar amb seqüències més curtes tindrà un avantatge clar des del punt de vista del cost computacional del filtres adaptatius que caldrà fer convergir, especialment amb un bon control d'adquisició (que es veurà convenientment al proper capítol 6). Caldrà també delmar la seqüència PN de referència d'aquests filtres adaptatius en factor M :

$$c_{dec}[n] = c[n \cdot M]; \quad 1 \leq n \leq \frac{N_c}{M} \tag{5.3}$$

Aquesta segona delmació farà que els filtres adaptatius d'adquisició siguin més curts, i per la seva estructura forçarà a que en condicions de canal no selectiu amb $BW = \frac{1}{T_c}$ només un dels M filtres estigui adquirit i convergeixi a una delta en cada instant de temps. Fent un bon traçat del comportament d'aquests filtres es podrà anar seguint el temps de sincronisme per saber en quin dels punts es troba l'adquisició en cada moment. A continuació es realitza un estudi del que succeeix en condicions ideals, en condicions de tenir un canal amb soroll blanc gaussià o bé també en el cas de tenir un canal multicamí.

5.5 Els filtres adaptatius

L'estructura multiresolutiva d'adquisició i *tracking* mostrada en la figura 5.2 usa filtres adaptatius LMS. En l'annex B, es detalla el funcionament bàsic d'aquests filtres - partint del de Wiener -, la seva convergència en diversos canals, i també en la seva convergència entre símbols, que és el cas més complex, puix que es té en compte la variabilitat que generen les dades. Per a qualsevol referència a l'elecció dels filtres i a la demostració de la seva convergència, s'adjunta tota la informació a l'apèndix B.

A continuació es detalla l'ajust realitzat sobre els filtres adaptatius LMS de l'estructura

multiresolutiva. En aquest ajust es tracta per igual tant els M filtres adaptatius d'adquisició com el filtre de *tracking*.

5.5.1 Optimització del valor del paràmetre μ per a l'entorn de treball

Tal i com ja s'ha comentat a l'apartat B.3.4 escollir el paràmetre μ correctament serà clau per a la bona convergència dels filtres LMS en l'entorn de treball. Es busca que els filtres siguin el màxim de ràpids en l'adquisició, però que tinguin poques pèrdues d'adquisició, és a dir, que es desadquireixin i es readquireixin amb poca freqüència. Que mantinguin estabilitat i robustesa en l'adquisició.

Per tal de fer una aproximació realista al canal ionosfèric, s'han realitzat les proves d'escombrat en els quatre escenaris simulats detallats en l'apartat 2.5.2. D'altra banda, un altre dels paràmetres que ha calgut decidir és la longitud dels paquets de dades que s'han simulat. En el projecte antàrtic no s'envien paquets de dades massa grans, sinó que es procura compactar les dades amb la redundància corresponent en fragments més breus i reenviar-los pel cas que la recepció no sigui correcta. En les proves reals que s'usaran per a validar aquesta tesi, els paquets de dades han estat o bé de 300 símbols, o bé de 600. Per tal de poder tenir una visió més àmplia del possible funcionament de l'enllaç de comunicacions a les simulacions s'han considerat tres longituds de dades possibles: 100 símbols i 600 símbols, per a ampliar la variabilitat de la mida dels paquets de dades. Cal aclarir que d'aquests paquets de símbols no es reserva cap símbol per a dades pilot de convergència, sinó que l'estructura multiresolutiva s'adquireix a les dades enviades independentment de quines siguin.

Mesures de qualitat a realitzar

En aquesta bateria de proves s'han realitzat diverses mesures per tal de poder discriminar la bondat dels resultats. Es realitzen les mesures ja comentades a l'apartat 4.6.1, i a continuació s'adjunten els resultats més rellevants per tal de prendre decisions. La resta de resultats es poden trobar annexats a l'apèndix C, per a completar totes les dades de les que es disposa per a ajustar l'estructura.

Cal recordar que les mesures realitzades incorporen el % de temps que el sistema es troba correctament adquirit, el % de temps de *tracking* que convergeix correctament, el temps que triga a adquirir-se, el temps mig que roman adquirit sense perdre l'adquisició i el nombre de vegades que s'adquireix en la duració d'un paquet de dades. Totes aquestes proves han estat realitzades per un escombrat logarítmic de valors de μ (des de 10^{-6} fins

a 1), i un marge de valors de SNR variant des de 0dB fins a -37dB, mesurats a nivell de xip (SNR_c). El paràmetre β de convergència (s'explicarà amb detall més endavant - apartat 5.6) està fixat a 10^{-3} per tal que no interfereixi en els resultats; aquest valor ha estat validat per les diverses proves realitzades, que n'han mostrat la seva estabilitat.

Una altra de les mesures que es fan és la qualitat de l'adquisició en el cas de realitzar-la amb la correlació, que és el millor sistema possible (veure [YKH06, YCH08]). La correlació serà independent del paràmetre μ que cal escollir, però donarà un límit clar del bon funcionament de l'estructura multiresolutiva. Si no es detecta cap màxim significatiu de correlació és perquè el canal té un esvaïment important i per tant, és lògic pensar que el sistema estigui desadquirat.

S'han realitzat un total de cinc repeticions de cada una de les proves - on una prova és una simulació d'un paquet sencer de dades -, i els resultats que es mostren a continuació són els amitjanats d'aquestes proves.

Resultats per paquets de 100 símbols i paquets de 600 símbols

A continuació es detallen els resultats de les proves realitzades per una longitud del paquet de dades de 100 símbols i també de 600 símbols. Es desgranen en funció de l'escenari de simulació usat en cada moment.

Escenari 0 En l'escenari 0 els resultats diuen que l'encert en l'adquisició i el *tracking* no depenen en gran manera del valor del paràmetre μ , sempre i quan aquest no sigui molt gran (on molt gran s'entén entre 0.1 i 1). Aquests resultats es poden veure amb detall a la figura 5.6 pel que fa al tant per u de temps adquirit al lloc correcte (és a dir, la probabilitat d'estar adquirit correctament), com en la figura 5.7, on es representa el tant per u del temps que el *tracking* està situant el punt correcte de sincronització (és a dir, també la probabilitat d'estar en el lloc de *tracking* adequat). És senzill observar d'aquestes dues figures que la probabilitat d'estar adquirit és més elevada que no pas la probabilitat de que el *tracking* sigui al lloc correcte; això succeeix perquè el *tracking* només pot convergir correctament si el sistema d'adquisició ja ho ha fet.

Pel que fa als temps, a la figura 5.8 s'observa com els temps totals (calculats per tots els SNR possibles per a cada valor de μ , i per tant, el seu valor màxim és el nombre de símbols usats en cada prova en el total de proves) comencen la seva millora a partir que els valors de μ prenen valors més grans que 10^{-5} . Tan sols amb les dades observades fins ara, es conclou que ni els valors massa grans de μ són bons per a la convergència, ni els valors

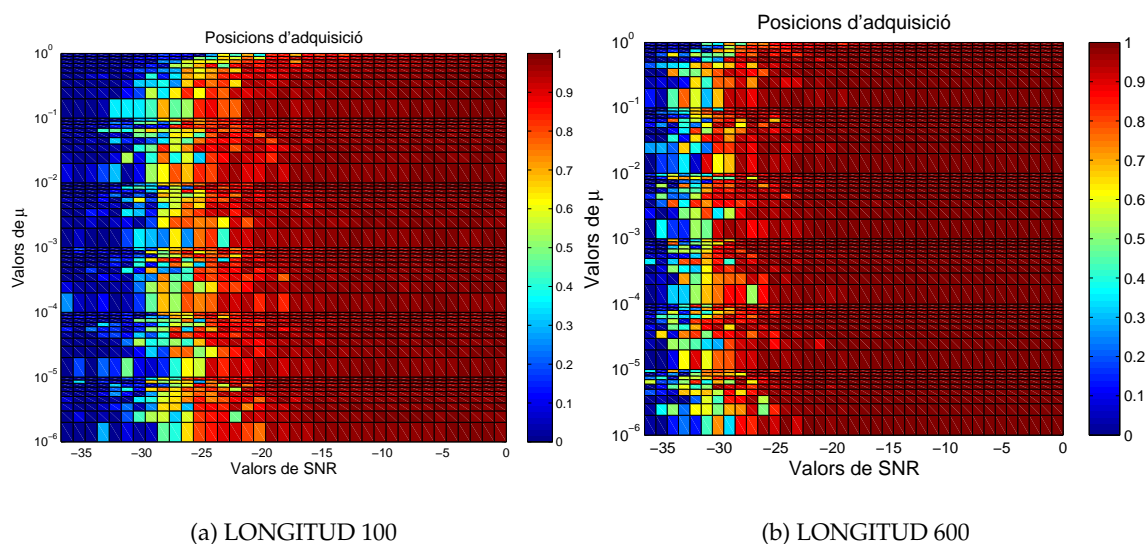


Figura 5.6: *Escenari 0* - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

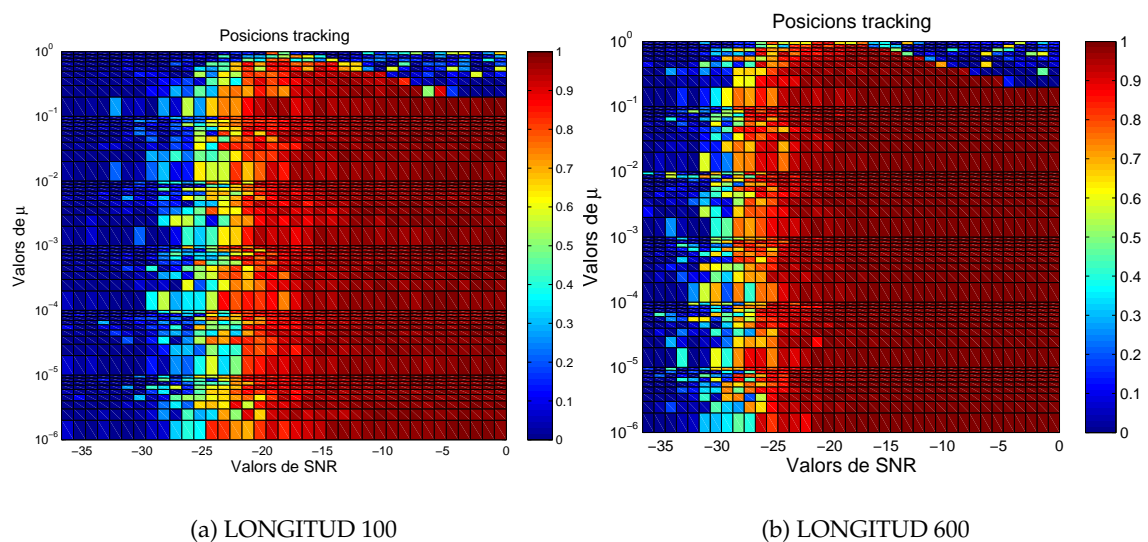


Figura 5.7: *Escenari 0* - Temps que el sistema es troba en la posició de *tracking* correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

massa petits de μ són bons per al temps que el sistema està adquirit.

La última de les figures, la figura 5.9, s'observa com el sistema és incapaç d'adquirir-se a partir d'un determinat valor de SNR molt petita (al voltant dels -33dB); per contra, la major part de les proves realitzades amb SNR més favorables, el sistema s'adquireix una sola vegada; és un bon senyal d'estabilitat. Malgrat tot, es corrobora que només per a μ més grans que 0.1 el valor del paràmetre afecta de forma clara al funcionament de l'estructura en l'*escenari 0*.

Escenari 1 Els resultats de l'*escenari 1* corroboren les dades comentades a l'*escenari 0*. Si es compara la figura 5.6 amb la figura 5.10 es comprova que la tendència és la mateixa, malgrat que el fet que l'*escenari 1* sigui multicamí empitjora els resultats, puix que només té en compte la posició del camí principal. El mateix succeeix amb la figura 5.11, que descriu el *tracking*. Segueix també el mateix patró.

Cal observar de les dues figures anteriors, la figura 5.10 i la figura 5.11 hi ha l'evidència que l'estabilitat de les adquisicions i dels *trackings* no és tant gran; sovint es troben enmig de dades que han convergit correctament, altres que el màxim del camí principal no han estat trobats en el lloc correcte. En el cas dels escenaris multicamí es dona per bo l'adquisició i el *tracking* tan sols si aquest veu la posició del camí de més potència com el punt correcte, malgrat que en un sistema que tingués en compte diversos camins, serien resultats que es donarien per bons. Però en les proves actuals, que només es té en compte un sol camí, es demanarà que sigui capaç de trobar el valor màxim.

A la figura 5.12 s'observa que els temps d'adquisició i els temps que es roman adquirit empitjoren al respecte de l'*escenari 0*. Malgrat tot, el punt on comença a millorar la resposta temporal és el mateix que l'*escenari 0*, a partir de $\mu \geq 10^{-5}$. Finalment, a la figura 5.13 s'observa que la línia que divideix entre la zona que s'adquireix - almenys una vegada - i la zona que és inestable a nivell d'adquisició es desplaça cap a la zona on la SNR és millor, respecte a la mateixa gràfica de l'*escenari 0*.

Escenari 2 A l'*escenari 2* es corrobora la informació que s'ha anat obtenint dels dos escenaris anteriors. Les gràfiques corresponents a temps d'adquisició, a temps total d'adquisició i al nombre de vegades que s'adquireix són molt similars. Es tracta d'un altre escenari multicamí, com l'*escenari 1*, i no hi ha gaire variabilitat dels resultats.

De l'*escenari 2* se n'adjunten l'estadística dels valors de *tracking*, a la figura 5.14, que té una resposta similar a les anteriors. La zona de millor SNR i que a més, correspon als valors màxims de μ presenta una inestabilitat que ja s'apuntava als escenaris anteriors. És

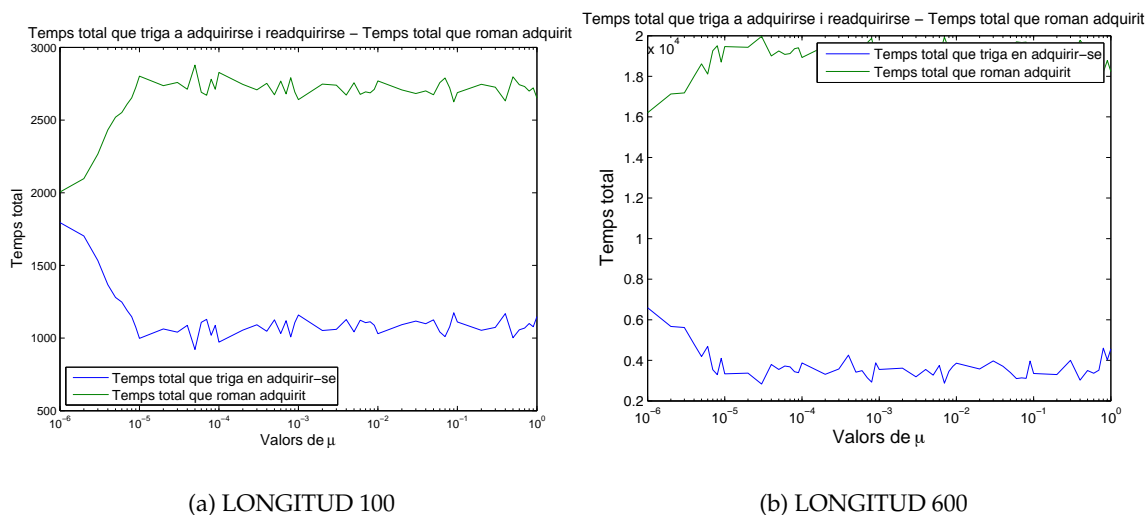


Figura 5.8: *Escenari 0* - Temps total que el sistema dedica a adquirir-se o que roman adquirit (sobre el màxim de temps simulat)

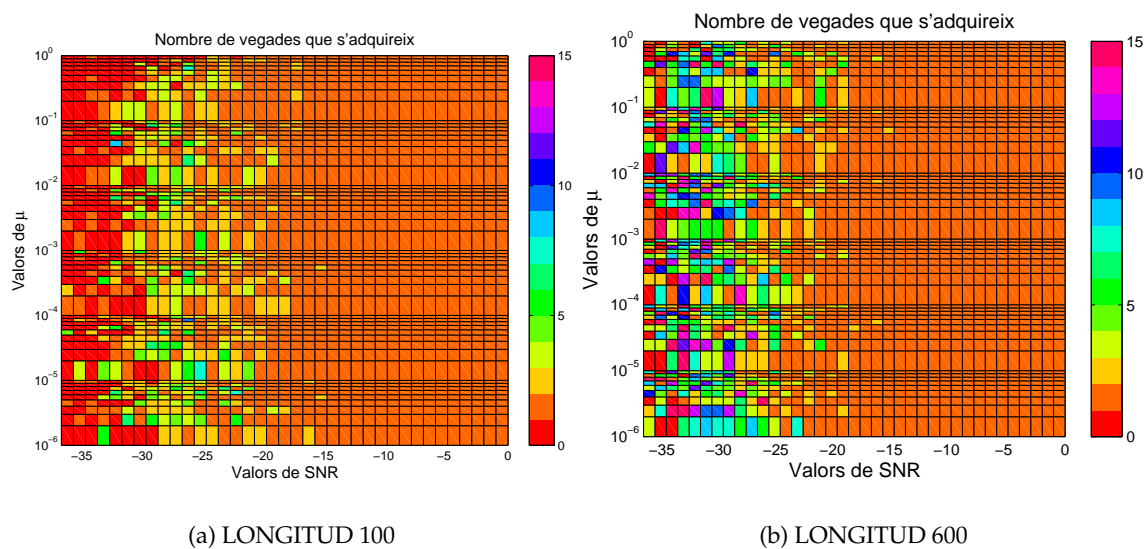


Figura 5.9: *Escenari 0* - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació

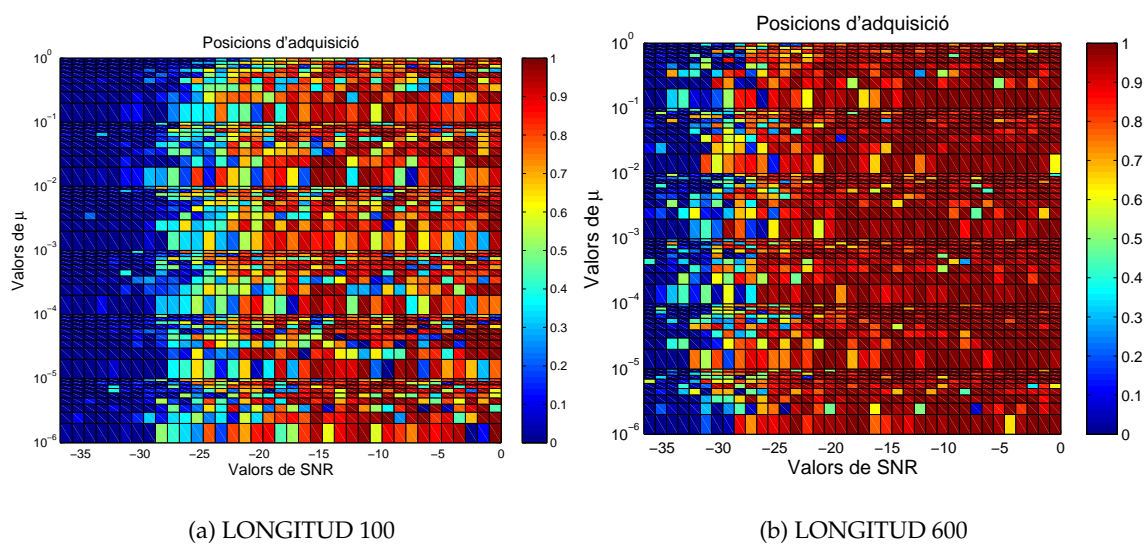


Figura 5.10: *Escenari 1* - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

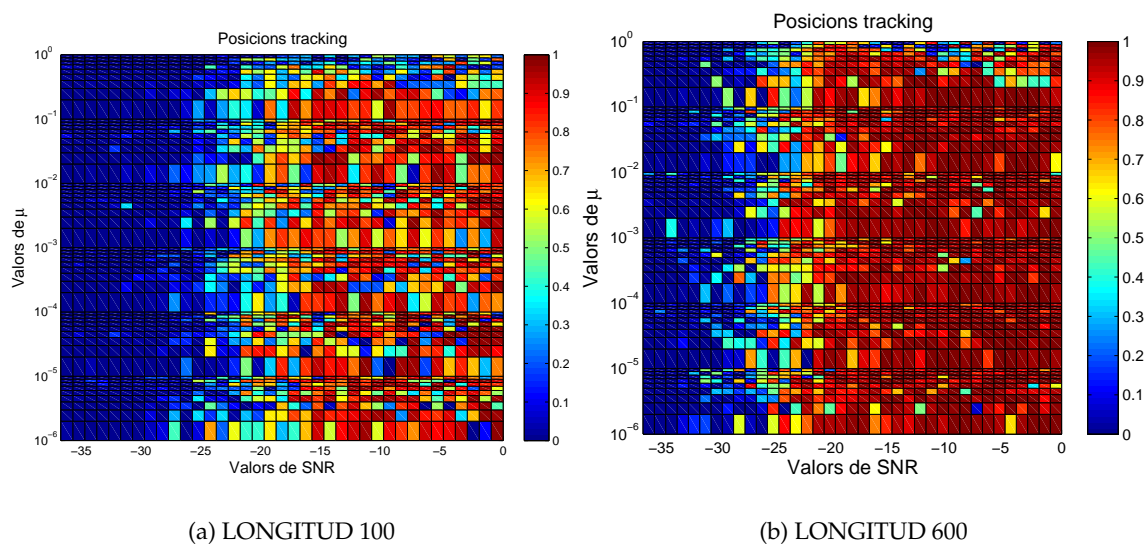


Figura 5.11: *Escenari 1* - Temps que el sistema es troba en la posició de *tracking* correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

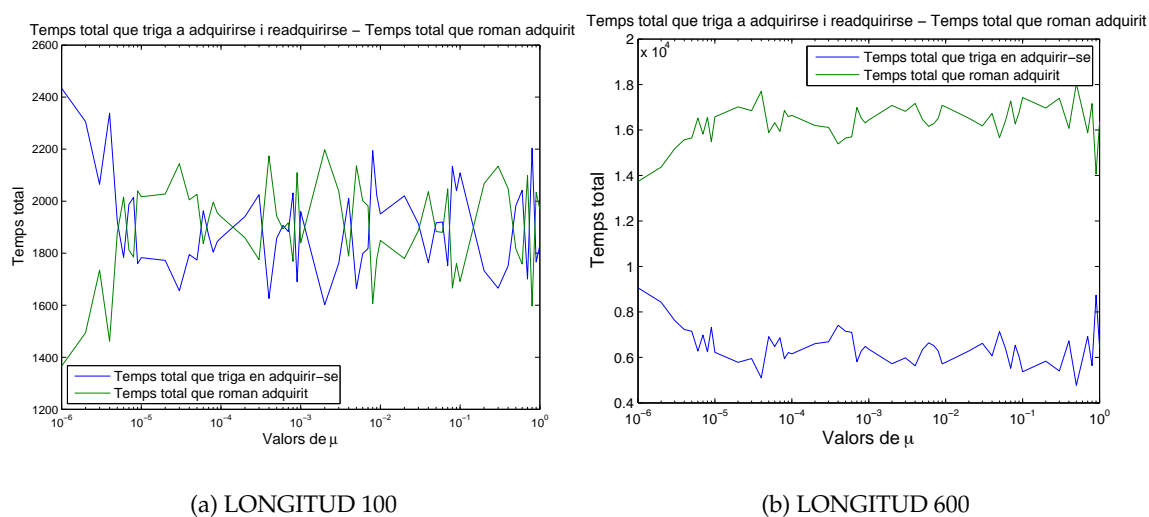


Figura 5.12: *Escenari 1* - Temps total que el sistema dedica a adquirir-se o que roman adquirit (sobre el màxim de temps simulat)

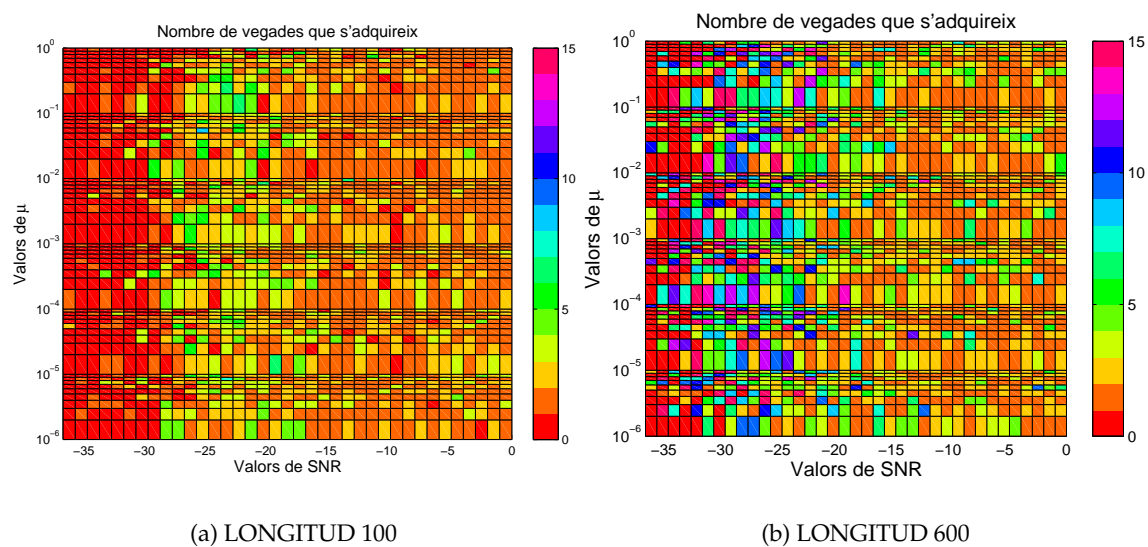


Figura 5.13: *Escenari 1* - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació

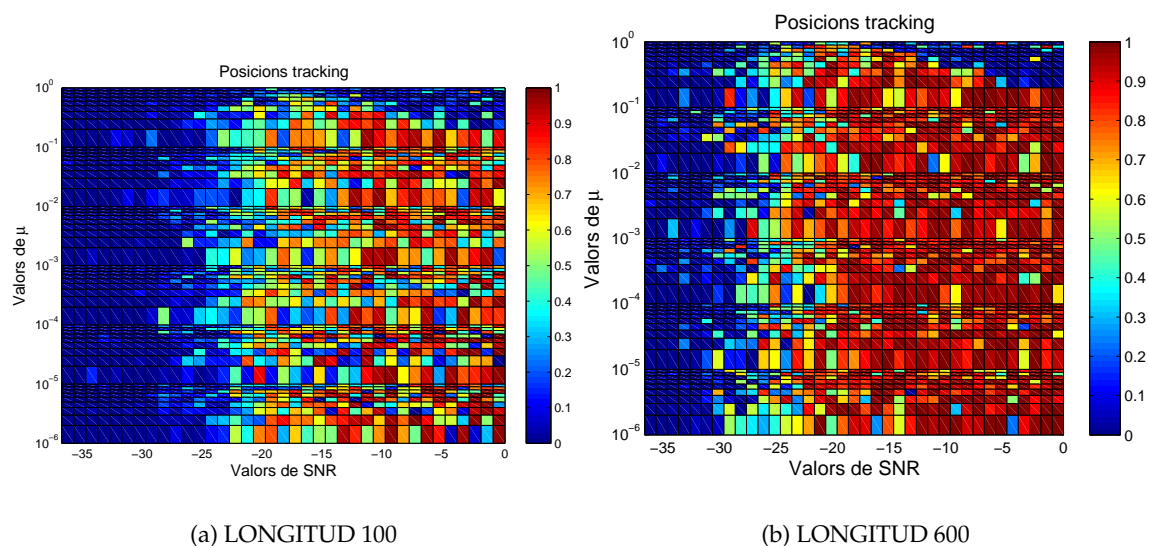


Figura 5.14: *Escenari 2* - Temps que el sistema es troba en la posició de *tracking* correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

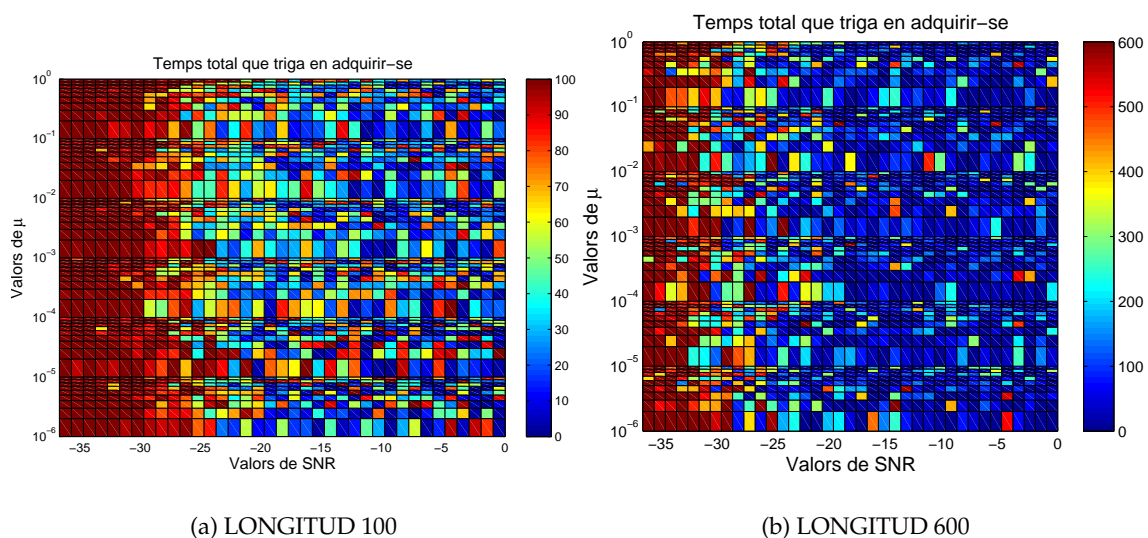


Figura 5.15: *Escenari 2* - Temps que triga a adquirir-se (mesura sobre 100, que és el total del temps de simulació)

a causa de la celeritat de convergència que provoca un paràmetre μ tant elevat, i alhora, que permet que la falsa alarma sigui més gran, i per tant, també l'error.

Escenari 3 El tercer dels escenaris és el més complex a nivell d'adquisició i *tracking*, perquè treballa amb un conjunt de camins molt propers temporalment i que tenen més facilitat per a confondre el sistema d'adquisició. És per això que els resultats, malgrat seguir el mateix patró que els altres tres escenaris, són lleugerament pitjors.

En l'*escenari 3* es mostren els resultats de la posició d'adquisició (es poden observar a la figura 5.16), que segueixen la mateixa línia que els que s'han observat als altres tres escenaris, però amb unes mitjanes pitjors que les dels altres escenaris. I en la segona de les gràfiques, la figura 5.17, s'observa que l'índex d'adquisició ha empitjorat molt, perquè en molts casos ni tan sols s'arriba a adquirir-se, i fins i tot dins de la bona zona de treball, amb bona relació SNR.

Valoració final dels resultats

Dels resultats presentats en els punts anteriors se'n dedueix que no tots els valors de μ provats donen bons resultats, i cal fer un anàlisi parcial, en funció de la figura de mèrit que es vulgui mesurar, el rang de valors de μ que convergirà correctament serà un o altre.

A continuació es detallen el rang de valors on l'estructura funciona millor en funció de la longitud de les proves realitzades. Dels quatre escenaris possibles, s'ha anotat aquell que presenta uns resultats més restrictius. El resum final de valors es mostra a la taula 5.1, i el marge de valors de μ que es conclou és $10^{-4} \leq \mu \leq 10^{-1}$. El marge de valors amb resultat similar és força ampli, fet que ens permet pensar que, a excepció dels valors extrems, el valor de μ no és especialment crític.

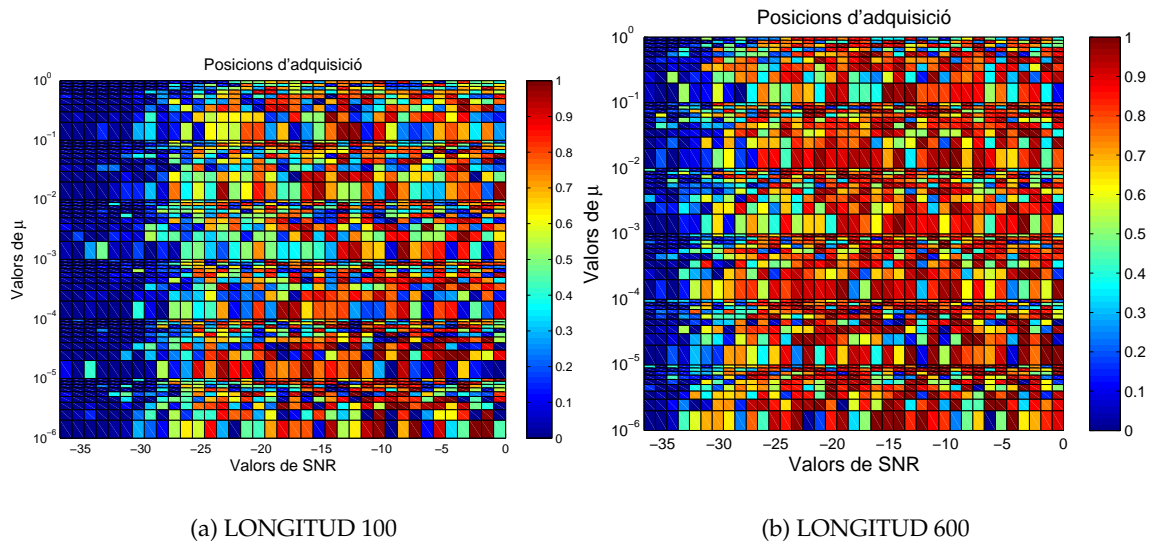


Figura 5.16: *Escenari 3* - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

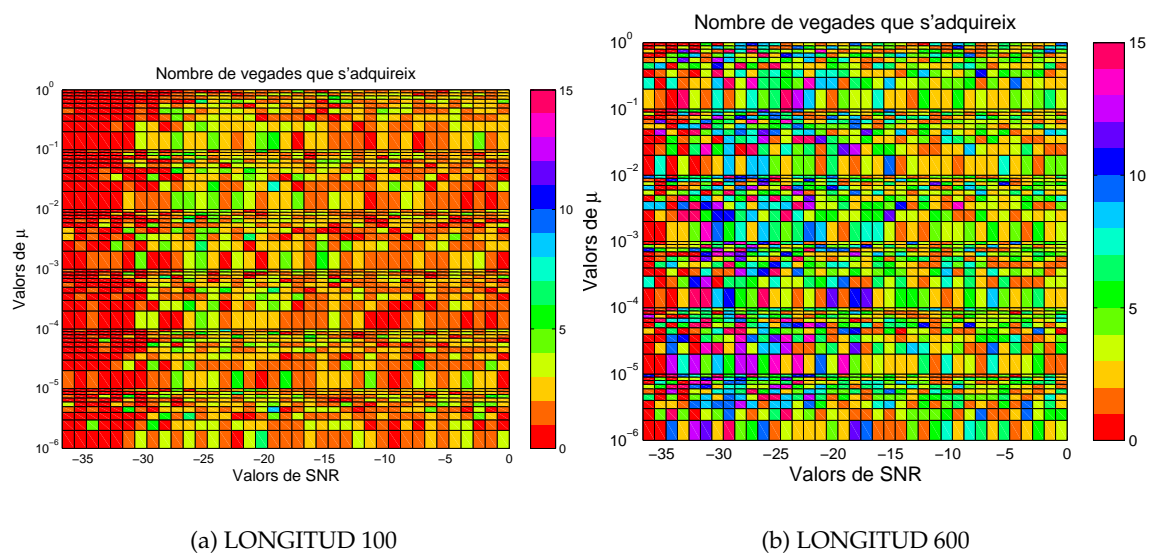


Figura 5.17: *Escenari 3* - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació

Taula 5.1: Valors de μ que optimitzen el funcionament de l'estructura multiresolutiva

Mesura realitzada	Longitud	Longitud
	100	600
Posició d'adquisició	$10^{-6} \leq \mu \leq 5 \cdot 10^{-1}$	$10^{-6} \leq \mu \leq 5 \cdot 10^{-1}$
Posició de <i>tracking</i>	$10^{-6} \leq \mu \leq 10^{-1}$	$10^{-6} \leq \mu \leq 10^{-1}$
Temps mig que triga en adquirir-se	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$
Temps total que triga en adquirir-se	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$
Temps mig que roman adquirit	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$
Temps total que roman adquirit	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$	$10^{-5} \leq \mu \leq 1$
Nombre de vegades que s'adquireix ¹	$10^{-4} \leq \mu \leq 10^{-1}$	$10^{-4} \leq \mu \leq 10^{-1}$
Marge de valors final de μ		$10^{-4} \leq \mu \leq 10^{-1}$

5.6 El filtrat *exponential smoothing*

Però el sistema no es refiarà només del valor instantani que s'obté després de la convergència de cada un dels filtres adaptatius corresponents a les M branques per a cada temps de símbol, tal i com ja s'ha detallat a l'apartat 4.2.2. El sistema aplicarà un procés de suavitzat basat en *exponential smoothing* sobre el valor absolut de la resposta impulsional de cada filtre, calculant-lo amb els valors anteriors de la mateixa mesura, com podem observar a l'equació 5.4.

$$\underline{h}^i = \beta |h_{inst}^i| + (1 - \beta) \underline{h}^i \quad (5.4)$$

5.6.1 Anàlisi freqüencial del filtrat *exponential smoothing*

Serà $\underline{h}^i[n]$ qui conservarà la memòria de les posicions anteriors, i el vector $h_{inst}^i[n]$ és, com ja s'ha detallat anteriorment, el que s'obté del temps de símbol actual. El coeficient β és inferior a la unitat, i en el seu disseny es busca un equilibri entre temps d'actualització de la posició i probabilitat de falsa alarma. Com que la probabilitat de falsa alarma en el cas que ens ocupa era elevada [Vil07], s'ha fixat inicialment una β de valor molt baix, que té en compte poc la posició instantània i es manté molt conservadora respecte a l'històric de posicions. En la primera proposta, vista a l'apartat 4.2.2, el valor de β era petit, de $\beta = 0.1$, que s'assumia que complia les qualitats d'estabilitat i de velocitat de convergència suficients. No obstant, caldrà ajustar el seu valor, per tal d'optimitzar el funcionament del sistema.

Aquest procés actua de filtre passabaixes i pot ésser força restrictiu depenent del valor de β . Per fer-nos-en una idea, analitzem el filtre i busquem-ne la seva transformada. El diagrama de blocs del filtre és el de la figura 5.18:

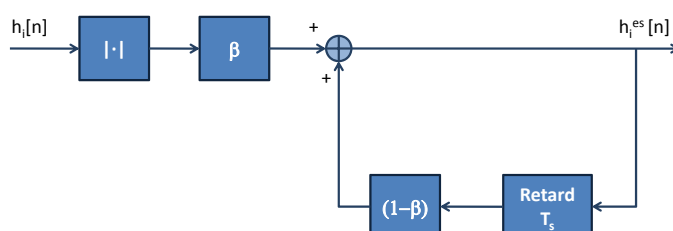


Figura 5.18: Diagrama de blocs del filtre *exponential smoothing*

Les equacions en diferències finites corresponents a aquest diagrama de blocs són les vistes en l'equació 5.4. Si a partir d'aquesta equació en diferències finites fem la TFSD [OWS00] se n'obté l'expressió següent:

$$H^i(e^{j\Omega}) = (1 - \beta)H^i(e^{j\Omega})e^{-j\Omega} + \beta H_{inst}^i(e^{j\Omega}) \quad (5.5)$$

I si en busquem la funció de transferència, fent-ne el quocient entre sortida i entrada:

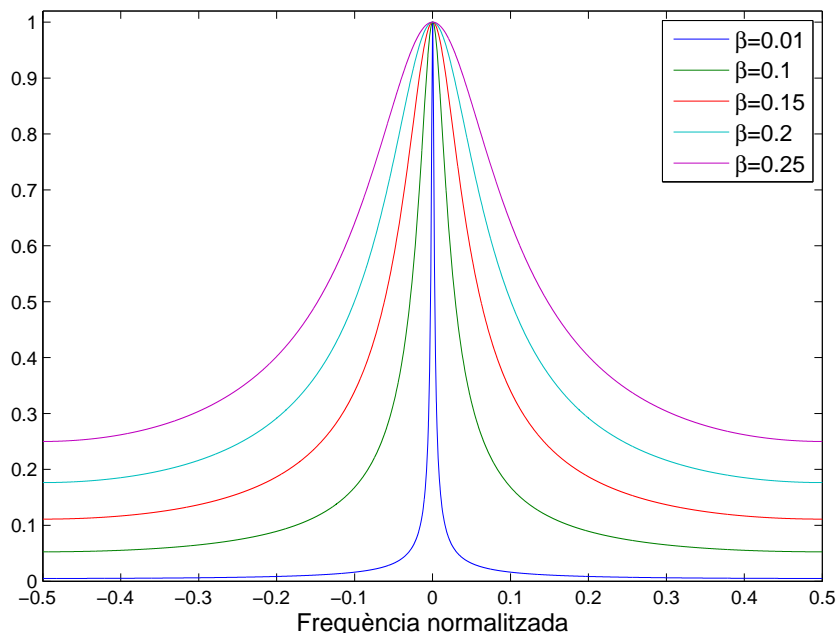
$$H(e^{j\Omega}) = \frac{H^i(e^{j\Omega})}{H_{inst}^i(e^{j\Omega})} = \frac{\beta}{1 - (1 - \beta)e^{-j\Omega}} \quad (5.6)$$

Si representem gràficament la TFSD d'aquesta funció de transferència (veure figura 5.19) s'observa que el filtre pot ésser molt selectiu, depenent sempre de la freqüència de mostreig en la simulació i del valor de β .

El valor de β , però, s'ha demostrat que és un paràmetre clau per a la correcta adquisició del sistema. S'ha realitzat, doncs un estudi exhaustiu dels valors de $\beta \in [0, 1]$ possibles, per a veure quin d'ells millora les prestacions del sistema en l'entorn de treball ionosfèric que cal resoldre. Es tracta de la cinquena millora sobre l'estructura multiresolutiva en la seva primera proposta 4.2.2.

5.6.2 Optimització del paràmetre β per a l'entorn de treball

Tal i com ja s'ha comentat a l'apartat 5.6 escollir el paràmetre β correctament serà clau per a la bona convergència de l'estructura multiresolutiva. Es busca que l'*exponential smoothing* sigui el màxim de ràpid en l'adquisició, però que tingui poques pèrdues d'adquisició, és a

Respostes en freqüència de filtres exponential smoothing amb diferents valors de β Figura 5.19: Funció de transferència del filtre *exponential smoothing*

dir, que ajudi a mantenir l'adquisició. Que mantingui estabilitat i robustesa en l'adquisició quan es produeixen, per exemple, esvaïments significatius de senyal. El paràmetre β afecta tant als filtres adaptatius d'adquisició com al filtre adaptatiu de *tracking*, i s'ha convergit el seu valor amb tots els filtres necessaris.

A priori, es podria realitzar proves del valor de β a partir de l'eixamplament Doppler o el temps de coherència del canal, però hauríem de reconèixer que potser això limitaria d'entrada un determinat marge de valors de β amb possibilitat d'obtenir resultats. És per això que per tal de fer una aproximació realista al canal ionosfèric, s'han realitzat les proves d'escombrat en els quatre escenaris simulats detallats en l'apartat 2.5.2. Els paquets de dades que s'usen en aquestes proves seran de la mateixa mida que els de les proves de μ que s'han realitzat en l'apartat 5.5.1.

Mesures de qualitat a realitzar

En aquesta bateria de proves s'han realitzat diverses mesures per tal de poder discriminar la bondat dels resultats. Es realitzen les mateixes mesures ja comentades a l'apartat 4.6.1, i a continuació s'adjunten els resultats més rellevants per tal de prendre decisions. La resta de resultats es poden trobar annexats a l'apèndix C, per a completar totes les dades de les

que es disposa per a ajustar l'estructura.

Cal recordar que les mesures realitzades incorporen el % de temps que es troba correctament adquirit, el % de temps de *tracking* que convergeix correctament, el temps que triga a adquirir-se, el temps que roman adquirit sense perdre l'adquisició i el nombre de vegades que s'adquireix en la duració d'un paquet de dades. Totes aquestes proves han estat realitzades per un escombrat logarítmic de valors de β (des de 10^{-6} fins a 1), i un marge de valors de SNR variant des de 0dB fins a -37dB, mesurats a nivell de xip (SNR_c). El paràmetre μ de convergència (del que s'ha treballat la convergència en l'apartat 5.5.1) està fixat a 10^{-3} per tal que no interfereixi en els resultats.

S'han enviat un total de cinc paquets de dades de cada una de les proves, i els resultats que es mostren a continuació són els amitjanats d'aquestes proves.

Resultats per paquets de 100 símbols i per a paquets de 600

A continuació es detallen els resultats de les proves realitzades per una longitud del paquet de dades de 100 símbols i de 600 símbols. Es desgranen en funció de l'escenari de simulació usat en cada moment.

Escenari 0 En l'*escenari 0* els resultats diuen que l'encert en l'adquisició i el *tracking* depèn en gran manera del valor del paràmetre β , especialment si el valor de β és molt gran (on molt gran s'entén entre 0.1 i 1, tal i com s'observa a la figura 5.20). Aquests resultats es poden veure amb detall a la figura 5.20 pel que fa al tant per u de temps adquirit al lloc correcte, com en la figura 5.21, on es representa el tant per u del temps que el *tracking* està situant el punt correcte de sincronització.

Pel que fa als temps, a la figura 5.22 s'observa com els temps totals (amitjanats per tots els SNR possibles per a cada valor de β) comencen la seva millora a partir que els valors de β prenen valors més grans que 10^{-4} . Tan sols amb les dades observades fins ara, es conclou que ni els valors massa grans de β són bons per a la robustesa i l'estabilitat, ni els valors massa petits de β són bons per al temps d'adquisició. Si el valor de β és petit, per a qualsevol valor de SNR el temps total que triga en adquirir-se empitjora, puix que el sistema no és prou ràpid per concretar un punt d'adquisició o *tracking*.

La última de les figures, la figura 5.23, s'observa com el sistema és incapaç d'adquirir-se per dessota d'un determinat valor de SNR molt petita (al voltant de -30dB), i tampoc no són bons valors de β massa grans, entre $[0.1, 1]$; per contra, la major part de les proves realitzades amb SNR més grans i valors de β més petits, el sistema s'adquireix una sola

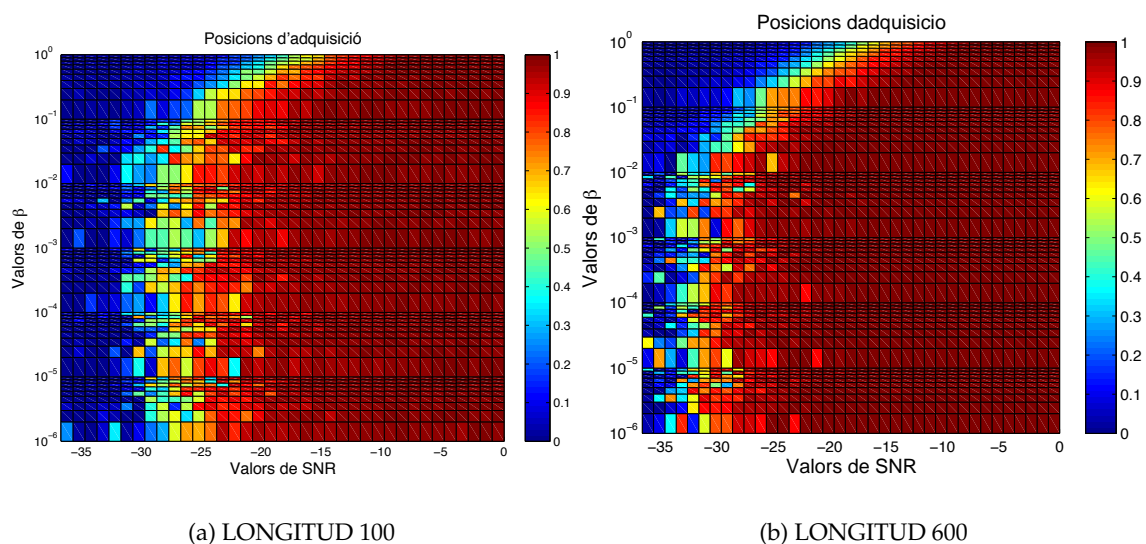


Figura 5.20: *Escenari 0* - Temps que el sistema es troba en la posició d'adquisició correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

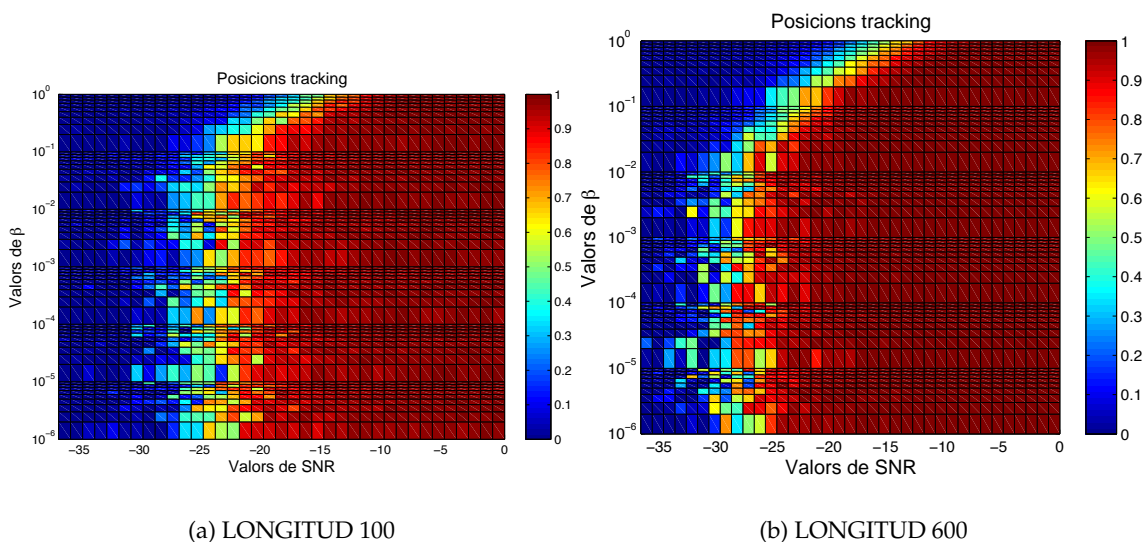


Figura 5.21: *Escenari 0* - Temps que el sistema es troba en la posició de *tracking* correcta (mesura sobre 1, que és el total del temps de simulació)

vegada; és un bon senyal d'estabilitat. La zona de bon funcionament és clara, i comprèn els valors de SNR alts i els valors de β més grans que 0.1. La corba de bon funcionament és clara, per valors de SNR alts i per valors de $\beta \geq 0.1$. Hi ha una zona intermitja, de SNR mitjanes i valors de β molt alts, que presenta una inestabilitat major (veure zona de color rosa en la figura), amb una gran quantitat d'adquisicions i readquisicions. Més a la seva dreta, per valors de SNR millors, la robustesa de l'adquisició és major, i més a l'esquerra, per SNR pitjors, l'encert en l'adquisició és menor per la SNR dolenta (en aquest cas, amb un elevat nombre d'adquisicions o fins i tot amb cap).

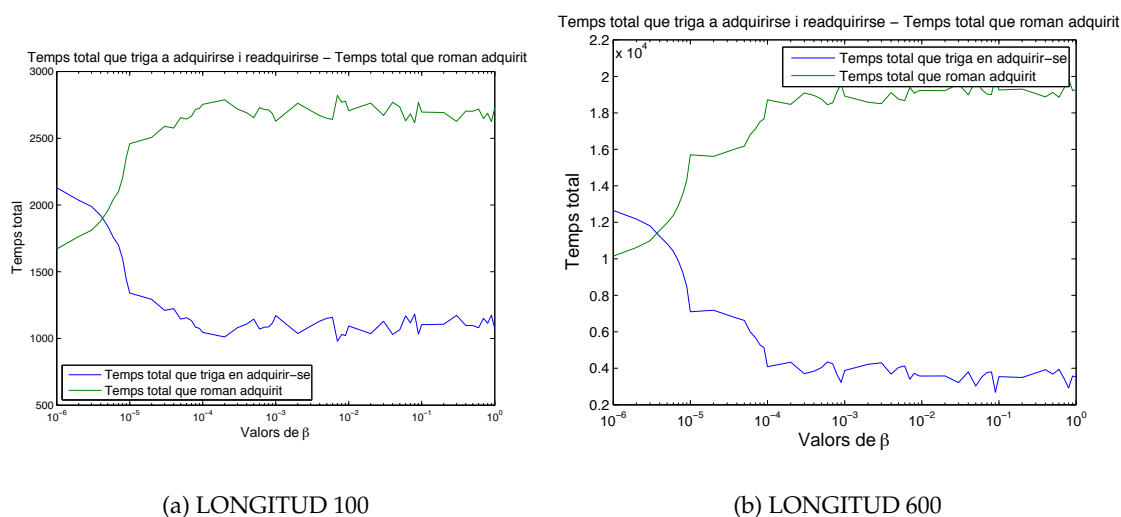
Escenari 1 Els resultats de l'*escenari 1* corroboren les dades comentades a l'*escenari 0*. Si es compara la figura 5.6 amb la figura 5.24 es comprova que la tendència és la mateixa, malgrat que el fet que l'*escenari 1* sigui multicamí empitjora els resultats, puix que només té en compte la posició del camí principal. El mateix succeeix amb la figura 5.25, que descriu el comportament del *tracking*. Segueix també el mateix patró.

Cal observar de les dues figures anteriors, la figura 5.24 i la figura 5.25 hi ha l'evidència que l'estabilitat de les adquisicions i dels *trackings* no és tant gran; sovint es troben enmig de dades que han convergit correctament, altres que el màxim del camí principal no han estat trobats en el lloc correcte. El *tracking* té un funcionament pitjor; és raonable, puix que s'activa a partir de quan la convergència de l'adquisició ja s'ha donat.

A la figura 5.26 s'observa que els temps d'adquisició i els temps que es roman adquirit empitjoren al respecte de l'*escenari 0*. Malgrat tot, el punt on comença a millorar la resposta temporal és el mateix que l'*escenari 0*, a partir de $\mu \geq 10^{-4}$. Finalment, comparant la figura 5.27 s'observa que la línia divisòria entre la zona que s'adquireix i la zona que és inestable a nivell d'adquisició es desplaça cap a la zona on la SNR és millor, respecte a la mateixa gràfica de l'*escenari 0*, i el comportament per valors de β alts és similar a l'observat a l'*escenari 0*. Clarament s'observa que la zona de bon funcionament en aquest cas és pitjor, a l'haver-hi més readquisicions que per l'*escenari 0*.

Escenari 2 A l'*escenari 2* es corrobora la informació que s'ha anat obtenint dels dos escenaris anteriors. Les gràfiques corresponents a temps d'adquisició, a temps total d'adquisició i al nombre de vegades que s'adquireix són molt similars. Es tracta d'un altre escenari multicamí, com l'*escenari 1*, i no hi ha gaire diferències en quant a resultats.

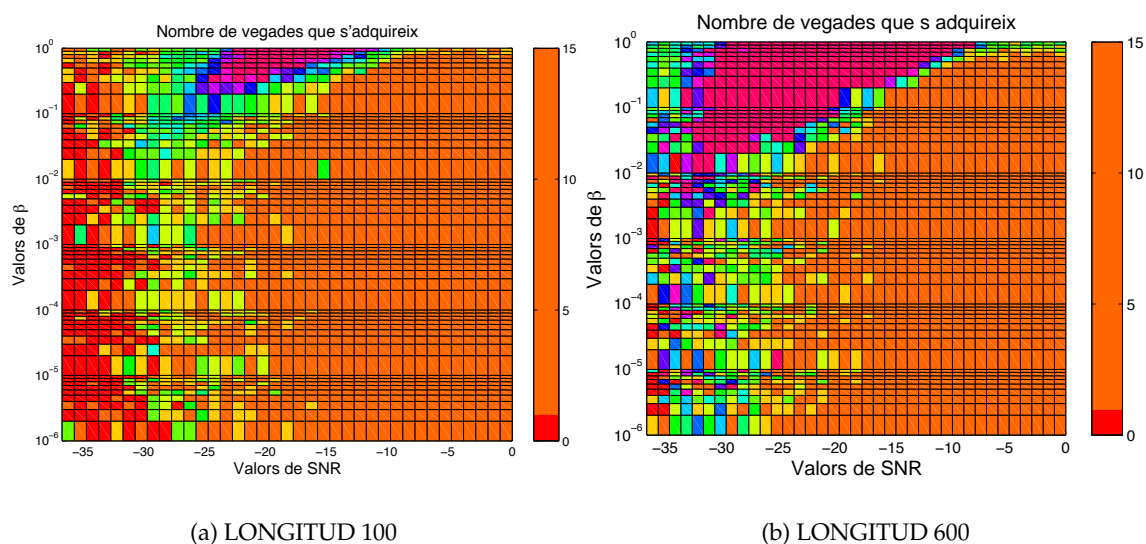
De l'*escenari 2* se n'adjunten l'estadística dels valors de *tracking*, a la figura 5.28, que té una resposta similar a les anteriors. La zona de SNR alta i que a més, correspon als valors màxims de β presenta una inestabilitat que ja s'apuntava als escenaris anteriors. És a causa



(a) LONGITUD 100

(b) LONGITUD 600

Figura 5.22: *Escenari 0* - Temps total que el sistema dedica a adquirir-se o que roman adquirit (sobre el màxim de temps simulat)



(a) LONGITUD 100

(b) LONGITUD 600

Figura 5.23: *Escenari 0* - Nombre de vegades que s'adquireix en un temps de simulació