

Capítol 5

Transmissió de dades usant tècniques d'espectre eixamplat

5.1 Introducció

5.1.1 Marc del treball

Com ja s'ha introduït anteriorment el treball que a continuació es descriu s'emmarca dins el projecte REN2003-08376-C02-01 finançat per l'estat espanyol i desenvolupat de forma conjunta pel GRECO (Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions), que forma part de l'Escola d'Enginyeria i Arquitectura La Salle (Barcelona), i l'Observatori de l'Ebre (Roquetes), ambdues institucions pertanyents a la Universitat Ramon Llull. En aquest context, en el capítol 4 s'han cobert els objectius referents al sondeig i caracterització de canal, mentre que en aquest capítol es justifica, analitza i verifica experimentalment una part d'un nivell físic per a la transmissió de dades per l'enllaç entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre.

Concretament, el segon objectiu del projecte REN2003-08376-C02-01 proposa el "Disseny d'un nivell físic adequat per a la transmissió de dades unidireccionals en aquest enllaç", que permetria disposar d'una comunicació de *backup*, alternativa al satèl·lit: (i) Que no depèn de tercers; (ii) Amb un cost d'exploració gratuït.

La primera aplicació d'aquest enllaç serà la transmissió de les dades que genera el sensor geomagnètic instal·lat pels científics de l'Observatori de l'Ebre a la Base Antàrtica. Futures aplicacions inclouen l'enviament d'informació d'altra naturalesa (correu electrònic, descàrrega de fitxers, etc.). A més, els resultats d'aquest treball són extrapolables a altres enllaços de característiques similars (i.e. accés a llocs remots amb potència i/o infraestructura de radiació simple).

5.1.2 Objectius

Requeriments

Els requeriments mínims que s'estableixen pel que fa a les dades del sensor geomagnètic a transmetre des de la BAE fins a Roquetes són: (i) Tenint en compte que en una fase inicial el sistema ionosfèric funcionaria en paral·lel al sistema via satèl·lit, el flux de dades

suportat hauria de ser de 7560 bits per hora quan s'usa GOES o 5120 bits per hora quan s'usa Meteosat. Aquestes dades les subministra el sensor en paquets cada 12 minuts i un ordinador les formata; (ii) Retard màxim d'enviament de les dades de l'ordre de 24 hores.

Limitacions

Les especials condicions que es donen a la Base Antàrtica Espanyola imposen limitacions addicionals sobre el sistema de transmissió de dades. En destaquen les següents: (i) La potència en transmissió ha de ser mínima; (ii) La normativa medi-ambiental aplicable a la zona desaconsella la instal·lació de grans estructures (sobretot si requereixen cimentació), que serien necessàries per instal·lar determinats tipus d'antenes.

Pel que fa a la potència emesa, cal remarcar que la Base està habitada només durant l'estiu austral (aproximadament des de novembre a febrer). Durant aquest període, a la pràctica no hi ha limitació pel que fa al consum energètic màxim. Ara bé, el sistema està pensat per tal de seguir en funcionament durant l'hivern, durant el qual l'energia s'obté únicament procedent de bateries, generadors eòlics i solars. És en aquest cas, sobretot, quan el consum energètic s'ha de reduir al mínim.

5.1.3 Plantejament del treball

En aquest apartat es justifica la necessitat d'una nova proposta de sistema de comunicació de dades adaptat als requeriments del projecte i es presenten les idees principals en què es basa aquesta proposta. A tal efecte, en primer lloc es revisen els mecanismes que existeixen a nivell mundial i estatal pel que fa a la regulació de l'ocupació de l'espectre radioelèctric. Seguidament es repassen les característiques dels estàndards vigents de comunicació de dades per HF i es discuteix la no-adequació d'aquests als requeriments del treball.

La ITU (*International Communication Union*) és l'organisme responsable a nivell mundial de regular l'ús de l'espectre radioelèctric. Des del punt de vista de l'atribució de freqüències, s'ha dividit el món en tres regions. A grans trets, la regió 1 comprèn Europa i Àfrica, Àsia i Oceania constitueixen la regió 2 i Amèrica forma la regió 3.

A cada regió la ITU recomana l'atribució de cada banda freqüencial a un o diversos serveis. Alguns exemples de serveis són *fix*, *mòbil marítim*, *mòbil aeronàutic*, *radiodifusió*, etc. Quan diversos serveis són atribuïts a una mateixa banda freqüencial d'una regió, aquests es classifiquen en dues categories: primaris o secundaris. Els serveis catalogats com a secundaris: (i) No poden causar interferència sobre els primaris; (ii) No poden reclamar protecció contra interferències produïdes pels primaris; (iii) Poden reclamar protecció contra interferències causades per altres secundaris atribuïts amb posterioritat.

A més, a cada país existeix un organisme que matisa, dins el seu territori, les recomanacions de la ITU. A Espanya, aquest organisme depèn de la *Secretaría de estado de telecomunicaciones y para la sociedad de la información* (que emet el CNAF¹), a Estats Units de la NTIA (*National telecommunications and information administration*), etc.

A tall d'exemple, la banda freqüencial 4750 KHz - 4850 KHz té les atribucions següents:

- La ITU recomana per: (i) Regió 1: *fix*, *mòbil aeronàutic*, *mòbil terrestre* i *radiodifusió* (tots primaris); (ii) Regió 2: *fix*, *mòbil* i *radiodifusió* (primaris) i *mòbil aeronàutic* (secundari); (iii) Regió 3: *fix* i *radiodifusió* (primaris) i *mòbil terrestre* (secundari).

¹Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias

- A Espanya, el CNAF confirma exactament les recomanacions de la ITU per la regió 1.
- A Estats Units, la NTIA limita l'ús de l'espectre en aquesta banda a només *fix* i *mòbil* (primaris) i *mòbil aeronàutic* (secundari) però no permet *broadcast*.

A Espanya, per tal de poder operar en una determinada banda cal sol·licitar la corresponent autorització, que haurà d'estar d'acord amb el CNAF. En cas de fer un ús de l'espectre no previst al CNAF, existeix la possibilitat d'obtenir una autorització de caràcter temporal o experimental ².

En el cas que ens ocupa, donat que es tracta d'un enllaç internacional que abraça, a més, dues regions de la ITU, la sol·licitud de l'autorització per aquest tipus de comunicacions s'hauria de cursar en diferent països.

Tenint en compte aquestes consideracions, alternativament es proposa un sistema de transmissió que seguiria les directrius següents:

- No ha de causar interferència perjudicial a les estacions de qualsevol altre servei (primari, secundari o amb autorització temporal o experimental).
- No pot reclamar protecció contra interferències causades per altres serveis.

Per tal de complir aquests requeriments, es planteja un sistema amb les característiques següents:

- Potència de transmissió reduïda (d'acord, a més, amb les limitacions del projecte).
- Densitat espectral de potència baixa.
- Robustesa a la interferència.
- Comunicacions de curta durada (pocs segons).
- Comunicacions esporàdiques.

A més, donades les mesures del canal ionosfèric descrites al capítol 4, es requereixen les prestacions addicionals següents:

- Robustesa enfront el soroll (possibilitat de treballar amb relacions senyal a soroll negatives).
- Robustesa al multicamí i al *Doppler*.

A continuació es revisen breument els estàndards de comunicació per HF i es justifica la seva no-adequació als propòsits d'aquest treball.

²ORDEN ITC/1998/2005, <http://www.mityc.es/Telecomunicaciones/Secciones/Espectro/cnaf/>

Estàndards de comunicació d'HF

Amb la proliferació dels mòdems en l'àmbit de l'HF la interoperabilitat entre equips de diferents fabricants esdevingué un problema [9]. Sorgí llavors la necessitat d'estandaritzar els protocols de comunicació. A nivell mundial hi ha tres organismes que proposen estàndards en aquest sentit:

- El Departament de Defensa del Estats Units emet els MIL-STD (*Military Standard*).
- El ITS (*Institute for Telecommunications Science*), que depèn de la NTIA. (*National Telecommunications and Information Administration*), que depèn a la vegada del Departament de Comerç dels Estats Units, redacta els FED-STD (*Federal Standard*).
- L'OTAN proposa els STANAG (*Standardization Agreement*).

Les recomanacions emeses en aquests estàndards es poden classificar en les categories següents:

- Nivell físic. Solen especificar paràmetres referents a la modulació, codificació de canal, seqüències d'entrenament, formats de trama, etc. Cada estàndard acostuma a incloure diferents modes de funcionament que responen a un diferent compromís entre velocitat assolible i robustesa.
- Nivell d'enllaç. Distingirem dos grups de recomanacions:

- Mecanismes per assegurar una transmissió d'informació lliure d'errors, usant protocols ARQ (per exemple, STANAG 5066 [8]).
- Protocols d'establiment automàtic d'enllaç (ALE). Els protocols ALE (*Automatic Link Establishment*) s'utilitzen en enllaços ionosfèrics per tal d'establir una comunicació de forma automàtica en base a informació referent a la qualitat esperada de l'enllaç (LQA, de l'anglès *Link Quality Analysis*).

Els primers protocols ALE (també anomenats *Adaptive HF systems*) sorgiren a principis de la dècada dels 80 per iniciativa de fabricants d'equips d'HF [1] (per exemple, RF-7110 de Harris) per tractar d'automatitzar l'establiment d'enllaços. Tot i que els resultats foren molt prometedors, la manca d'interoperabilitat i flexibilitat motivà l'aparició del primer estàndard en aquest sentit el 1988: el MIL-STD-188-141A [15] emès pel Departament de Defensa dels Estats Units.

- Nivell d'aplicació. Tot i que els protocols d'aplicació solen ser els mateixos que per altres sistemes, de vegades s'inclouen adaptacions específiques per HF. Per exemple, STANAG 5066 especifica a l'annex F un protocol de correu electrònic (HMTP: *HF Mail Transfer Protocol*) basat en SMTP. En altres casos, però, els requeriments associats a serveis pròpiament militars requereixen protocols específics, com ara el MMHS *Military Message Handling System* estandaritzat a l'STANAG 4406 [7].

Sovint els estàndards abracen més d'una categoria de les ara esmentades. S'observa, per exemple, que STANAG 5066 especifica una recomanació per nivell d'enllaç (ARQ) i una aportació d'aplicació (HMTP). Igualment, STANAG 4538 inclou aspectes de nivell físic, ALE i ARQ.

Actualment els protocols d'HF se solen classificar en tres generacions. La primera generació sol fer referència a sistemes propietaris, la segona generació inclou els primers estàndards

emesos per les organitzacions abans esmentades (STANAG 5066, MIL-STD-188-110A, FED-STD-1052, etc.) i la tercera generació correspon a les darreres contribucions que permeten majors velocitats de dades i/o protocols ALE avançats (STANAG 4538, MIL-STD-188-110B, MIL-STD-188-141B, etc.).

A continuació es discuteixen breument algunes característiques dels estàndards de nivell físic emesos pel Departament de Defensa dels Estats Units, concretament el MIL-STD-188-110A/B.

MIL-STD-188-110A/B

L'estàndard MIL-STD-188-110A [14] i la posterior ampliació MIL-STD-188-110B [16] defineix un conjunt de configuracions (algunes obligatòries i altres recomanades) per tal d'assegurar la interoperabilitat entre equips. La definició inclou, en general, informació sobre capçaleres, sincronització, modulació, codificació, *interleaver*, etc. A continuació es revisen aquestes configuracions.

La recomanació *HF data modems* (MIL-STD-118-110A) proposa un sistema basat en una única portadora sobre un canal de 3 KHz d'ample de banda. La modulació és de fase (fins a 8-PSK), la codificació FEC, suporta *frequency hopping*, etc. Ofereix des de 75 bps fins a 2400 bps (amb codificació) o 4800 bps (sense codificar). El mode de 75 bps requereix 2 dB de SNR (sobre 3 KHz) per un BER de l'ordre de 10^{-5} . A l'apèndix A del citat estàndard es defineix el *16-tone DPSK mode*. Està basat en l'ús de multipotadora (16 freqüències) sobre un canal de 3 KHz, usant BPSK o QPSK, amb modes de funcionament que ofereixen entre 75 bps i 2400 bps. A l'apèndix B es proposa un altre mode multipotadora, el *39-tone parallel mode*. És de característiques similars a l'anterior, però amb 39 portadores. El mode més robust (75 bps) requereix una SNR de 0 dB (sobre 3 KHz) per oferir una BER de $4.4 \cdot 10^{-4}$.

L'estàndard MIL-STD-188-110B afegeix dos modes addicionals, definits als apèndixs C i F. Concretament a l'apèndix C apareix la recomanació *HF data modem waveforms for data rates above 2400 bps*. Proposa configuracions basades en una única portadora sobre un canal de 3 KHz, utilitzant modulacions QAM (fins a 64-QAM) i oferint fins a 9600 bps (amb codificació) i 12800 (sense codificació). Per altra banda, el mode *HF data modems for multiple channel systems* estén les possibilitats definides a l'apèndix C per a l'ús en diversos canals.

En relació amb les característiques de la comunicació desitjables en aquest treball, s'observa que:

- Els modes de funcionament estandaritzats estan pensats, com no podia ser d'altra forma, per l'aplicació a serveis primaris o secundaris. En conseqüència:
 - La canalització utilitzada és l'estàndard (3 KHz o múltiples). No es contempla la reducció de la interferència causada sobre altres sistemes considerant, per exemple, l'ús d'amplis de banda majors per reduir la densitat espectral de potència emesa.
 - No es consideren modes de funcionament basats en la transmissió de ràfegues esporàdiques de curta durada per tal de reduir la interferència sobre altres usuaris.
 - Existeixen tècniques *anti-jamming* (veure MIL-STD-188-148) d'aplicació addicional a l'estàndard de comunicació que correspongui, però les modulacions proposades no són intrínsecament robustes a la interferència.

- Les configuracions més robustes requereixen una SNR mínima de 0 dB en 3 KHz (*39-tone parallel mode*), poc freqüent en aquest enllaç (en les condicions especificades de potència transmesa i antenes) tal i com es mostra a l'apartat 4.10.3.

Es conclou que les configuracions proposades pels estàndards no reuneixen les característiques desitjables pel tipus de comunicació que es requereix en aquest treball i, en conseqüència, una nova proposta seria d'aplicació. En aquest treball s'estudien diverses alternatives basades en l'ús de d'espectre eixamplat per seqüència directa (DSSS).

5.1.4 Organització del capítol

El capítol s'organitza de la forma següent. A l'apartat 5.2 s'introdueixen algunes característiques de DSSS que justifiquen la seva adequació a la situació que ens ocupa. S'estudien des d'un punt de vista analític i de simulació diverses variants de DSSS que permeten adaptar l'eficiència espectral a les característiques del canal.

Seguidament a 5.3 es mostren els resultats del treball derivats de les proves realitzades en el canal sota consideració, i finalment a 5.4 es resumeixen les conclusions de l'estudi.

5.2 Característiques i aplicació de DSSS

L'espectre eixamplat és [11] “un tipus de transmissió en què el senyal ocupa un ample de banda major al mínim necessari per enviar la informació; l'eixamplament de banda s'aconsegueix mitjançant un codi independent de les dades, i una recepció sincronitzada amb el codi en el receptor s'usa per deseixamplar i recuperar les dades”.

L'espectre eixamplat es va començar a desenvolupar sobretot en l'àmbit militar a partir de la meitat del segle XX, i ha continuat en el primer pla de la recerca fins a l'actualitat, en què és peça clau dels sistemes de telefonia mòbil cel·lular i en els de curt abast en bandes lliures. En l'àmbit de les comunicacions d'HF, des de sempre l'aplicació de noves tècniques ha estat lenta i tardana, degut en part a una sensació generalitzada de què les comunicacions robustes i fiables no eren factibles en aquesta banda freqüencial, i les millores que se'n derivarien serien poc rellevants. Així i tot, s'ha suggerit diverses vegades l'adequació de la tècnica d'espectre eixamplat a les característiques del canal de comunicacions a la banda baixa de freqüències (LF, MF i, per extensió, HF) (veure, per exemple, [4]), argumentant principalment la capacitat intrínseca dels sistemes SS (*spread spectrum*) per lluitar contra el multicamí i la interferència (característiques molt marcades del canal ionosfèric).

Existeixen tres tipus de sistemes d'espectre eixamplat [10]: els de seqüència directa (DSSS), els de salt de freqüència (FHSS) i els híbrids.

Els sistemes DSSS (*direct sequence spread spectrum*) aconseguixen eixamplar l'espectre modulador per segona vegada la informació mitjançant una seqüència o codi d'eixamplament. Consideri's el model següent:

$$s_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i c(t - iT_s), \quad c(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l p(t - lT_c) \quad (5.1)$$

on d_i denota el símbol i , de durada T_s , d'un senyal d'informació modulador:

$$\bar{d} = \{d_0, d_1, \dots, d_{N_s-1}\} \quad (5.2)$$

i c_l són els xips ³, de durada T_c , d'una seqüència d'eixamplament de longitud L :

$$\bar{c} = \{c_0, c_1, \dots, c_{L-1}\} \quad (5.3)$$

i $p(t)$ és el pols de senyalització tal que:

$$p(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T_c) \\ 0, & \text{altrament} \end{cases} \quad (5.4)$$

A més, es compleix que $LT_c = T_s$ i, per tant, si el senyal sense eixamplar format pels símbols d_i ocupa un ample de banda de l'ordre de $\frac{1}{T_s}$, el senyal eixamplat $s_{ss}(t)$ ocuparà de l'ordre de $\frac{1}{T_c} = L\frac{1}{T_s}$.

La seqüència \bar{c} se sol escollir amb determinades propietats de correlació per tal de facilitar la sincronització i el deseixamplament en el receptor.

Els sistemes FHSS (*frequency hopping spread spectrum*) es basen en la modificació periòdica de la freqüència portadora d'un senyal d'informació modulada, en funció dels valors que adopta una seqüència o codi d'eixamplament. El senyal així generat ocupa successivament diferents *slots* freqüencials, però instantàniament només un. Per tant, l'ocupació espectral observada durant un interval de temps llarg reflecteix l'eixamplament del mètode FHSS (instantàniament és de banda estreta, però en mitjana és de banda ampla).

Existeixen diferents tipus de FHSS, per exemple segons si el salt de freqüència és més ràpid (*fast FHSS*) o més lent (*slow FHSS*) que la velocitat de símbol.

Finalment, el tercer tipus de sistemes d'espectre eixamplat són els híbrids DS/FHSS. Hi ha diferents maneres de combinar ambdós sistemes. Potser la més simple és basa en aplicar el salt de freqüència de la tècnica FHSS sobre un senyal prèviament modulada usant DSSS. Per a més informació sobre els sistemes FHSS i híbrids, es recomana consultar la bibliografia [10].

Alguns dels principals avantatges dels sistemes basats en espectre eixamplat són: (i) Robustesa al *jammimg* i a la interferència; (ii) La baixa probabilitat de detecció, transmissió amb baixa densitat espectral de potència; (iii) Privacitat; (iv) Possibilitat d'usar accés múltiple per divisió en codi (CDMA); (v) Robustesa al multicamí i diversitat temporal (o *multipath*). Per altra banda, els inconvenients més importants de la tècnica són: (i) Ineficiència en l'ús de l'ample de banda; (ii) Complexitat de la implementació (sobretot en recepció).

A continuació es desenvolupen els punts més rellevants a l'hora de justificar la tria de l'espectre eixamplat per seqüència directa com a tècnica base pel disseny del sistema de transmissió de dades per l'enllaç ionosfèric de molt llarga distància entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre.

5.2.1 Robustesa contra la interferència

La comunicació per rebot ionosfèric té abast mundial. En conseqüència, qualsevol sistema assignat en una determinada zona potencialment pot interferir sobre un altre que opera a

³Els bits de la seqüència d'eixamplament s'anomenen xips

molta distància, a la mateixa freqüència. A més, el sistema de transmissió plantejat en aquest treball comporta intrínsecament un funcionament sotmès a interferències dels serveis primaris i/o secundaris que tenen assignada aquella banda de freqüències. Per aquests motius, és convenient preveure la interferència co-canal des de bon principi. A continuació es revisen les propietats de l'espectre eixamplat per seqüència directa pel que fa a la seva robustesa enfront la interferència.

Sigui un sistema basat en DSSS que transmet R_b bits per segon usant un ample de banda B_{ss} ($B_{ss} \gg R_b$) en presència únicament de soroll blanc additiu gaussià $z(t)$ de densitat espectral de potència N_o (watts/Hz). En recepció:

$$r_{ss}(t) = s_{ss}(t) + z(t) \quad (5.5)$$

Llavors [11],

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{z(t)} = \frac{P}{P_n} \frac{B_{ss}}{R_b} \quad (5.6)$$

on $P_n = N_o B_{ss}$ és la potència del soroll dins de l'ample de banda de transmissió i $P = E_b R_b$ és la potència del senyal.

Suposem a continuació una interferència $i(t)$ de potència total P_i . Llavors,

$$r_{ss}(t) = s_{ss}(t) + i(t) + z(t) \quad (5.7)$$

Quan la interferència és de banda ampla es pot considerar que:

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{z(t),i(t)} = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{z(t)} \frac{P_n}{P_n + P_i} = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{z(t)} \frac{N_o}{N_o + \frac{P_i}{B_{ss}}} \quad (5.8)$$

En conseqüència, es poden reduir els efectes de la interferència augmentant B_{ss} . En altres termes, com que $B_{ss} = L \cdot R_b$, incrementant l'eixamplament es redueix la degradació deguda als senyals interferents.

A continuació reescriu l'equació (5.8) en absència de soroll:

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i(t)} = \frac{P}{P_i} \frac{B_{ss}}{R_b} \quad (5.9)$$

El quocient $\frac{B_{ss}}{R_b}$ rep el nom de guany de procés G_p , i és una mesura de la robustesa d'un sistema d'espectre eixamplat enfront la interferència. En els sistemes DSSS el guany de procés coincideix amb la longitud de la seqüència L .

Fem notar que, tot i que l'equació (5.9) s'assembla molt a (5.6), les conclusions que se'n deriven són oposades. Efectivament, a (5.6), quan B_{ss} augmenta $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$ no varia ja que $P_n = N_o B_{ss}$ augmenta en la mateixa proporció. En canvi, a (5.9) un increment de B_{ss} comporta una millora de $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$ en la mateixa proporció, ja que P_i no varia. És a dir, l'ús de l'espectre eixamplat no aporta cap millora en relació amb el soroll, però sí pel que fa a la interferència.

Anàlisis específiques per diferents tipus d'interferència es poden consultar a la literatura. Vegeu, per exemple, [13] quan la interferència és un to i [5] per múltiples tons interferents (tots dos en sistemes DSSS). Treballs anàlegs es poden trobar aplicats a FHSS.

5.2.2 Robustesa al multicamí

D'acord amb les mesures exposades al capítol 4, el canal ionosfèric que s'estableix entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre mostra un *composite multipath spread* que varia, segons l'hora, la freqüència, etc., aproximadament entre 0.5 ms i 2.5 ms. Per tant l'ample de banda de coherència, que es pot considerar de l'ordre de l'invers del màxim *multipath spread*, pot ésser inferior a 400 Hz. Quan l'ample de banda de la transmissió sigui major a l'ample de banda de coherència, el paper del *multipath* serà significatiu. Seguidament es descriuen les propietats de l'espectre eixamplat per seqüència directa enfront el multicamí.

Sigui un sistema basat en DSSS que usa un ample de banda B_{ss} en un canal amb ample de banda de coherència $W_c \sim \frac{1}{\tau_{max}} \ll B_{ss}$. Llavors, es pot demostrar que [12]:

$$r_{ss}(t) = \sum_{n=1}^N h\left(\frac{n}{B_{ss}}, t\right) s_{ss}\left(t - \frac{n}{B_{ss}}\right) + z(t) \quad (5.10)$$

on $h\left(\frac{n}{B_{ss}}, t\right)$ denota l'equivalent pas baix de la resposta impulsional del canal variant en el temps, $s_{ss}(t)$ correspon al senyal eixamplat en banda base definit a (5.1), $N = \tau_{max} B_{ss}$ és el nombre de *taps* diferents de zero del canal (donat que el senyal $s_{ss}(t)$ té un ample de banda limitat a B_{ss}) i $z(t)$ és un soroll blanc additiu gaussià. Per tant, el senyal en recepció està format per diferents rèpliques retardades del senyal enviat.

Si el temps de símbol $T_s \gg \tau_{max}$ es pot menysprear la interferència intersimbòlica deguda al *multipath*. A més, si $T_s \ll \frac{1}{v_{max}}$ (on v_{max} denota el màxim *Doppler spread*) el canal es pràcticament invariant durant un temps de símbol. En aquestes condicions podem reescriure (5.10):

$$r_{ss}^{(k)}(t) = \sum_{n=1}^N h\left(\frac{n}{B_{ss}}\right) s_{ss}^{(k)}\left(t - \frac{n}{B_{ss}}\right) + z(t) \quad (5.11)$$

on $^{(k)}$ denota que s'ha considerat únicament la contribució deguda al símbol k . Substituint (5.1) a (5.11) s'obté:

$$r_{ss}^{(k)}(t) = \sum_{n=1}^N h\left(\frac{n}{B_{ss}}\right) d_k c\left(t - \frac{n}{B_{ss}}\right) + z(t) = d_k \sum_{n=1}^N h\left(\frac{n}{B_{ss}}\right) c\left(t - \frac{n}{B_{ss}}\right) + z(t) \quad (5.12)$$

A continuació apliquem en el receptor un banc de N correladors (retardats el temps de xip) amb la seqüència eixampladora \bar{c} . La sortida de cada correlador U_m serà:

$$U_m = \int_0^{T_s} c(t) r_{ss}^{(k)}\left(t + \frac{m}{B_{ss}}\right) dt, \quad m \in [0, N - 1] \quad (5.13)$$

Substituint (5.12) a (5.13) s'obté:

$$U_m = \int_0^{T_s} c(t) \left(d_k \sum_{n=1}^N h\left(\frac{n}{B_{ss}}\right) c\left(t + \frac{m}{B_{ss}} - \frac{n}{B_{ss}}\right) + z(t) \right) dt, \quad m \in [0, N - 1] \quad (5.14)$$

Reordenant els termes:

$$U_m = d_k \sum_{n=1}^N h\left(\frac{n}{B_{ss}}\right) \int_0^{T_s} c(t)c\left(t+\frac{m}{B_{ss}}-\frac{n}{B_{ss}}\right)dt + \int_0^{T_s} c(t)z\left(t+\frac{m}{B_{ss}}\right)dt, \quad m \in [0, N-1] \quad (5.15)$$

Suposem que \bar{c} té autocorrelació circular gairebé nul·la per desplaçaments de xip no nuls:

$$\rho(m) = \sum_{l=1}^L c_l c_{l+m} \begin{cases} 1, & m = 0 \\ \rightarrow 0, & \text{altrament} \end{cases} \quad (5.16)$$

Llavors (5.15) esdevé:

$$U_m = d_k \sum_{n=1}^N h\left(\frac{n}{B_{ss}}\right) \rho(m-n) + \int_0^{T_s} c(t)z\left(t+\frac{m}{B_{ss}}\right)dt, \quad m \in [0, N-1] \quad (5.17)$$

Aplicant (5.16) segueix:

$$U_m = d_k h\left(\frac{m}{B_{ss}}\right) + \int_0^{T_s} c(t)z\left(t+\frac{m}{B_{ss}}\right)dt, \quad m \in [0, N-1] \quad (5.18)$$

Per tant, a la sortida de cada correlador s'obté el símbol enviat d_k multiplicat pel coeficient corresponent del canal $h\left(\frac{m}{B_{ss}}\right)$ més un terme de soroll. L'ús de DSSS permet, doncs, aprofitar les diferents rèpliques del senyal enviat combinant-les de forma avantatjosa. La forma més general de combinació lineal és:

$$\sum_{m=1}^N \alpha_m U_m \quad (5.19)$$

El criteri *maximal ratio combining* escull els coeficients α_m que maximitzen la SNR instantània [10], de forma que:

$$\alpha_m = K \frac{h\left(\frac{m}{B_{ss}}\right)^*}{N_m} \quad (5.20)$$

on K és una constant arbitrària i N_m és la variança del soroll expressat pel segon terme de l'equació (5.18). Per tal d'aplicar aquest mètode és necessari, doncs, conèixer els coeficients del canal. En cas de no disposar de l'estimació de canal, una altra alternativa consisteix en ponderar de la mateixa forma les sortides de tots els correladors (*equal-gain combining*) simplificant així el receptor a costa de pitjors prestacions.

5.2.3 Transmissió amb baixa densitat espectral de potència

Es requereix d'aquest treball que el sistema de transmissió plantejat causi mínima interferència sobre els serveis primaris i secundaris. A tal efecte, s'ha cregut convenient plantejar alternatives que minimitzin la densitat espectral de potència. A continuació es raona com DSSS permet transmetre amb una densitat de potència arbitràriament baixa, que s'aconsegueix a mesura que s'incrementa el guany de procés.

Suposem la transmissió d'un flux de dades \bar{d} usant un ample de banda B_d i una potència P . Llavors, la densitat espectral de potència mitjana serà, simplement:

$$D = \frac{P}{B_d} \left[\frac{W}{Hz} \right] \quad (5.21)$$

En les mateixes condicions de potència P considerem a continuació la transmissió del mateix flux d'informació utilitzant DSSS ($s_{ss}(t)$), usant una seqüència $c(t)$ de longitud L . Llavors l'ocupació espectral de $s_{ss}(t)$ serà, com a mínim, $L \cdot B_d$, i la densitat espectral de potència mitjana esdevindrà:

$$S_{ss} = \frac{P}{L \cdot B_d} \left[\frac{W}{Hz} \right] \quad (5.22)$$

Per tant, l'ús de DSSS comporta una reducció mitjana de la densitat espectral de potència en un factor igual al guany de procés $G_p = L$. Llavors l'ocupació espectral augmenta en la mateixa proporció, fet que, en la situació que ens ocupa, no és un inconvenient ja que no existeix cap limitació en aquest sentit.

5.2.4 Flexibilitat respecte a l'eficiència espectral

Reproduïm a continuació el model de senyal DSSS expressat per l'equació (5.1):

$$s_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \sum_{l=0}^{L-1} c_l p(t - iT_s - lT_c) \quad (5.23)$$

on $k = \log_2 K$ bits ($b_0^{(0)} \dots b_{k-1}^{(0)}$) s'envien modulats en d_i en un T_s (K és el nombre de símbols de la modulació en \bar{d} i k és el corresponent nombre de bits per símbol).

En recepció el detector òptim correlarà $s_{ss}(t)$ amb una rèplica de la seqüència d'eixamplament \bar{c} degudament sincronitzada. Després del correlador i en presència únicament de soroll blanc additiu gaussià, la SNR per símbol serà:

$$\left(\frac{E_s}{N_o} \right) = \frac{P/R_s}{P_n/B_{ss}} = SNR \cdot G_p \quad (5.24)$$

on E_s és l'energia de cada símbol, N_o és la densitat espectral de soroll, P és la potència del senyal, R_s és el *symbol rate*, P_n la potència del soroll, B_{ss} és l'ample de banda de transmissió, SNR és la relació senyal a soroll i G_p és el guany de procés associat a l'eixamplament.

Per tant, la SNR per símbol és la mateixa que la del sistema sense eixamplament, en què $G_p = 1$ però la SNR seria G_p vegades major degut a la reducció proporcional en l'ample de banda.

Per altra banda el cost computacional (que denotarem CC_{ss}) del demodulador és d'un correlador de L xips per cada símbol, que expressat en $[MAC/s]$ (MAC: *Multiply and Accumulate*) serà:

$$CC_{ss} = L \frac{R_b}{k} \quad (5.25)$$

on R_b és el *bit-rate*.

L'eficiència espectral (que denotarem per C_{ss}), definida com la relació entre el *bit-rate* i l'ample de banda usat per transmissió (B_{ss}) i expressada en bits/s/Hz, serà:

$$C_{ss} = \frac{R_b}{B_{ss}} = \frac{C_d}{G_p} \quad (5.26)$$

on C_d és l'eficiència espectral del sistema sense eixamplar i $G_p = L$ és el guany de procés derivat de l'eixamplament.

Per tant, l'eficiència espectral del sistema amb eixamplament és G_p vegades menor que la del sistema sense eixamplar.

Existeixen diverses alternatives per tal d'incrementar l'eficiència espectral sense decrementar el guany de procés (i, per tant, la robustesa a la interferència) a costa d'incrementar el cost computacional del receptor. A continuació se'n descriuen tres: *DSSS M-ary signaling*, *quadrature phase spreading* i multiusuari. Es presenta el model de senyal i un breu estudi de l'eficiència espectral, la probabilitat d'error i cost computacional del receptor.

DSSS M-ary signaling

Sigui un conjunt de M seqüències d'eixamplament $Q = \{\bar{c}^{(1)}, \bar{c}^{(2)}, \dots, \bar{c}^{(M)}\}$ que compleixen una determinada condició de correlació (normalment ortogonals o quasi ortogonals d'acord amb l'equació (5.16)). Suposem que en cada moment es transmet una seqüència v del conjunt ($v \in [1, M]$) en funció del valor de $m = \log_2(M)$ bits d'informació. Llavors,

$$s_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{(v)} p(t - iT_s - lT_c) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i c^{(v)}(t) \quad (5.27)$$

Aquesta tècnica rep el nom de *DSSS M-ary signaling* (veure, per exemple, [4] pel cas en què les seqüències són ortogonals).

En recepció, el demodulador òptim correlarà el senyal rebut amb una rèplica de cadascuna de les M seqüències possibles pertanyents al conjunt Q . Un detector no coherent prendrà una decisió respecte a la seqüència transmesa amb màxima probabilitat en base al càlcul de les M envolupants a la sortida de cada correlador. La probabilitat P_s de detectar una seqüència incorrecta en presència únicament de soroll blanc additiu guassian ve donada per [12]:

$$P_s = \sum_{p=1}^{M-1} (-1)^{p+1} \binom{M-1}{p} \frac{1}{p+1} e^{-\frac{p}{p+1} \frac{E_s}{N_o}} \quad (5.28)$$

on,

$$E_s = (m+k) E_b = (\log_2(M) + \log_2(K)) E_b \quad (5.29)$$

Substituint (5.29) a (5.28) s'obté:

$$P_s = \sum_{p=1}^{M-1} (-1)^{p+1} \binom{M-1}{p} \frac{1}{p+1} e^{-\frac{p}{p+1} (m+k) \frac{E_b}{N_o}} \quad (5.30)$$

La probabilitat P_1 de cometre un error en la demodulació dels bits codificats en la seqüència es pot calcular a partir de l'expressió següent [12]:

$$P_1 = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_s \quad (5.31)$$

Un cop detectada la seqüència es procedirà a la demodulació dels bits codificats en la modulació. Aquesta demodulació es duu a terme després de deseixamplar i, per tant, la SNR associada a aquest procés serà:

$$SNR' = SNR \cdot G_p \quad (5.32)$$

La SNR per bit corresponent dependrà del tipus de modulació i del nombre de bits per símbol. Analitzarem dos casos: la BPSK i la QPSK. Per la BPSK,

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)' = SNR' = SNR \cdot G_p = \left(\frac{E_b}{N_o}\right) \frac{m+k}{G_p} \cdot G_p = \left(\frac{E_b}{N_o}\right) (m+k) \quad (5.33)$$

Per la QPSK la SNR per bit serà la meitat de l'anterior.

Llavors, la probabilitat P_2 d'error en la demodulació dels bits codificats en \bar{d} serà:

$$P_2 = \frac{1}{2} P_s + (1 - P_s) Q \left(\sqrt{\frac{2}{k} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)'} \right) \quad (5.34)$$

Finalment, la probabilitat P_b d'error de bit considerant la contribució dels dos mecanismes serà:

$$P_b = \frac{m \cdot P_1 + k \cdot P_2}{m+k} \quad (5.35)$$

A la figura 5.1 es mostra el BER en funció de la SNR per bit, per diferents valors de M i en absència de modulació ($k = 0$). S'observa que a mesura que augmenta M la SNR per bit requerida per obtenir un determinat BER disminueix. Es pot demostrar que la mínima SNR per bit necessària per obtenir un BER arbitràriament petit quan $M \rightarrow \infty$ és de -1.6 dB.

A la figura 5.2 es mostra el BER en funció de la SNR per bit, per diferents valors de k i $M = 32$. S'observa que a major k menor és la SNR per bit requerida per assolir un determinat BER. Aquest fet, aparentment contradictori, pot ser explicat a partir dels dos arguments següents: (i) Per un determinat *bit - rate*, un valor major de k permet reduir l'ample de banda de transmissió (i, per tant, el soroll) i millorar la probabilitat d'encertar la seqüència transmesa (equació (5.34)); (ii) La probabilitat P_b d'error total (equació (5.35)) és una ponderació de P_1 i P_2 . El segon terme a P_2 (equació (5.34)) correspon a la probabilitat d'error en demodular els bits en \bar{d} quan la seqüència s'ha encertat. Llavors, si aquest terme és inferior tant al primer terme a la mateixa expressió (5.34) com a P_1 (equació (5.31)) llavors l'ús de la modulació no comportarà un degradació important en P_b . Per tant, cal que:

$$(1 - P_s) Q \left(\sqrt{2 \frac{m+k}{k} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)'} \right) \ll \frac{1}{2} P_s \quad (5.36)$$

on P_s ve donada per l'equació (5.28).

S'ha avaluat l'expressió anterior per valors de $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$. S'ha comprovat que la desigualtat es verifica amb escreix en tots els casos per $k = 1$. Per $k = 2$ també es verifica però menys clarament sobretot per valors reduïts de M (per $M = 2$ el terme a l'esquerra de

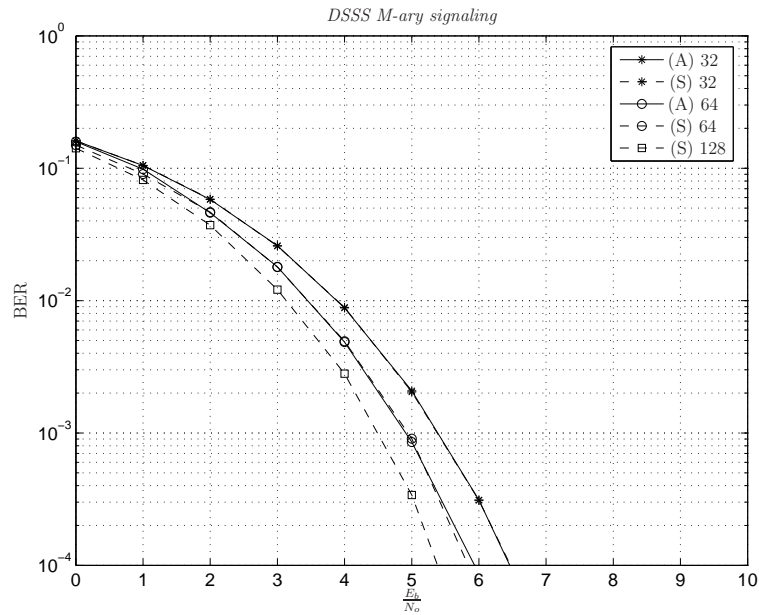


Figura 5.1: Probabilitat d'error en funció de la SNR per bit usant la tècnica *DSSS M-ary signaling* per diversos valors de M i $k = 0$. (A) indica que el resultat és analític, a partir de (5.35) mentre que (S) denota que el resultat s'ha obtingut mitjançant la implementació i simulació dels algorismes corresponents. En aquest cas s'usen $M = L + 1$ seqüències d'eixamplament tipus Gold de longitud L

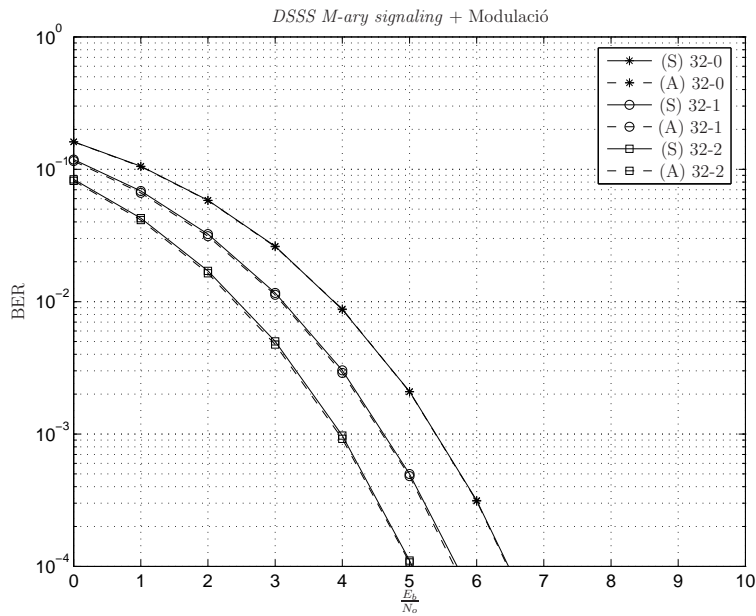


Figura 5.2: Probabilitat d'error en funció de la SNR per bit usant la tècnica *DSSS M -ary signaling* per diversos valors de k ($k = 0$: cap modulació, $k = 1$: BPSK, $k = 2$: QPSK) i $M = 32$. (A) indica que el resultat és analític, a partir de (5.35) mentre que (S) denota que el resultat s'ha obtingut mitjançant la implementació i simulació dels algorismes corresponents. En aquest cas s'usen $M = 32$ seqüències d'eixamplament tipus Gold de longitud 31

la desigualtat és la meitat del terme a la dreta, mentre que per $M = 64$ la mateixa relació és de l'ordre de 40).

El cost computacional del demodulador és de M correladors de L xips per símbol, per tant:

$$CC = M \cdot L \frac{R_b}{k + m} \quad (k \neq 0) = CC_{ss} \frac{M \cdot k}{k + m} = CC_{ss} \frac{M \cdot k}{k + \log_2 M} \quad (5.37)$$

Ara, però, en un temps de símbol T_s s'envien $k + m$ bits ($b_0^{(1)} \dots b_{k-1}^{(1)} b_0^{(1)} \dots b_{m-1}^{(1)}$), k corresponents a la modulació \bar{d} i m a la tria de la seqüència d'eixamplament.

Finalment, l'eficiència espectral esdevé:

$$C = \frac{k + m}{G_p} = C_{ss} + \frac{m}{G_p} = C_{ss} + \frac{\log_2 M}{G_p} \quad (5.38)$$

Per tant, com major sigui M , menor és el BER per una determinada SNR per bit, major és l'eficiència espectral i major el cost computacional del receptor. A la pràctica el valor màxim de M depèn de la longitud de la seqüència d'eixamplament. A més, a major nombre de bits per símbol de la modulació (a triar entre BPSK o QPSK) millor és el BER per una determinada SNR per bit i menor el cost computacional del receptor.

DSSS M-ary signaling + quadriphase chip spreading

Una altra alternativa consisteix en dividir el conjunt de M seqüències en dos subconjunts: $Q_r = \{\bar{c}^{(1)}, \dots, \bar{c}^{(M/2)}\}$ per una banda i $Q_i = \{\bar{c}^{(M/2+1)}, \dots, \bar{c}^{(M)}\}$ per una altra. A continuació s'aplica la tècnica *DSSS M-ary signaling* independentment sobre la part real i la part imaginària de \bar{d} . Llavors,

$$s_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \left(\operatorname{Re}[d_i]c^{(v_1)}(t) + j \cdot \operatorname{Im}[d_i]c^{(v_2)}(t) \right), \quad v_1 \in [1, M/2], \quad v_2 \in [M/2 + 1, M] \quad (5.39)$$

Aquesta variant rep el nom de *quadriphase chip spreading*, i permet enviar $m = 2 \log_2(M/2)$ bits per símbol triant una seqüència de cadascun dels dos conjunts (a més de k bits per símbol addicionals codificats en la modulació de d_i).

En recepció, el demodulador correlarà el senyal rebut amb una rèplica de cadascuna de les M seqüències possibles. El detector prendrà una decisió sobre la major de les envelopants calculades a la sortida dels correladors corresponents a les seqüències del subconjunt Q_r , i una altra decisió anàloga sobre el subconjunt Q_i . La probabilitat de detectar una seqüència incorrecta d'entre el conjunt Q_r en presència únicament de soroll blanc additiu guassian serà:

$$P_s = \sum_{p=1}^{M/2-1} (-1)^{p+1} \binom{M/2-1}{p} \frac{1}{p+1} e^{-\frac{p}{p+1} \frac{E_s}{2N_o}} \quad (5.40)$$

Fem notar que el factor $1/2$ multiplicat $\frac{E_s}{N_o}$ prové de considerar que l'energia de símbol es distribueix per igual entre la part real i la part imaginària (equació (5.39)).

A més,

$$E_s = (m + k) E_b = (2 \log_2(M/2) + \log_2 K) E_b \quad (5.41)$$

Substituint (5.41) a (5.40) s'obté:

$$P_s = \sum_{p=1}^{M/2-1} (-1)^{p+1} \binom{M/2-1}{p} \frac{1}{p+1} e^{-\frac{p}{p+1} \left(\frac{m+k}{2}\right) \frac{E_b}{N_o}} \quad (5.42)$$

La probabilitat P_1 de cometre un error en la demodulació dels bits codificats en la seqüència del subconjunt Q_i es pot obtenir aplicant una equació anàloga a (5.31):

$$P_1 = \frac{2^{(m/2)-1}}{2^{(m/2)} - 1} P_s \quad (5.43)$$

La probabilitat d'error sobre el conjunt de seqüències Q_i és idèntica a la calculada per Q_r . Per tant, la deducció anterior correspon també a la probabilitat d'error per un sistema basat en les tècniques *DSSS M-ary Signaling* i *quadriphase chip spreading* pel que fa als bits codificats en la tria de seqüències.

A continuació analitzem la probabilitat P_2 d'error dels bits modulats en \bar{d} en el cas d'una BPSK i una QPSK. Per la BPSK, la decisió es pren en funció del signe del resultat de la suma de les dues sortides dels correladors corresponents a les dues seqüències detectades en el pas anterior. Llavors,

$$P_2 = \frac{1}{2}P_sP_s + 2P_s(1 - P_s)Q'_{bpsk} + (1 - P_s)(1 - P_s)Q_{bpsk} \quad (5.44)$$

on,

$$Q_{bpsk} = Q \left(\sqrt{2 \left(\frac{E_b}{N_o} \right)'} \right) \quad (5.45)$$

$$Q'_{bpsk} = Q \left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)'} \right) \quad (5.46)$$

amb $\left(\frac{E_b}{N_o} \right)'$ d'acord amb l'equació (5.33). El valor de Q'_{bpsk} correspon a una situació en què només una de les dues seqüències ha estat correctament detectada i, per tant, es produeix un efecte equivalent a la pèrdua de la meitat de la relació SNR per bit.

El cas de la QPSK és equivalent a dues BPSK amb la meitat de SNR per bit cadascuna, demodulades independentment a partir de la detecció de les dues seqüències (les corresponents als subconjunts Q_r i Q_i respectivament). Llavors la probabilitat P_2 esdevé:

$$P_2 = \frac{1}{2}P_sP_s + P_s(1 - P_s) \left(Q'_{bpsk} + 0.5 \right) + (1 - P_s)(1 - P_s)Q'_{bpsk} \quad (5.47)$$

on,

$$Q'_{bpsk} = Q \left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)'} \right) \quad (5.48)$$

i $\left(\frac{E_b}{N_o} \right)'$ d'acord amb l'equació (5.33). Ara Q'_{bpsk} correspon al d'una BPSK amb SNR per bit meitat.

Finalment, la probabilitat P_b d'error de bit serà:

$$P_b = \frac{m \cdot P_1 + k \cdot P_2}{m + k} \quad (5.49)$$

A la figura 5.3 es mostra el BER en funció de la SNR per bit per diferents valors de M i $k = 0$. Comparant amb la figura 5.1 s'observa que per un *bit-rate* determinat i a efectes de BER en funció de la SNR per bit (per $k = 0$ i en presència únicament de soroll blanc additiu guassian) és equivalent aplicar únicament *DSSS M-ary signaling* usant M seqüències que utilitzar *DSSS M-ary signaling + quadriphase chip spreading* amb $2M$ seqüències. En aquest segon cas, però, el guany de procés és el doble.

A la figura 5.4 es mostra el BER en funció de la SNR per bit per $M = 64$ i diferents valors de k . Comparant amb la figura 5.2 s'observa que per $k \neq 0$ l'equivalència expressada al paràgraf anterior ja no és certa: l'ús de *quadriphase chip spreading* amb seqüències de longitud $2M$ en combinació amb una modulació produeix ineficiència en termes de BER en funció de SNR per bit respecte a un sistema que no usi *quadriphase chip spreading* i una longitud de seqüència M . Aquest fet s'explica intuïtivament observant que en doblar la longitud de la seqüència mantenint l'ample de banda s'envien la meitat de seqüències i, per tant, la meitat de bits

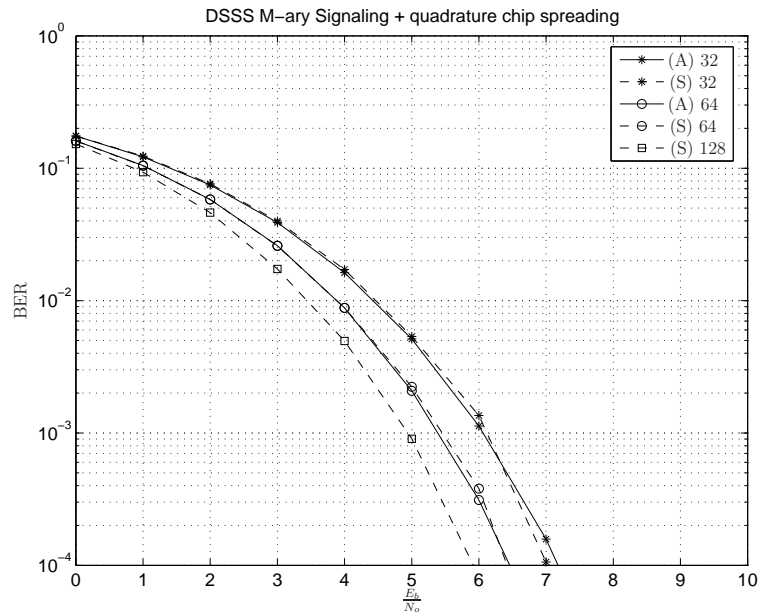


Figura 5.3: Probabilitat d'error en funció de la SNR per bit combinant les tècniques *DSSS M-ary signaling* i *quadrature chip spreading* per diversos valors de M i $k = 0$. (A) indica que el resultat és analític, a partir de (5.49) mentre que (S) denota que el resultat s'ha obtingut mitjançant la implementació i simulació dels algorismes corresponents. En aquest cas s'usen $M = L + 1$ seqüències d'eixamplament tipus Gold de longitud L

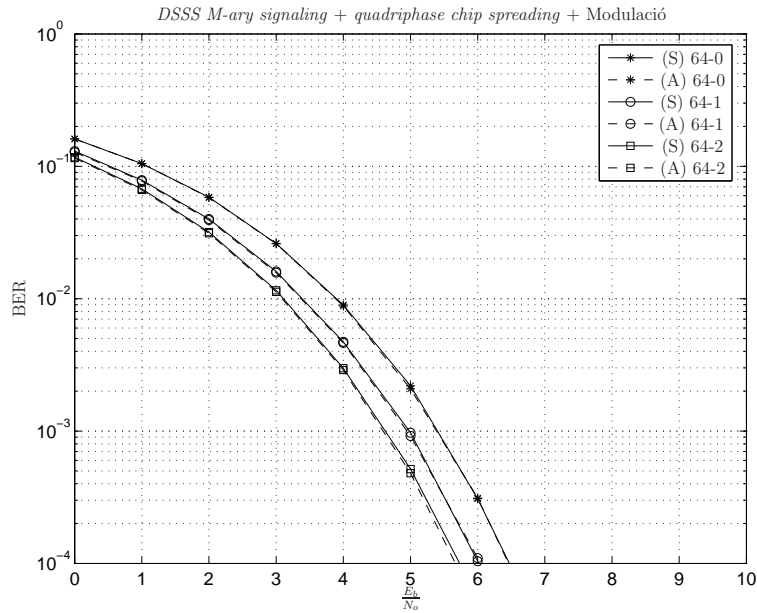


Figura 5.4: Probabilitat d'error en funció de la SNR per bit usant la tècnica *DSSS M-ary signaling* i *quadriphase chip spreading* per diversos valors de k ($k = 0$: cap modulació, $k = 1$: BPSK, $k = 2$: QPSK) i $M = 64$. (A) indica que el resultat és analític, a partir de l'equació (5.49), mentre que (S) denota que el resultat s'ha obtingut mitjançant la implementació i simulació dels algorismes corresponents. En aquest cas s'usen $M = 32$ seqüències d'eixamplament tipus Gold de longitud 31

codificats en la modulació.

Per altra banda, el cost computacional del demodulador és de M correladors de L xips per símbol, per tant:

$$CC = M \cdot L \frac{R_b}{k+m} = CC_{ss} \frac{M \cdot k}{k+m} = CC_{ss} \frac{M \cdot k}{k + 2 \log_2(M/2)} \quad (5.50)$$

En un temps de símbol T_s s'envien $k+m$ bits ($b_0^{(1)} \dots b_{k-1}^{(1)} b_0^{(1)} \dots b_{m-1}^{(1)}$), k corresponents a la modulació \bar{d} i m a la tria de la seqüència d'eixamplament. L'eficiència espectral esdevé:

$$C = \frac{k+m}{G_p} = C_{ss} + \frac{m}{G_p} = C_{ss} + \frac{2 \log_2(M/2)}{G_p} \quad (5.51)$$

Comparant amb les equacions (5.37) i (5.38) i en el supòsit expressat anteriorment (igual *bit-rate*), s'observa que l'ús de *quadriphase chip spreading* comporta un cost computacional lleugerament major i una eficiència espectral aproximadament igual (suposant $G_p = L \approx M$).

DSSS M-ary signaling + multiuser

Una altra alternativa consisteix en utilitzar de forma combinada les tècniques *DSSS M-ary signaling* i *multiuser*. A tal efecte subdividim un conjunt de M seqüències en N subconjunts de $\frac{M}{N}$ elements: $Q^{(1)}, \dots, Q^{(N)}$. Llavors, assumint N usuaris virtuals, cadascun disposa de $\frac{M}{N}$ seqüències per aplicar *DSSS quadriphase M-ary signaling*. El senyal resultant és:

$$s_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_i^{(n)} c^{(v^{(n)})}(t) \quad (5.52)$$

L'anàlisi de la probabilitat d'error en presència de soroll blanc additiu gaussià es pot realitzar de forma similar als apartats anteriors. Concretament, la probabilitat P_1 de detectar una seqüència errònia per un determinat usuari u serà:

$$P_s = \sum_{p=1}^{M/N-1} (-1)^{p+1} \binom{M/N-1}{p} \frac{1}{p+1} e^{-\frac{p}{p+1} \left(\frac{E_s}{N_o} \right)'} \quad (5.53)$$

La relació SNR per símbol de l'equació (5.53) serà:

$$\left(\frac{E_s}{N_o} \right)' = \left(\frac{E_s}{N_o} \right) \frac{1}{N} \gamma_d \quad (5.54)$$

El factor $1/N$ denota que l'emissor reparteix la potència entre tots els usuaris (en aquest cas, de forma equitativa), i γ_d és un paràmetre menor o igual a la unitat que depèn del detector usat. Per exemple, per un *conventional single-user* [12]:

$$\gamma_d = \left(1 - \sum_{\substack{p=0 \\ p \neq u}}^{N-1} \rho_{pu}(0) \right)^2 \quad (5.55)$$

on $\rho_{pu}(0)$ denota la correlació creuada alineada entre la seqüència d'eixamplament de l'usuari p i l'usuari u durant el símbol sota consideració. Aquest terme no apareix, per exemple, si

s'usa un *decorrelating detector* en lloc d'un *conventional single-user detector*, però llavors la SNR empitjora [12].

A més en absència de modulació ($d_i^{(n)} = 1$)

$$E_s = N \log_2 (M/N) E_b \quad (5.56)$$

Per un detector determinat, substituint (5.55) i (5.56) a (5.54) i el resultat a (5.53) s'obté la probabilitat d'error de símbol pel sistema *DSSS M-ary signaling + multiuser* (en absència de modulació); la probabilitat d'error de bit es calcula aplicant seguidament (5.31).

A la figura 5.5 es mostra el BER en funció de la SNR per bit, per $M = 64$, per 1, 2 i 4 usuaris usant $\gamma_d = 1$ (figura superior) i γ_d d'acord amb l'equació (5.55) (figura inferior). S'observa que l'empitjorament degut al paràmetre γ_d és més important com major sigui el nombre d'usuaris, essent poc rellevant quan $N = 2$.

El sistema descrit per l'equació (5.52) no té envolupant de potència constant. Efectivament, tot i transmetre una potència mitjana idèntica a la dels sistemes proposats en els apartats anteriors, presenta un PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) de l'ordre de $10 \log_{10} N$ [dB]. A la pràctica si l'amplificador treballa a màxima potència quan la forma d'ona té envolupant constant, l'ús de tècniques multiusuari requereix reduir la potència transmesa per evitar distorsió i/o malfuncionament o bé aplicar tècniques de reducció de PAPR. Per un nombre baix d'usuaris (2 o 4), la única alternativa serà la primera de les dues i, per tant, sota aquestes suposicions no serà possible transmetre una potència mitjana idèntica a la d'un sistema amb envolupant constant. En conseqüència, la probabilitat d'error en les noves condicions serà major a la predita per (5.54). Efectivament, ajustant la potència de pic per tal de no sobrepassar en cap moment la potència màxima que pot lliurar l'amplificador, l'equació (5.52) esdevé:

$$s_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_i^{(n)} c^{(v^{(n)})}(t) \quad (5.57)$$

Llavors (5.54) serà:

$$\left(\frac{E_s}{N_o} \right)' = \left(\frac{E_s}{N_o} \right) \frac{1}{N^2} \gamma_d \quad (5.58)$$

Per tant, hi ha una pèrdua addicional de $1/N$ en la SNR per bit en recepció.

A la figura 5.6 es mostra el BER en funció de la SNR per bit, per $M = 64$, per 1, 2 i 4 usuaris, usant (5.58) i un detector *conventional single user*. S'observa que la penalització per aquest motiu és molt rellevant (de l'ordre de 3 dB de SNR per bit per $N = 2$ i un BER de 10^{-4}). Aquesta pèrdua de prestacions provoca que l'ús de multiusuari no sigui una bona opció per aplicar en la comunicació entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre ja que l'amplificador en aquest enllaç treballa a potència màxima.

Per una altra banda, un demodulador associat a una detector *conventional single-user* té un cost computacional de M correladors de L xips per símbol. Per tant,

$$CC = M \cdot L \frac{R_b}{N \left(k + \log_2 \frac{M}{N} \right)} = CC_{ss} \frac{M \cdot k}{N \left(k + \log_2 \frac{M}{N} \right)} \quad (5.59)$$

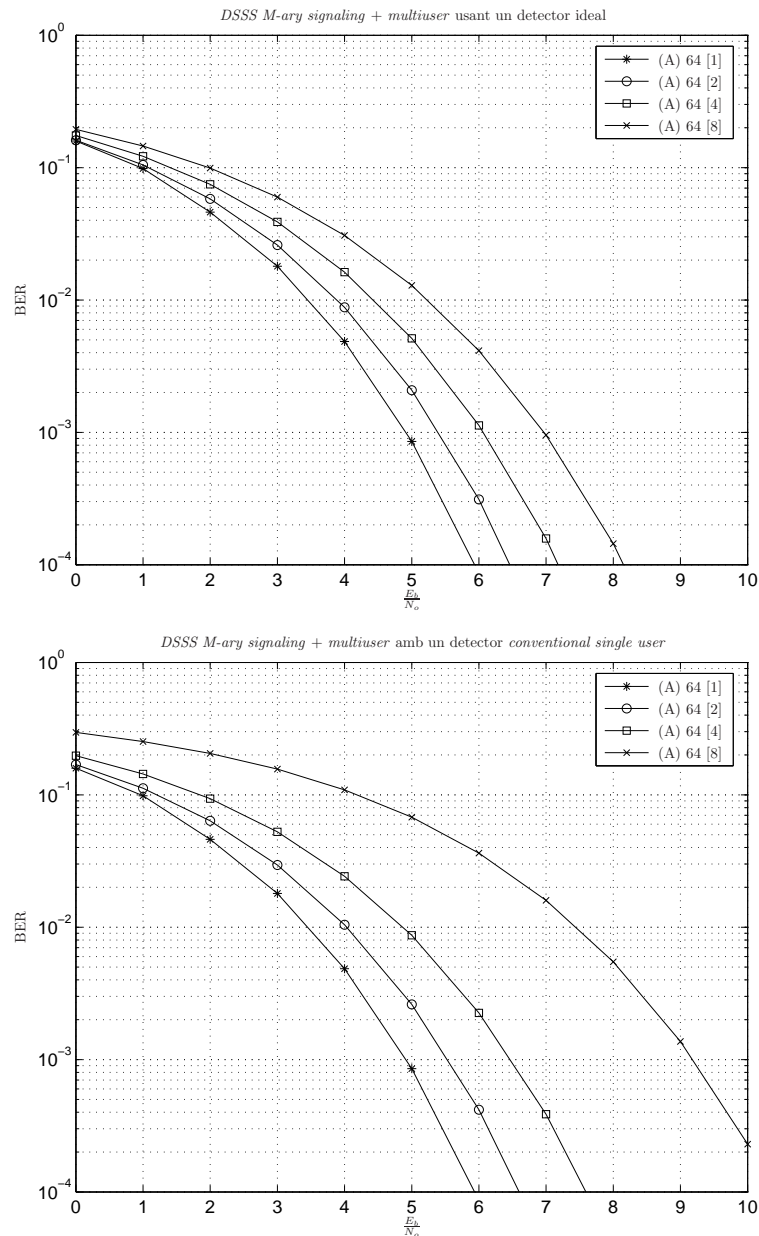


Figura 5.5: Probabilitat d'error en funció de la SNR per bit combinant les tècniques *DSSS M-ary signaling* i *multiuser* per un valor de $M = 64$ i un nombre d'usuaris de 1, 2 i 4 (en tots els casos $k = 0$). (A) indica que el resultat és analític. Ambdues figures corresponen al model de senyal de l'equació (5.52). A la figura superior se suposa un detector ideal ($\gamma_d = 1$), i a la figura inferior un *conventional single user* (equació (5.55))

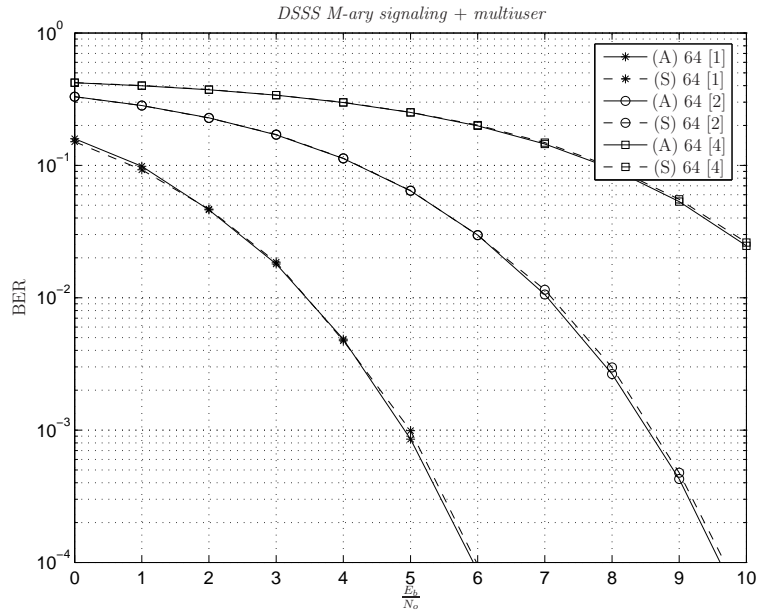


Figura 5.6: Probabilitat d'error en funció de la SNR per bit combinant les tècniques *DSSS M-ary signaling* i *multiuser* per un valor de $M = 64$ i un nombre d'usuaris de 1, 2 i 4. (A) indica que el resultat és analític, mentre que (S) denota que el resultat s'ha obtingut mitjançant la implementació i simulació dels algorismes corresponents. En aquest cas les seqüències d'eixamplament són Gold de longitud $L = 63$. El model de senyal és el descrit a l'equació (5.57) i el detector del tipus *conventional single user*

Pel que fa a l'eficiència espectral:

$$C = \frac{N \left(k + \log_2 \frac{M}{N} \right)}{G_p} = N \cdot C_{ss} + \frac{N \log_2 (M/N)}{G_p} \quad (5.60)$$

Per tant, amb un nombre d'usuaris virtuals N igual al nombre de seqüències disponibles M (amb M igual a L) i distribuint-ne una per usuari l'eficiència espectral resultant seria la mateixa que la del sistema sense eixamplar (k).

DSSS M-ary signaling + quadriphase chip spreading + multiuser

Finalment, una altra possibilitat consisteix en subdividir el conjunt de M seqüències en $2N$ subconjunts de $\frac{M}{2N}$ elements: $Q_r^{(1)}, \dots, Q_r^{(N)}$ i $Q_i^{(1)}, \dots, Q_i^{(N)}$. Llavors, assumint N usuaris virtuals, cadascun disposa de dos subconjunts de seqüències $Q_r^{(n)}$ i $Q_i^{(n)}$ per aplicar *DSSS quadriphase M-ary signaling*. A més, si a cada usuari se li assigna un símbol no modulad diferent $\bar{d}^{(1)}, \dots, \bar{d}^{(N)}$, el senyal resultant és:

$$s_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\text{Re}[d_i^{(n)}] c^{(v_1^{(n)})}(t) + j \cdot \text{Im}[d_i^{(n)}] c^{(v_2^{(n)})}(t) \right) \quad (5.61)$$

Aquest sistema s'anomena *multiuser DSSS quadriphase M-ary signaling*. La probabilitat d'error, el cost computacional i l'eficiència espectral es poden calcular de forma anàloga als apartats anteriors.

5.2.5 Disseny del sistema basat en DSSS

En els apartats anteriors s'han valorat les prestacions i característiques de diferents variants de sistemes basats en DSSS. A continuació es descriu un mètode per tal d'escollir aquests paràmetres de forma òptima.

Suposem que es disposa de mesures de la SNR esperada en recepció per un determinat ample de banda de transmissió, realitzades en un enllaç donat i amb l'equipament que correspongui. L'objectiu que es planteja consisteix en determinar les característiques del sistema que maximitzen la velocitat de bit, donada una determinada restricció de BER. Concretament es desitja trobar:

- El guany de procés $G_p = L$, on L és la longitud de les seqüències.
- El nombre d'usuaris virtuals N .
- El subconjunt M de seqüències utilitzades.
- La conveniència d'usar *quadriphase spreading*, que a partir d'ara denotarem per la variable binària QS .
- La modulació, que a partir d'ara denotarem en funció del nombre de símbols Mod .

A tal efecte es planteja l'algorisme següent:

Donat un BER objectiu i un ample de banda de transmissió (i, per tant, una SNR),

1. Per cada configuració $i : (L, N, M, QS, Mod)$,
 - (a) Calcular l'eficiència espectral C_i (nombre de bits per segon i per Hz)
 - (b) Calcular la SNR per bit:

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_i = \frac{SNR}{C_i} \quad (5.62)$$

- (c) A partir de la SNR per bit calcular el BER_i , ja sigui analíticament (veure equacions (5.35), (5.49), etc.) o mitjançant simulació.
2. D'entre totes les configuracions i que compleixen la condició $BER_i \leq BER$, escollir aquella amb major velocitat de bit $f_b = C_i \cdot BW$.

A la pràctica, en l'enllaç sota consideració s'aplicaran les restriccions següents:

- El nombre d'usuaris virtuals s'ha fixat a $N = 1$ ja que el sistema al qual s'aplica el mètode està limitat en potència (veure apartat corresponent).
- Les seqüències d'eixamplament usades són del tipus *Gold*. Per tant, la longitud de les seqüències adopta la forma $L = 2^p - 1$, $p \in \mathbb{N}$. El valor màxim de M s'ha pres $M = L + 1$. Concretament s'han avaluat els valors $L : \{15, 31, 63, 127\}$ i $M : \{16, 32, 64, 128\}$ i en cada cas els submúltiples.
- Pel que fa a la modulació, es consideren únicament tres possibilitats: cap, BPSK i QPSK.
- El sistema estudiat està basat en l'enviament de ràfegues de N_{bits} bits. Llavors el BER objectiu es calcula a partir d'un requeriment previ que és la probabilitat P_r (expressada en tant per cent) de rebre un paquet de N_{bits} bits sense cap error:

$$P_r = 100(1 - BER)^{N_{bits}} \quad (5.63)$$

Així, per exemple, per un valor de $N_{bits} = 320$ i $P_r = 95\%$, el BER objectiu és de $1.6 \cdot 10^{-4}$.

A continuació s'inclouen els resultats de l'aplicació d'aquest procés amb els requeriments següents: parelles (BW, SNR): (1000, 0 dB), (3125, -5 dB), (6250, -8 dB), $N_{bits} = 320$, $P_r = 90\%$:

BW (Hz)	SNR (dB)	L	N	M	QS	Mod	P_r (%)	f_b (bps)
1000	0	31	1	32	0	4	100	226
3125	-5	63	1	32	0	4	90.6	347
6250	-8	127	1	32	0	4	91.5	345

Taula 5.1: Configuracions que maximitzen la velocitat de bit donada una restricció de SNR - BW, una longitud de la ràfega d'informació (N_{bits}) i un llinar mínim de la probabilitat de rebre la ràfega sense errors

5.2.6 Codificació de canal

A continuació es discuteix breument la conveniència de l'aplicació de codificació de canal en els sistemes estudiats en els apartats anteriors. A tal efecte s'inclouen els resultats de la simulació de diverses configuracions amb i sense codificació. El codi escollit per tal de realitzar la comparació ha estat un turbo codi de *rate* 1/3 i *constraint length* de 4 que opera, amb el corresponent *interleaver*, sobre blocs de 320 bits (que esdevenen 972 bits codificats). En recepció s'usa descodificació *soft* i un nombre d'iteracions igual a 8 (veure apartat 5.3.3). A la figura 5.7 es mostra la comparació del BER en funció de la SNR per bit, amb i sense codificació i per 6 configuracions diferents (segons si s'usa o no la tècnica *quadriphase spreading* i el tipus de modulació). En cada situació es consideren tres valors de M : {32, 64, 128}. Cada corba va acompanyada de l'eficiència espectral de la configuració corresponent, considerant un valor de $L = M - 1$.

S'observa que: (i) En totes 6 situacions, els sistemes codificats presenten una corba de BER respecte a SNR per bit més independent de M que no pas les corresponents a les alternatives sense codificar; (ii) En cada situació, comparant dues corbes amb eficiència espectral similar (32 *coded* respecte a 128 *uncoded*), s'observa que el sistema amb codificació es comporta millor (guany de codificació positiu) només per BERs per sota de, com a mínim, $2 \cdot 10^{-4}$ quan s'usa *quadriphase spreading* i $4 \cdot 10^{-4}$ quan no s'usa *quadriphase spreading* (aproximadament). Per tant, només per un BER objectiu per sota d'aquests valors està, en teoria, justificat usar codificació.

5.2.7 Inconvenients de l'espectre eixamplat

Un dels principals inconvenients de DSSS és l'elevada complexitat computacional del receptor, degut principalment a: (i) La sincronització a nivell de xip, sobretot en sistemes d'adquisició paral·lel; (ii) El deseixamplament en cas d'usar variants que milloren la eficiència espectral com ara la senyalització DSSS; (iii) L'estimació de canal i la detecció basada en receptors RAKE, que multipliquen la complexitat a mesura que augmenta la diversitat multicamí del sistema. D'acord amb les especificacions enumerades a 5.1.2, no hi ha limitacions pel que fa al consum ni cost del receptor i, en conseqüència, aquests inconvenients no són rellevants en aquest cas. De fet, tal i com es descriu més endavant, en aquest treball es farà ús extensiu de tècniques que milloren les prestacions de la comunicació en termes de taxa d'error i eficiència espectral a costa d'una major complexitat del receptor.

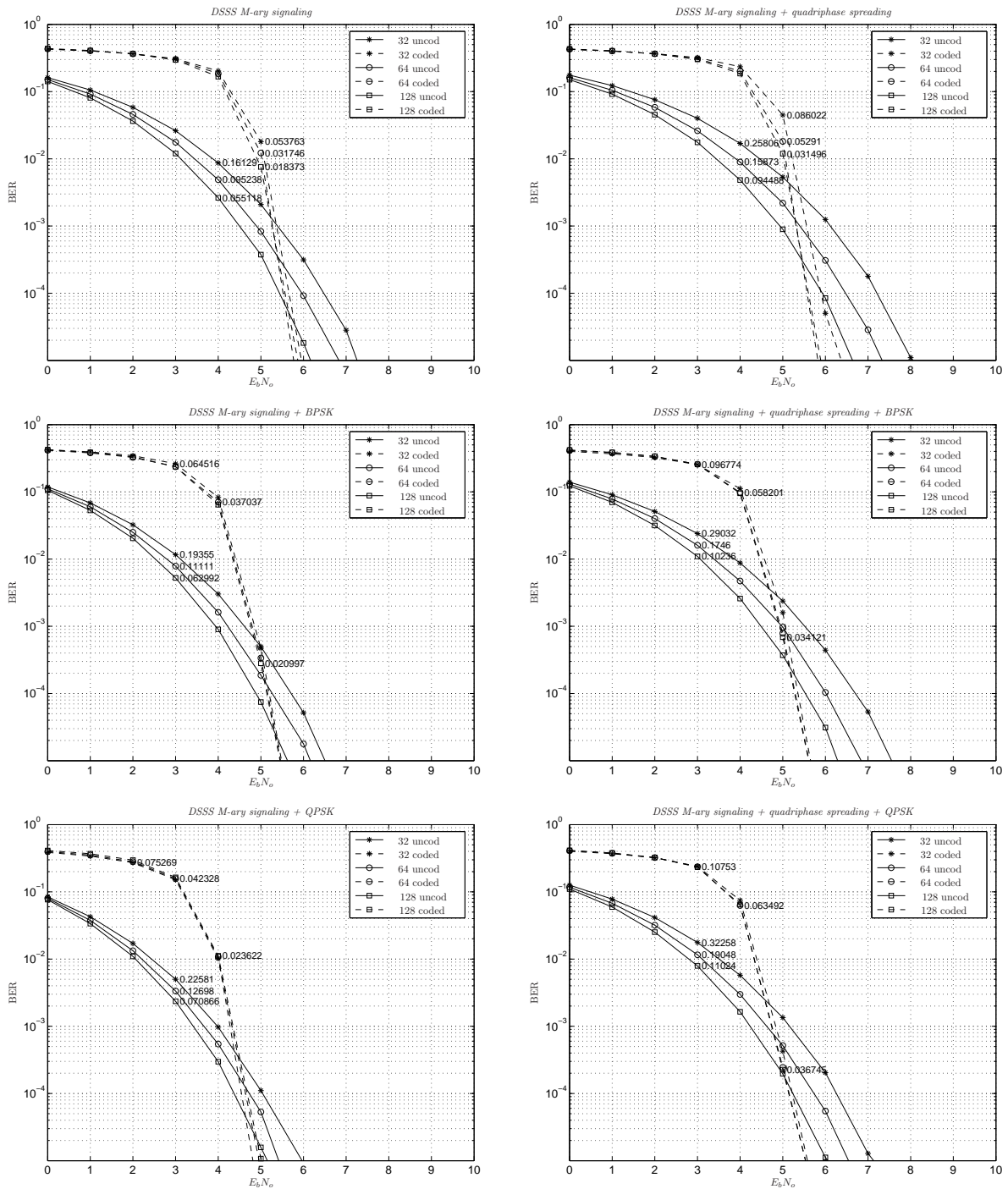


Figura 5.7: Comparació de BER en funció de la SNR per bit de sistemes basats en *DSSS signaling* amb i sense codificació de canal. En aquest darrer cas s'usa un turbo codi de *rate* 1/3. Es distingeixen 6 situacions, segons la modulació utilitzada (cap, BPSK o QPSK) i l'aplicació de *quadrifase spreading*. En cada situació s'avaluen tres valors de M : {32, 64, 128}. Per cada corba s'especifica l'eficiència espectral associada a la configuració, on en cada cas se suposa $L = M - 1$. Tots els resultats s'han obtingut mitjançant simulació

5.3 Experimentació

En aquest apartat es descriuen els resultats derivats de l'aplicació de diverses configuracions basades en l'ús de DSSS en l'enllaç establert entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre. En primer lloc es delimiten els objectius de l'estudi i s'apunten alguns criteris metodològics que s'han tingut en compte a l'hora de realitzar l'experimentació. A continuació es descriuen el banc de proves i els algorismes que s'han dissenyat per tal de dur a terme els tests. Finalment s'expliquen els experiments realitzats i els resultats que se'n deriven.

5.3.1 Objectius concrets

L'objectiu d'aquest treball consisteix en avaluar experimentalment diferents alternatives basades en l'ús de DSSS en comparació amb les prestacions màximes assolibles, expressades en apartats anteriors, per tal de concretar les línies mestres d'una proposta pel sistema de transmissió de dades en l'enllaç entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre. Es, per tant, objecte d'aquest capítol l'estudi de les alternatives següents:

- Generals: (i) Freqüència de xip; (ii) Modulació
- Relacionats amb la senyalització DSSS: (i) Nombre d'usuaris N ; (ii) Guany de procés, determinat per L ; (iii) Nombre de bits per seqüència (expressat en termes de M); (iv) Eixamplament: *biphase* o *quadriphase*

Un *experiment* definirà un conjunt de proves en funció d'aquests paràmetres amb l'objectiu d'extreure'n unes conclusions.

Per altra banda, hi ha un conjunt d'aspectes que, tot i que queden fora de l'abast d'aquest estudi, és necessari definir i implementar per tal d'obtenir els resultats. Són, concretament:

- Format de trama
- Mètodes de sincronització de freqüència i temps (xip i trama)
- Codificació i *interleaver*
- Estimació de canal i diversitat *multipath*

Fem notar que no és objectiu d'aquesta experimentació avaluar el percentatge de recepcions satisfactòries respecte al nombre total de proves, ja que aquesta magnitud està fortament lligada a la robustesa del mètode de sincronització que queda fora de l'abast d'aquest estudi. En conseqüència, ens limitarem a avaluar les recepcions satisfactòries en relació amb les prestacions màximes esperades així com les freqüències i hores més convenientes per establir la comunicació, tot plegat amb el banc de proves que s'explica més endavant (veure 5.3.3). A les figures 5.8 i 5.9 es mostra, respectivament, el diagrama de blocs complet del procés d'emissió i recepció.

En verd s'enquadren els mòduls comuns que formen el banc de proves. Concretament:

- En emissió: (i) Una font aleatòria de 320 bits; (ii) Un turbo codificador de *rate* 1/3 que opera conjuntament amb un *interleaver*. La sortida d'aquest mòdul consta de 972

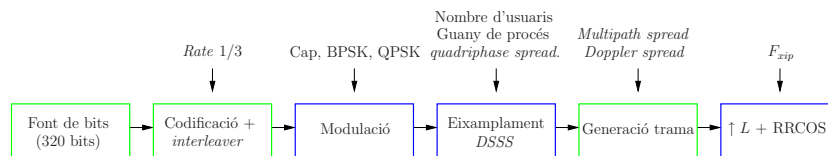


Figura 5.8: Diagrama de blocs del procés d'emissió. En verd els mòduls comuns a tots els experiments (banc de proves). En blau els mòduls amb característiques específiques per cada experiment

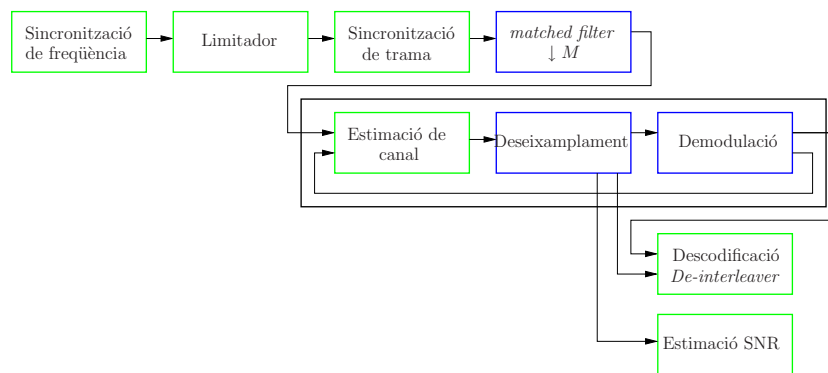


Figura 5.9: Diagrama de blocs del procés de recepció. En verd els mòduls comuns a tots els experiments (banc de proves). En blau els mòduls amb característiques específiques per cada experiment

bits codificats; (iii) La generació de la trama, dissenyada en funció de les mesures de *multipath* i *Doppler spread*, i que consta de: (iii.a) Camp inicial per sincronització i estimació de canal; (iii.b) Camp que es repeteix periòdicament per actualitzar l'estimació de canal; (iii.c) Dades.

- En recepció: (i) La sincronització de freqüència, a partir del to no modulat emès durant l'interval de sondeig de banda estreta; (ii) Un limitador de soroll impulsional i interferència de banda estreta; (iii) La sincronització de trama, a partir de la capçalera; (iv) L'estimació de canal, actualitzada periòdicament; (v) La descodificació i el *de-interleaver*; (vi) Un mòdul estimador de la SNR en recepció.

A l'apartat 5.3.3 es descriuen els paràmetres i algorismes del banc de proves.

Per altra banda, en blau s'enquadren els mòduls amb paràmetres específics de cada experiment. Aquests paràmetres són: (i) La freqüència de xip, que determina l'ample de banda (2500, 3125 i 6250 xips per segon); (ii) La modulació, a escollir entre cap, BPSK o QPSK; (iii) El nombre d'usuaris (normalment 1, però s'han fet proves també amb 2 i 4); (iv) El guany de procés (longitud de la seqüència eixampladora de 31, 63 o 127 xips); (v) Eixamplament *biphase* o *quadriphase*; (vi) El nombre de bits per seqüència $\log_2(M)$ (a la pràctica s'ha escollit sempre $L = M - 1$).

A l'apartat 5.3.4 es descriuen els paràmetres i algorismes associats als mòduls específics de cada experiment.

5.3.2 Metodologia

En relació a la metodologia que s'ha usat per tal d'obtenir els resultats, destaquen els punts següents:

- (i) D'acord amb les explicacions de l'apartat anterior, s'observa que tots els experiments fan ús del mateix banc de proves. En conseqüència, la construcció dels algorismes del banc de proves afecta per igual a tots els experiments.
- (ii) El senyal associat a un experiment està format per 320 bits de dades (972 bits un cop codificats), modulats, eixamplats i filtrats, més les capceleres corresponents. Aquest senyal té l'aparença d'un *burst* amb una durada que depèn de la configuració. L'enviament d'aquesta forma d'ona s'efectua, aprofitant l'arquitectura de sondeig (veure apartat 4.6), durant els intervals de sondeig de banda ampla, que pel cas s'ajusten a 20 segons.
- (iii) En cada interval de sondeig de banda ampla s'hi encabeixen consecutivament els senyals corresponents a un o més experiments (n'hi haurà més com menor sigui la durada de cadascun d'ells). Anomenarem *trama* al conjunt format per un o més experiments que s'envien consecutivament dins d'un mateix interval de sondeig de banda ampla.
- (iv) Cada trama es repeteix dins del mateix interval de banda ampla un mínim de dues vegades (es repetirà més cops si la durada de la trama és prou petita).
- (v) Cada subsecció està associada a una freqüència portadora. A efectes d'experimentació amb la transmissió de dades, s'ha reduït el conjunt de 25 freqüències de sondeig especificat a la taula 4.2 (apartat 4.6) al subconjunt de 7 freqüències format per: {8078, 8916, 10668, 11411, 12785, 14642, 16130} (KHz). Aquestes freqüències s'han escollit en base a la mesura de màxima disponibilitat descrita a l'apartat 4.10.4. Llavors, cada freqüència se sondeja 5 vegades per sessió (hora).
- (vi) Cada jornada consta de 18 sessions (des de les 18 UTC fins a les 11 UTC, ambdues incloses)
- (vii) Cada trama se sondeja, normalment, un mínim de dues jornades. En aquest cas cada experiment es realitza, a una determinada hora i freqüència, un mínim de 20 vegades (2 jornades, 5 subseccions per sessió, 2 trames per subsecció)
- (viii) Hi ha un conjunt de jornades amb trames que contenen un experiment comú. Així es podria avaluar la variabilitat inter-diària.

5.3.3 Banc de proves

El banc de proves està compost per un format de trama i un conjunt d'algorismes comuns a tots els experiments. A continuació es descriuen.

Format de trama

A fi i efecte de maximitzar el realisme de les proves s'ha definit el format de trama especificat a la figura 5.10, on:

- **C** és una capçalera basada en dues seqüències idèntiques \bar{s} de longitud $L^{(s)}$ xips, de la forma següent:

$$\mathbf{C} = \{s_{L^{(s)}-l+1} \dots s_{L^{(s)}} \bar{s} \bar{s} s_1 \dots s_l\} \quad (5.64)$$

Per tant, **C** té longitud $2L^{(s)} + 2l$, essent l el nombre de xips que circularment s'afegeixen abans de la primera i després de la segona seqüència. Aquesta capçalera s'utilitza per aconseguir la sincronització de trama, xip i mostra i una estimació de canal inicial. El valor de l s'ajusta en funció del màxim *multipath spread* considerat segons:

$$l = \lceil \tau_{max} f_c \rceil \quad (5.65)$$

on $\lceil \cdot \rceil$ denota l'enter immediatament superior. En conseqüència l és el nombre de xips de la guarda anterior i posterior al bloc format per les dues seqüències \bar{s} . Aquesta guarda assegura la circularitat de la correlació durant el procés de sincronització i estimació de canal dins un interval temporal determinat per la màxima dispersió del canal.

- **S** és un camp de senyalització basat en la seqüència \bar{s} , amb la forma següent:

$$\mathbf{S} = \{s_{L^{(s)}-l+1} \dots s_{L^{(s)}} \bar{s} s_1 \dots s_l\} \quad (5.66)$$

Per tant, **S** té longitud $L^{(s)} + 2l$. El valor de l és calcula usant (5.65) i té el mateix propòsit que en **C**. Aquest camp s'usa per actualitzar l'estimació de canal. El període de repetició de **S** (que anomenarem T_S) està determinat pel màxim *Doppler spread* segons l'expressió:

$$T_S \approx \frac{1}{10 v_{max}} \quad (5.67)$$

on es considera que el canal és prou estacionari durant una desena part del cicle de v_{max} .

- **D** és un símbol d'informació basat en una seqüència *Gold* de longitud L xips i en l'ús de tècniques d'espectre eixamplat. Entre la capçalera **C** i el camp **S**, o entre dos camps **S** hi ha B símbols que formen un bloc. El nombre de símbols per bloc ve donat per l'equació següent:

$$B = \frac{T_S f_c}{L} \quad (5.68)$$

En general, quan el resultat de l'equació (5.68) no sigui enter s'aplicarà arrodoniment.

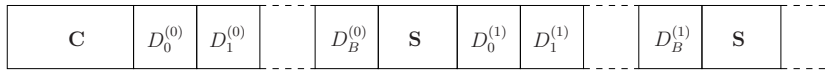


Figura 5.10: Format de trama del banc de proves

Descripció dels algorismes

A continuació s'expliquen els algorismes en recepció comuns a tots els experiments (en verd al diagrama de blocs de la figura 5.9).

Sigui $r[n]'''$ el senyal a la sortida del *Digital Down Converter* durant l'interval de sondeig de banda ampla. $r[n]'''$ té una durada de Δt segons, corresponent a un nombre de mostres $\Delta t f_m$ on f_m és la freqüència de mostreig en recepció i $f_m = 50$ KSPS. En general $r[n]'''$ conté diversos experiments.

La **sincronització de freqüència** (δf) s'obté aplicant els algorismes explicats a 4.8.1 sobre el senyal contingut en l'interval de banda estreta, que en els experiments de transmissió de dades també conté un to a la freqüència de prova. Llavors, el senyal $r[n]'''$ es trasllada a banda base multiplicant-lo per una exponencial complexa de freqüència $-\delta f$:

$$r[n]'' = r[n]''' e^{j2\pi \frac{\delta f}{f_m} n} \quad (5.69)$$

Tot i la robustesa dels sistemes DSSS enfront la interferència de banda estreta, és conegut que la reducció del seu nivell abans del procés de deseixamplament en millora les prestacions [6]. Existeixen dos grups de tècniques: les basades en la predicció de la interferència mitjançant filtres adaptatius en el domini del temps i les que treballen en el domini transformat. En aquest treball s'ha optat per l'aplicació d'un mètode del segon grup per tal d'evitar les dificultats de convergència dels filtres adaptatius en entorns molt sorollosos i variants en el temps.

El **limitador** de la figura 5.9 consta de dos processos anàlegs: el limitador d'interferència de banda estreta i el limitador de soroll impulsional.

El **limitador d'interferència de banda estreta** opera en el domini freqüencial transformant el senyal $r[n]''$. Sigui $r[k]''$ el resultat de l'aplicació de la transformada ràpida de Fourier sobre un bloc de $W_1^{(f)}$ mostres:

$$r[k]'' = \sum_{n=0}^{W_1^{(f)}-1} r[n_0 + n]'' e^{-j \frac{2\pi}{W_1^{(f)}} kn} \quad (5.70)$$

on n_0 denota la mostra inicial del bloc a transformar.

A continuació es divideixen les $W_1^{(f)}$ mostres freqüencials en intervals adjacents de $W_2^{(f)}$ mostres. A cada interval es calcula la component de màxim valor absolut:

$$\max_i^{(f)} = \max \|r[k]''\|, \quad k \in [iW_2^{(f)}, (i+1)W_2^{(f)}] \quad (5.71)$$

Definim el llinar ll_f com la mediana dels valors màxims a cada interval:

$$ll^{(f)} = \text{med}(\max_i^{(f)}), \quad \forall i \quad (5.72)$$

Llavors, anul·larem totes aquelles components freqüencials que sobrepassin una proporció de $l(f)$:

$$r[k]'' = 0 \quad \forall k \quad | \quad \|r[k]''\| \geq p^{(f)}l(f) \quad (5.73)$$

on $p^{(f)}$ denota una proporció del llindar $l(f)$.

Els paràmetres $W_1^{(f)}$, $W_2^{(f)}$ i $l(f)$ s'han ajustat empíricament per tal d'aconseguir la màxima millora en el BER del senyal demodulat.

Finalment s'inverteix la transformació freqüencial:

$$r[n_0 + n]' = \sum_{n=0}^{W_1^{(f)}-1} r[k]'' e^{j \frac{2\pi}{W_1^{(f)}} kn} \quad (5.74)$$

Seguidament s'aplica aquest mateix procés en el domini temporal per tal de reduir els efectes del soroll impulsional: (i) Enfinestrament de $W_1^{(t)}$ mostres; (ii) Divisió en subinterval de longitud $W_2^{(t)}$ mostres; (iii) Càlcul del màxim en cada subinterval ($max_i^{(t)}$); (iv) Càlcul de la mediana de màxims $l^{(t)}$; (v) Limitació del soroll impulsional en funció de la proporció $p^{(t)}$. Aquest algorisme rep el nom de **limitador de soroll impulsional**.

Llavors, l'aplicació d'aquest segon limitador sobre $r[n]'$ genera el senyal $r[n]$.

A continuació la **sincronització de trama, xip i mostra** s'obté a partir de la capçalera **C**. En primera instància, emissor i receptor estan sincronitzats amb una resolució de segon mitjançant un GPS. Per tant, el receptor coneix el segon t_a en què s'inicia la transmissió d'un experiment. Definim una finestra de sincronització al voltant de t_a : $[t_a - \delta_a/2, t_a + \delta_a/2]$. Llavors, la sincronia de trama, xip i mostra t_s serà (veure també figura 5.11):

$$t_s = \frac{\operatorname{argmax}_m (\|S_1\| + \|S_2\|)}{f_m}, \quad m \in [t_a - \delta_a/2, t_a + \delta_a/2] f_m \quad (5.75)$$

on,

$$S_1 = \sum_{k=0}^{L_i^{(s)}-1} r[m+k] s_i[k] \quad (5.76)$$

$$S_2 = \sum_{k=0}^{L_i^{(s)}-1} r[m + L^{(s)} \frac{f_m}{f_c} + k] s_i[k] \quad (5.77)$$

$$(5.78)$$

on \bar{s}_i és la seqüència de la capçalera **C** interpolada mitjançant un filtre *root raised cosine*, i $L_i^{(s)}$ és la seva longitud.

S'observa que S_1 i S_2 són la correlació del senyal \bar{r} amb dues rèpliques de la seqüència de la capçalera \bar{s}_i desfassades $L^{(s)}$ xips. Per tant, la probabilitat de sincronització serà màxima per aquell valor de m tal que les seqüències a S_1 i S_2 coincideixin en fase amb les de la capçalera **C**.

A la figura 5.12 es mostra el resultat de la simulació de la probabilitat de sincronització respecte la SNR en l'ample de banda de transmissió per diferents valors de la longitud de la

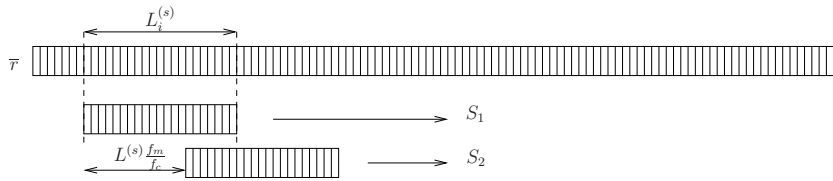


Figura 5.11: Algorisme de sincronització de trama, xip i mostra

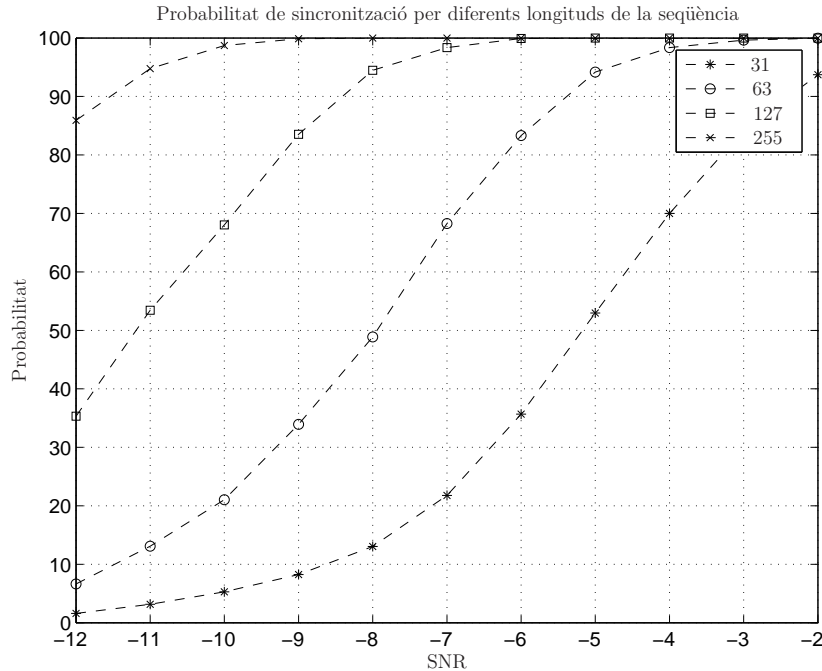


Figura 5.12: Probabilitat de sincronització correcta respecte a la SNR en l'ample de banda de transmissió per diferents valors de longitud de la seqüència ($L^{(s)}$)

seqüència ($L^{(s)}$). Els resultats s'han obtingut mitjançant un total de 2500 realitzacions per cada SNR, utilitzant un *root raised cosine* amb $\alpha = 0.65$, 10 mostres per xip i una amplada de la finestra de sincronització $\delta a f_m = 10000$ mostres. S'observa que a major longitud de la seqüència, major és la probabilitat de sincronització però major és la durada de la capçalera. A més, tal i com era d'esperar per mantenir la mateixa probabilitat de sincronització cal doblar la longitud de la seqüència quan la relació SNR disminueix aproximadament en 3 dB. El valor de $L^{(s)}$ s'ha ajustat a 63 en aquelles configuracions amb un ample de banda de transmissió al voltant dels 3 KHz (és a dir, per sobre del 80 % de probabilitat de sincronització a -6 dB de SNR) i a 127 quan l'ample de banda és de l'ordre del doble (veure taula 5.2).

A la figura 5.13 s'estudia l'efecte de l'amplada de la finestra de sincronització sobre la probabilitat de sincronització. Es mostren els resultats per una longitud de seqüència $L^{(s)} = 63$ i per quatre valors de $\delta a f_m = \{5000, 10000, 15000, 20000\}$ mostres. S'observa que a major incertesa, menor és la probabilitat de sincronització, tot i que en el pitjor dels casos avaluats la variabilitat absoluta de la probabilitat de sincronització volta el 10 %.

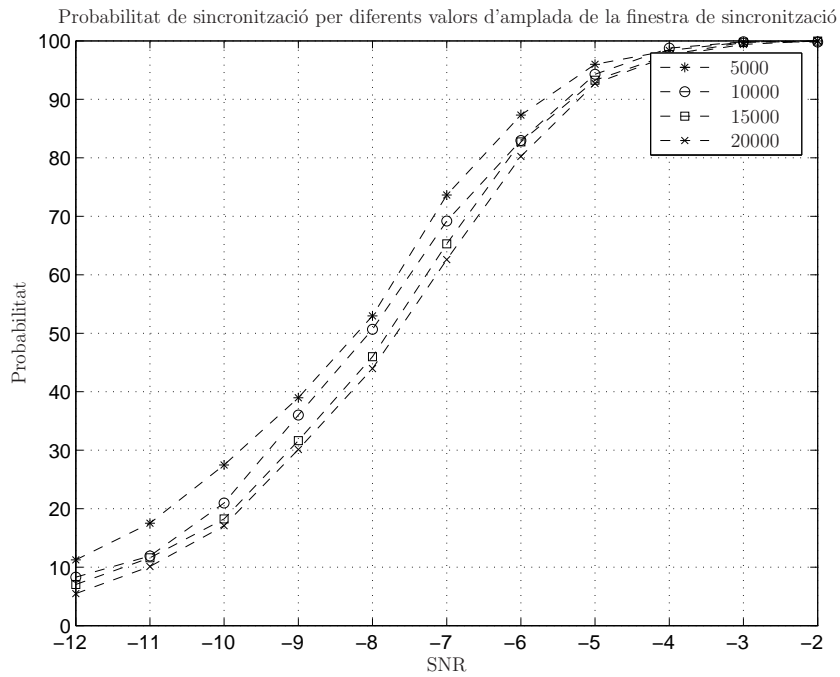


Figura 5.13: Probabilitat de sincronització correcta respecte a la SNR en l'ample de banda de transmissió per diferents valors d'amplada de la finestra de sincronització (expressada en nombre de mostres: $\delta_a f_m$)

Un cop obtingudes la sincronia de trama, xip i mostra (t_s) s'aplica un *matched filter* amb el pols de senyalització, seguit d'un **delmador** per tal d'ajustar el senyal a una mostra per xip:

$$r_d[k] = \sum_{l=0}^{N_p-1} r\left[\frac{t_s}{f_m} + k\frac{f_m}{f_c} + l\right]p[l] \quad (5.79)$$

on \bar{p} és el pols de senyalització de longitud N_p mostres, concretament un *root raised cosine* amb $\alpha = 0.65$.

L'**estimació de canal** s'obté inicialment a partir de la segona seqüència de la capçalera **C** i s'actualitza periòdicament mitjançant el camp **S**,

$$h_l = \sum_{k=0}^{L^{(s)}-1} r_d\left[\frac{\delta t}{f_c} + k + l\right]s[k], \quad l \in [-\tau_{max}f_c, \tau_{max}f_c], l \in Z \quad (5.80)$$

on δt denota l'*offset* de la seqüència (**C** o **S**) a partir de la qual s'obté l'estimació de canal.

El **deseixament** de cada símbol $D_x^{(y)}$ s'aconsegueix mitjançant un banc de correladors amb cadascuna de les seqüències $\bar{c}^{(m)}$ pertanyents a la família que denotarem per $Q = \{\bar{c}^{(1)}, \bar{c}^{(2)}, \dots, \bar{c}^{(M)}\}$. La correlació es calcula per tots aquells desplaçaments l tals que l'estimació de canal corresponent supera un determinat llindar γ :

$$U^{(m)(l)} = \sum_{k=0}^{L-1} r_d \left[\frac{t_d}{f_m} + l + k \right] c^{(m)}[k], \quad m \in [1, M], \quad \forall l \mid \|h_l\| \geq \gamma \quad (5.81)$$

on t_d denota l'instant d'inici del símbol sota consideració i L és la longitud de les seqüències utilitzades per eixamplar les dades.

En cas d'usar *quadrphase spreading*, el conjunt de seqüències Q es divideix en dos subconjunts $Q_r = \{\bar{c}^{(1)}, \dots, \bar{c}^{(M/2)}\}$ per una banda i $Q_i = \{\bar{c}^{(M/2+1)}, \dots, \bar{c}^{(M)}\}$ per una altra. Llavors es calculen les dues variables de decisió:

$$U_r^{(m)(l)} = \sum_{k=0}^{L-1} r_d \left[\frac{t_d}{f_m} + l + k \right] c^{(m)}[k], \quad m \in [1, M/2], \quad \forall l \mid \|h_l\| \geq \gamma \quad (5.82)$$

$$U_i^{(m)(l)} = \sum_{k=0}^{L-1} r_d \left[\frac{t_d}{f_m} + l + k \right] c^{(m)}[k], \quad m \in [M/2 + 1, M], \quad \forall l \mid \|h_l\| \geq \gamma \quad (5.83)$$

La decisió de la seqüència transmesa es realitza en base a un criteri de màxims sobre el valor absolut de la sortida dels correladors, avaluats únicament per aquell desplaçament l tal que l'estimació de canal és màxima, i sobre el conjunt o subconjunt de seqüències que correspongui. Denotarem per p ($p \in [1, M]$) a l'índex corresponent a la seqüència amb la sortida del correlador màxima, quan no s'usa *quadrphase spreading*, o p_r ($p_r \in [1, M/2]$) i p_i ($p_i \in [M/2 + 1, M]$) quan s'aplica *quadrphase spreading*.

La **demodulació** dels bits continguts en \bar{d} (veure (5.1)) s'efectua utilitzant una arquitectura RAKE. Si no s'usa *quadrphase spreading*, la decisió es pren en funció de la variable de decisió U calculada de la forma següent:

$$U = \sum_l h_l^* \left(U^{(p)(l)} - \sum_{k < l} U^{(p)(k)} \rho^{(p)}(l - k) \right), \quad \forall l \mid \|h_l\| \geq \gamma \quad (5.84)$$

on $\rho^{(p)}$ és l'autocorrelació circular de la seqüència p .

Si s'aplica *quadrphase spreading* caldrà determinar dues variables de decisió:

$$U_r = \sum_l h_l^* \left(U_r^{(p_r)(l)} - \sum_{k < l} U_r^{(p_r)(k)} \rho^{(p_r)}(l - k) \right), \quad \forall l \mid \|h_l\| \geq \gamma \quad (5.85)$$

$$U_i = \sum_l h_l^* \left(U_i^{(p_i)(l)} - \sum_{k < l} U_i^{(p_i)(k)} \rho^{(p_i)}(l - k) \right), \quad \forall l \mid \|h_l\| \geq \gamma \quad (5.86)$$

El valor de p (o bé p_r i p_i) determina els bits senyalitzats per la tècnica d'espectre eixamplat, i la decisió sobre U (o bé U_r i U_i) determina els bits continguts en la modulació \bar{d} .

Si no s'usa *quadrphase spreading*, a tots els bits corresponents a un símbol els correspon un *soft-bit* Sb que es calcula d'acord amb l'expressió següent:

$$Sb = \frac{\|U^{(p)(l)}\|^2}{\frac{1}{M-1} \sum_{m=1, m \neq p}^M \left(\|U^{(m)(l)}\| - \overline{U^{(l)}} \right)^2}, \quad l \mid \forall k \neq l, \|h_l\| > \|h_k\| \quad (5.87)$$

on:

$$\overline{U^{(l)}} = \frac{1}{M-1} \sum_{m=1, m \neq p}^M \|U^{(m)(l)}\| \quad (5.88)$$

S'observa que el terme del numerador a (5.87) és una mesura de la potència del senyal després de deseixamplar, mentre que al denominador hi ha una estimació de la potència de soroll, calculada a la sortida dels correladors corresponents a les seqüències no enviades. Per tant, el *soft-bit* és una estimació de la relació senyal a soroll després de deseixamplar.

En cas d'aplicar *quadriphase spreading* els *soft-bits* es calculen per cadascuna de les dues seqüències detectades (p_r i p_i) i en els corresponents subconjunts de seqüències (Q_r i Q_i):

$$Sb_r = \frac{\|U_r^{(p_r)(l)}\|^2}{\frac{1}{M-2} \sum_{m=1, m \neq p_r, m \neq p_i}^M (\|U_r^{(m)(l)}\| - \overline{U^{(l)}})^2}, \quad l \mid \forall k \neq l, \|h_l\| > \|h_k\| \quad (5.89)$$

$$Sb_i = \frac{\|U_i^{(p_i)(l)}\|^2}{\frac{1}{M-2} \sum_{m=1, m \neq p_r, m \neq p_i}^M (\|U_i^{(m)(l)}\| - \overline{U^{(l)}})^2}, \quad l \mid \forall k \neq l, \|h_l\| > \|h_k\| \quad (5.90)$$

on:

$$\overline{U^{(l)}} = \frac{1}{M-2} \sum_{m=1, m \neq p_r, m \neq p_i}^M \|U^{(m)(l)}\| \quad (5.91)$$

En aquest cas l'estimació de la varianza del soroll es realitza, també, sobre totes les sortides dels correladors excepte aquelles corresponents a les seqüències enviades.

Si s'usa multiusuari, totes les expressions anteriors s'avaluen independentment per cada usuari, i en el subconjunt de seqüències que correspongui.

Un cop obtinguts tots els bits procedents dels processos de deseixamplament i demodulació (amb els corresponents *soft-bits*), s'aplica un **de-interleaver** i un **descodificador Turbo** [2]. Aquests dos mòduls operen sobre un conjunt de 972 bits codificats i 320 bits descodificats. El turbo codi usat té una *constraint length* de 4 i el descodificador executa fins a 8 iteracions.

Si no s'usa *quadriphase spreading*, l'estimació de la SNR s'obté amitjanant els valors dels *soft-bits* per cada símbol de la ràfega, compensant el guany de procés. Concretament:

$$SNR = \frac{1}{N_{simbols}} \sum_{n=0}^{N_{simbols}-1} \frac{Sb^{(n)}}{L} \quad (5.92)$$

Si s'aplica *quadriphase spreading*, llavors l'equació anterior es modifica de la forma següent:

$$SNR = \frac{1}{N_{simbols}} \sum_{n=0}^{N_{simbols}-1} \frac{Sb_r^{(n)} + Sb_i^{(n)}}{L} \quad (5.93)$$

Ajust dels algorismes

L'ajust dels algorismes en recepció inclou els aspectes següents:

- Pel limitador d'interferència de banda estreta, el tamany de les finestres $W_1^{(f)}$ i $W_2^{(f)}$ i el llindar $l^{(f)}$.
- Pel limitador de soroll impulsional, $W_1^{(t)}$ i $W_2^{(t)}$ i el llindar $l^{(t)}$.
- Per l'estimació de canal i el combinador RAKE, el llindar γ .

Aquests paràmetres s'han fixat empíricament, en base a l'anàlisi repetit d'un experiment enviat durant 11 jornades (experiment (8), veure taula 5.2). En tots els casos, partint d'un valor inicial dels paràmetres s'ha procedit iterant, dins un espai de cerca donat, fins a trobar els valors que maximitzen el nombre d'anàlisis amb BER nul. La iteració s'ha realitzat variant cada cop només un dels paràmetres fins a trobar-ne el valor òptim. El mètode aplicat peca de diversos inconvenients: (i) Espai de cerca limitat; (ii) Possible convergència a mínims locals; (iii) Dependències entre paràmetres no considerades. Tot i això, no és l'objectiu d'aquest treball aprofundir en aquests aspectes. L'optimització s'ha realitzat únicament per tal de presentar uns resultats de l'experimentació basats en un nombre elevat de recepcions satisfactòries.

Concretament, els paràmetres s'han ajustat als valors següents:

- Limitador d'interferència de banda estreta: $W_1^{(f)} = 1.2$ segons, $W_2^{(f)} = 200$ Hz, $l^{(f)} = 6$ dB.
- Limitador de soroll impulsional: $W_1^{(f)} = 0.6$ segons, $W_2^{(f)} = 40$ ms, $l^{(f)} = 6$ dB.
- Per l'estimació de canal i el combinador RAKE: $\gamma = -3$ dB (respecte al valor màxim).

En aquestes condicions, el nombre de recepcions amb BER nul ha augmentat un 38 % respecte a la no aplicació dels algorismes corresponents (és a dir, sense limitadors ni combinador RAKE).

5.3.4 Descripció dels experiments

A la taula 5.2 s'enumeren les configuracions experimentades durant la campanya 2006/07 (els resultats preliminars corresponents a l'estiu austral 2005/06 es poden consultar a [3]). En cada cas s'indica la velocitat de bit que es pot obtenir en presència o absència de codificació i el nombre de jornades en què s'ha usat la configuració.

Config.	f_c	L	N	M	QS	Modulació	f_b (C)		Nº jornades
							uncoded	coded	
(1)	2500	63	1	64	0	cap	238 (0.10)	79 (0.03)	1
(2)	2500	63	1	64	1	cap	397 (0.16)	132 (0.05)	1
(3)	2500	63	1	64	1	QPSK	476 (0.19)	159 (0.06)	4
(4)	2500	63	2	32	1	QPSK	794 (0.32)	265 (0.11)	5
(5)	2500	31	1	32	1	QPSK	806 (0.32)	267 (0.11)	2
(6)	3125	63	1	64	0	cap	298 (0.10)	99 (0.03)	1
(7)	3125	63	1	64	1	cap	496 (0.16)	165 (0.05)	1
(8)	3125	63	1	64	1	QPSK	595 (0.19)	198 (0.06)	11
(9)	3125	63	2	32	1	QPSK	992 (0.32)	331 (0.11)	4
(10)	3125	31	1	32	1	QPSK	1008 (0.32)	336 (0.11)	2
(11)	3125	63	4	16	1	QPSK	1587 (0.51)	529 (0.17)	2
(12)	6250	63	1	64	0	cap	595 (0.10)	198 (0.03)	1
(13)	6250	63	1	64	1	cap	992 (0.16)	331 (0.05)	1
(14)	6250	127	2	64	1	QPSK	1181 (0.19)	394 (0.06)	3
(15)	6250	63	1	64	1	QPSK	1190 (0.19)	397 (0.06)	5
(16)	6250	63	2	32	1	QPSK	1984 (0.32)	661 (0.11)	2
(17)	6250	63	4	16	1	QPSK	3175 (0.50)	1058 (0.17)	2

Taula 5.2: Configuracions experimentades en l'enllaç ionosfèric entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre durant la campanya 2006/07. En cada cas s'indica la velocitat de bit assolida i l'eficiència espectral

5.3.5 Experimentació

Seguidament es resumeixen els resultats obtinguts a ran de l'experimentació sobre l'enllaç entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre. Les gràfiques que es mostren a continuació contenen informació provinent de les desenes de milers de ràfegues enviades, i es comparen amb les prestacions màximes assolibles discutides a l'apartat 5.2.4.

La figura bàsica que s'usarà és un *scatterplot* (veure, per exemple, les dues gràfiques superiors de la figura 5.14) que conté una representació de la $BER^{(l)}$ respecte a l'estimació de la SNR. L'estimació de la SNR en recepció es realitza just després de deseixamplar (veure equacions (5.92) i (5.93)). Referent a aquesta estimació fem notar que: (i) Es calcula després del limitador (veure figura 5.9) i, per tant, la quantitat de soroll a l'entrada del receptor és realment major; (ii) S'avalua prenent com a senyal només la contribució del retard amb major potència i, per tant, el senyal a l'entrada del receptor és realment major (si el canal és dispersiu); (iii) Quan el detector a la sortida dels correladors erra la seqüència l'estimació de la SNR és incorrecta. Això es produeix per aquella SNR tal que la P_s (veure equació (5.28) i anàlogues per altres sistemes) s'aproxima a la unitat. A la gràfica 5.14, per exemple, s'observa com per una longitud de seqüència $L = 63$ i ús de *quadriphase chip spreading* el detector falla sistemàticament produint $BER^{(l)}$ propera a 0.5 quan la SNR volta els -8 dB (per aquest valor de SNR la P_s calculada analíticament mitjançant (5.28) s'apropa a 0.6).

Amb el terme $BER^{(l)}$ es fa referència al *bit error rate* mesurat sobre els bits continguts en una ràfega de N_{bits} (320 si s'usa codificació o 972 si no s'usa codificació).

Per tant cada punt (SNR, $BER^{(l)}$) de l'*scatterplot* correspondrà a la demodulació d'una ràfega de N_{bits} . La línia gruixuda que apareix a la gràfica s'ha obtingut calculant la mediana dels punts en subintervalls consecutius de $BER^{(l)}$ d'amplada igual a 0.02.

D'altra banda, per cada configuració la relació entre el BER i la SNR es pot obtenir mitjançant simulació o analíticament d'acord amb les explicacions de l'apartat 5.2.4. Llavors la probabilitat P que en un ràfega de N_{bits} n'hi hagi k d'erronis és:

$$P\left(BER^{(l)} = \frac{k}{N_{bits}}\right) = \binom{N_{bits}}{k} BER^k (1 - BER)^{N_{bits}-k} \quad (5.94)$$

Definim l'interval $[BER_l^{(l)}, BER_h^{(l)}]$ que, donat un BER, conté amb una probabilitat del 90 % a $BER^{(l)}$. Concretament,

$$P\left(BER^{(l)} < BER_l^{(l)}\right) = 0.05 \quad (5.95)$$

$$P\left(BER^{(l)} > BER_h^{(l)}\right) = 0.05 \quad (5.96)$$

A cada *scatterplot* s'inclouen les corbes $BER_l^{(l)} = f(SNR)$ i $BER_h^{(l)} = f(SNR)$ per la configuració que correspongui. Els punts de l'*scatterplot* haurien d'estar inclosos, en un 90 % dels casos, en l'espai delimitat per aquestes corbes si les proves es realitzessin en laboratori, en presència únicament de soroll blanc additiu gaussià. S'observarà a continuació, però, que els punts estan distribuïts de forma similar a com indiquen les corbes però no hi estan continguts. Cada *scatterplot* s'acompanya de dos histogrames que se'n deriven directament.

El primer d'ells mostra, per cada SNR, el percentatge de recepcions amb $BER^{(l)}=0$ respecte al nombre total de recepcions amb $BER^{(l)}=0$. Fem notar que a mesura que la SNR és major,

la probabilitat de demodular amb $BER^{(')}=0$ és també major, però simultàniament aquella SNR és menys probable. Aquest primer histograma mostra, per tant, els valors de SNR pels quals tenint en compte aquest compromís la configuració és més adient.

Un segon histograma mostra, per cada SNR, el percentatge de recepcions amb $BER^{(')}=0$ respecte al nombre de recepcions a aquella SNR. Aquesta figura permet avaluar, per aquella configuració, a partir de quina SNR la probabilitat de rebre una ràfega sense errors és superior a un valor donat.

Resultats

A continuació es mostren els resultats de l'experimentació a partir de l'*scatterplot* i els histogrames descrits en l'apartat anterior.

A banda de discutir els resultats en termes de la comparació amb els valors teòrics esperats s'examinen també altres situacions. A la figura 5.14 s'avalua l'efecte de la variació de l'ample de banda, a 5.15 la modulació i a 5.16 la codificació.

A més, a la figura 5.17 s'indiquen les freqüències amb major percentatge de recepcions amb $BER^{(')}=0$, a cada hora i a 5.18 les hores amb major percentatge de recepcions amb $BER^{(')}=0$ per cada freqüència.

En primer lloc, en totes les figures s'observa com els punts a l'*scatterplot* se situen fora de l'espai delimitat per les corbes de $BER_l^{(')}$ i $BER_h^{(')}$, desplaçats cap a SNRs majors uns 2 dB. Aquest desplaçament és atribuïble a diferents causes: (i) Soroll de naturalesa no gaussiana i interferència; (ii) Canal: multicamí, Doppler, *fading*, etc.; (iii) Etc. La millora i optimització dels algorismes del banc de proves podria mitigar aquesta pèrdua de prestacions, però en tot cas cal compensar aquesta magnitud quan s'efectua el disseny partint dels valors teòrics.

Ample de banda. A la figura 5.14 es compara l'ús de la configuració (L,N,M,QS,Mod): (63,1,64,si,QPSK) (amb codificació) en un ample de banda de 3125 Hz (columna esquerra) i la mateixa configuració en un ample de banda de 6250 Hz (columna dreta). S'observa que les prestacions que s'obtenen són lleugerament millors per l'ample de banda elevat: efectivament, per una SNR de -6 dB només al voltant de 25 % de les recepcions presenten $BER^{(')} = 0$ quan $f_c = 3125$, mentre que aquesta magnitud supera el 40 % quan $f_c = 6250$ (els percentatges són igualment millors en el segon cas per SNRs majors: -5 dB, -4 dB, -3 dB, etc.). Això pot ser explicat, en part, per un millor comportament del mòdul RAKE en poder resoldre el *multipath* amb major resolució.

Modulació. A la figura 5.15 es compara l'aplicació de la modulació QPSK respecte a no usar-ne cap en base a una configuració (L,N,M,QS): (63,1,64,si) (amb codificació). Les corbes de $BER_l^{(')}$ i $BER_h^{(')}$ indiquen que, en aquesta situació, en ambdós casos les prestacions màximes teòriques són gairebé idèntiques (lleugerament millors quan no s'usa cap modulació). Els histogrames permeten confirmar aquesta previsió, observant-se desviacions sempre minces, al voltant del 5 % o el 10 % (més sovint favorables a l'ús de la modulació).

Fem notar que l'ús de la modulació, enfront no aplicar-ne cap, té com a inconvenient la necessitat d'aplicar l'estimació de canal i el combinador RAKE (opcional) i com a avantatge la major eficiència espectral sense cost energètic addicional. En aquest context, convé destacar

que el fet que els resultats obtinguts en termes de la degradació de 2 dB observada entre la teoria i la pràctica sigui igual tant si s'usa modulació com si no permet atribuir aquesta desviació amb major probabilitat al detector de la seqüència d'eixamplament que no pas al funcionament de l'estimador de canal i el combinador.

Codificació. A la figura 5.16 es compara l'aplicació de codificació en base a una configuració (L,N,M,QS,Mod): (63,1,64,si,QPSK). En cas d'usar codificació, s'observa com si bé en teoria a partir d'una SNR al voltant de -7 dB s'hauria d'assolir un $BER^{(l)} = 0$ en el 90 % del casos, realment s'aconsegueix un percentatge proper al 80 % quan la SNR és de -4 dB (comportament 3 dB pitjor). Per contra, quan no s'usa codificació (sempre en la configuració de la figura) les corbes de $BER_l^{(l)}$ i $BER_h^{(l)}$ indiquen que el $BER^{(l)} = 0$ s'hauria d'aconseguir, amb probabilitat del 90 %, per una SNR al voltant de -3 dB, quan a la pràctica per una SNR de 2 dB (5 dB per sobre) tot just s'arriba al 70 %. Aquest fet posa de rellevància la dificultat d'obtenir, a la pràctica, un $BER^{(l)}$ nul en absència de codificació (probablement a causa d'errors produïts per soroll de naturalesa no gaussiana, interferència, etc.).

Millors freqüències. A la figura 5.17 es mostren les freqüències amb major percentatge de $BER^{(l)}$ nul a cada hora, en base a la configuració (L,N,M,QS,Mod): (63,1,64,si,QPSK) (amb codificació) per un ample de banda de 3125 Hz. Fem notar que amb aquesta configuració, a la pràctica, s'aconsegueixen $BER^{(l)} = 0$ per SNR per sobre de -4 dB a -5 dB amb probabilitat superiors al 80 % (veure figura 5.16). Compararem aquesta gràfica amb la figura 4.25, on s'indica a cada hora la freqüència a la qual s'aconsegueix amb major probabilitat una determinada SNR mesurada en un ample de banda de 3 KHz. Fixem-nos en la gràfica corresponent a una SNR de -3 dB (inferior - esquerra). S'observa que:

- La distribució per hores de les freqüències amb millors percentatges és molt semblant en ambdues mesures: per sobre de 15 MHz entre les 18 hores i les 22 hores, entre 9 MHz i 11 MHz entre les 23 hores i les 6 hores, i altre cop al voltant de 15 MHz entre les 7 hores i les 11 hores. Per tant, en aquest aspecte hi ha una correspondència molt bona entre les mesures de canal i els resultats obtinguts a partir de l'anàlisi de les transmissions de dades.
- Si ens fixem en els valors concrets de percentatges, veiem que: (i) Hi ha un conjunt d'hores, principalment pertanyents a la vesprada i matinada (20, 21, 23, 2, 5, 6, 7, 8, 10) en què la probabilitat de superar els -3 dB (mesurada mitjançant el sondeig de canal) coincideix amb gran exactitud amb la probabilitat d'obtenir un $BER^{(l)} = 0$ (mesurada mitjançant l'anàlisi de dades). (ii) Hi ha un conjunt d'hores, corresponents a plena nit (0, 1, 3, 4) en què la probabilitat d'obtenir un $BER^{(l)} = 0$ està aproximadament entre un 40 % i un 50 % per sota de la predicció realitzada mitjançant el sondeig de banda estreta; (iii) Finalment hi ha un conjunt d'hores en què ambdues mesures presenten resultats dispars (18, 22, 9). Especialment destacable és el cas de les 18 i les 9 hores, en què el sondeig de canal prediu disponibilitats menyspreables (per sota del 5 %) mentre que després s'aconsegueixen $BER^{(l)} = 0$ amb percentatges entorn al 20 %.

Una possible justificació a aquests resultats seria a partir dels dos arguments següents:

- (i) La mesura de SNR realitzada mitjançant el sondeig de canal considera soroll tot

allò que no és senyal: tant el soroll gaussià, com el soroll d'altra naturalesa com la interferència. Durant la vesprada i la matinada el pes de la potència d'interferència respecte al del soroll total és menor que durant la nit; és precisament durant la vesprada i durant la matinada que les dues mesures (canal i dades) es corresponen més, de la qual cosa poden concloure que una determinada potència d'interferència degrada addicionalment el senyal en comparació a com ho faria una mateixa potència de soroll gaussià; (ii) A plena nit i freqüències baixes la dispersió temporal és major que durant la vesprada i matinada a freqüències altes i, per tant, resulta més complicat obtenir bones prestacions per una mateixa relació SNR.

Per altra banda no s'ha trobat justificació a la disparitat en els resultats obtinguts a les 18, 22 i 9 hores, llevat d'atribuir-la a variacions en el comportament de la ionosfera (les mesures de canal s'han realitzat des de 6 de desembre al 5 de febrer mentre que les de dades corresponent principalment al febrer).

Millors hores. A la figura 5.18 es mostren les hores amb major percentatge de $BER^{(l)}$ nul a cada freqüència, en base a la configuració (L,N,M,QS,Mod): (63,1,64,si,QPSK) (amb codificació). Aquesta representació és especialment útil quan es pretén utilitzar una antena amb guany sintonitzada a una freqüència determinada. En constata que els millors resultats s'aconsegueixen a altes freqüències (al voltant de 16 MHz) a primera hora del vespres (21 hores).

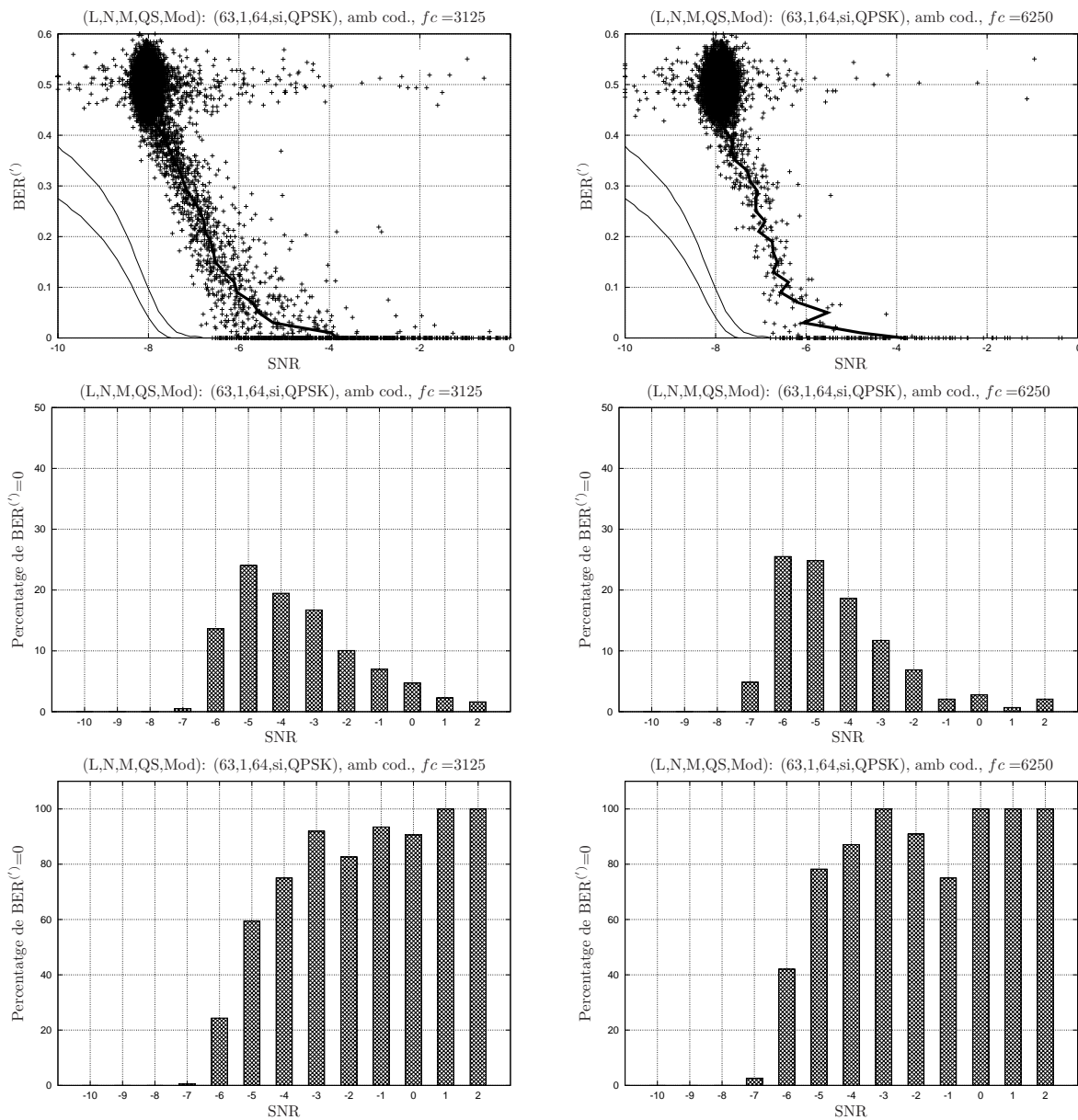


Figura 5.14: Comparació de dos ample de banda: 3125 Hz i 6250 Hz: (i) *Scatter-plot* del $\text{BER}^{(l)}$ versus estimació de la SNR abans de deseixamplar (fila superior); (ii) Histograma del percentatge de recepcions amb $\text{BER}^{(l)}=0$ respecte al nombre total de recepcions amb $\text{BER}^{(l)}=0$ (fila del mig); (iii) Histograma del percentatge de recepcions amb $\text{BER}^{(l)}=0$ respecte al nombre total de mesures en aquella SNR (fila inferior). Les gràfiques d'*scatterplot* inclouen les corbes de $\text{BER}_l^{(l)}$ i $\text{BER}_h^{(l)}$

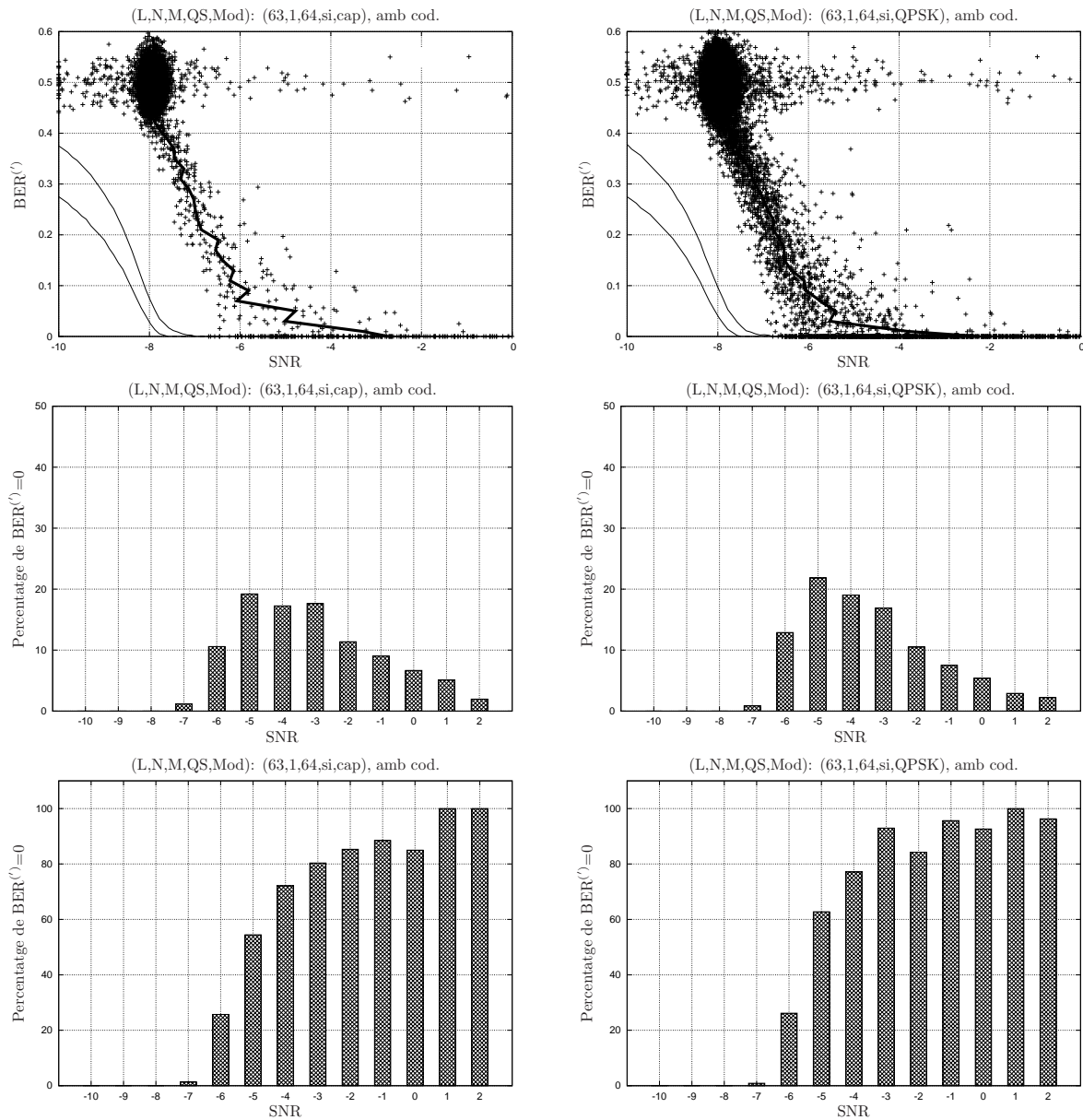


Figura 5.15: Comparació segons la modulació: (i) *Scatterplot* del $BER^{(l)}$ versus estimació de la SNR abans de desxifrar (fila superior); (ii) Histograma del percentatge de recepcions amb $BER^{(l)}=0$ respecte al nombre total de recepcions amb $BER^{(l)}=0$ (fila del mig); (iii) Histograma del percentatge de recepcions amb $BER^{(l)}=0$ respecte al nombre total de mesures en aquella SNR (fila inferior). Les gràfiques d'*scatterplot* inclouen les corbes de $BER_l^{(l)}$ i $BER_h^{(l)}$

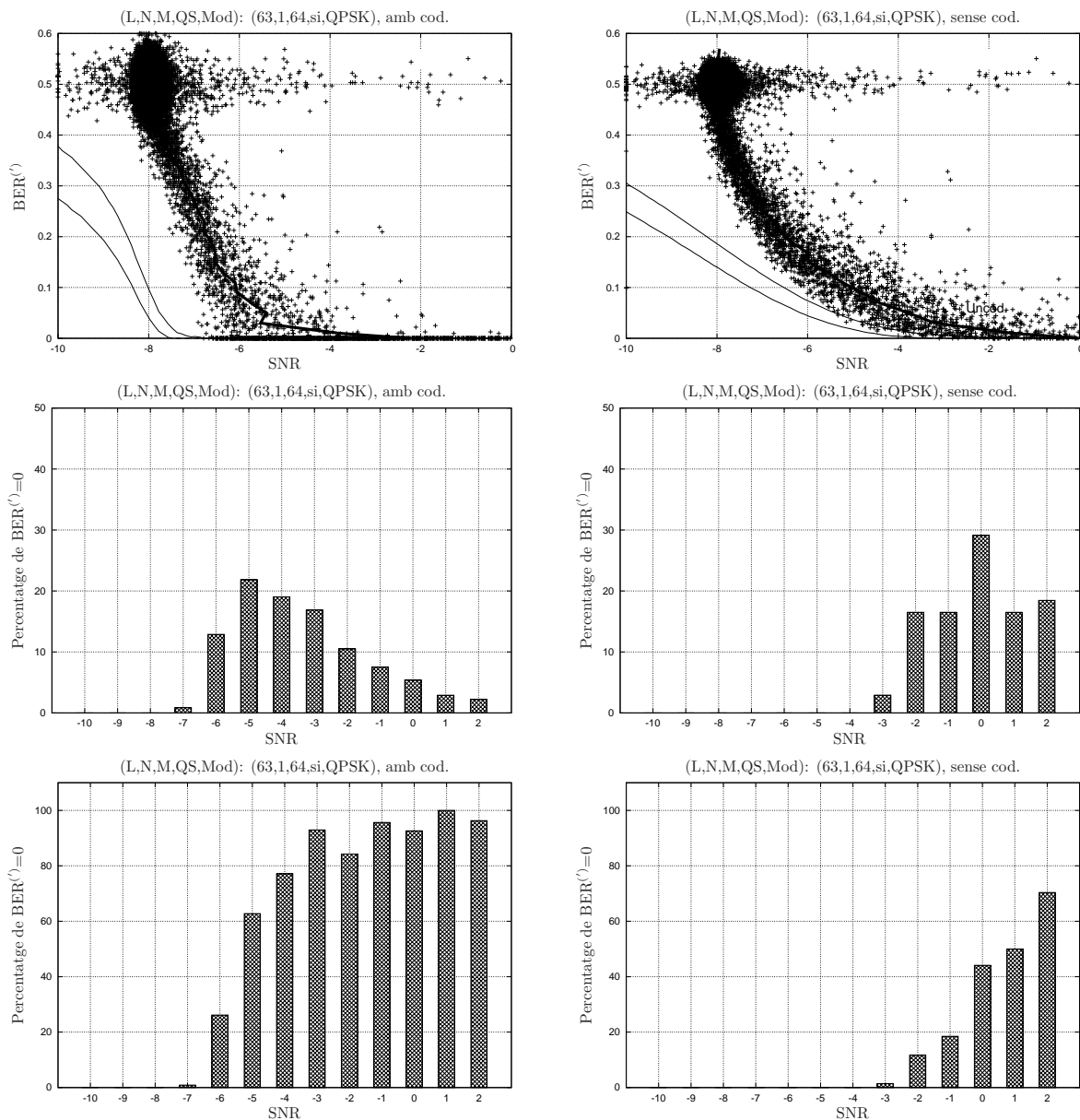


Figura 5.16: Comparació segons l'ús de la codificació: (i) *Scatterplot* del $BER^{(l)}$ versus estimació de la SNR abans de deseixamplar (fila superior); (ii) Histograma del percentatge de recepcions amb $BER^{(l)}=0$ respecte al nombre total de recepcions amb $BER^{(l)}=0$ respecte al nombre total de mesures en aquella SNR (fila del mig); (iii) Histograma del percentatge de recepcions amb $BER^{(l)}=0$ respecte al nombre total de mesures en aquella SNR (fila inferior). Les gràfiques d'*scatterplot* inclouen les corbes de $BER_l^{(l)}$ i $BER_h^{(l)}$

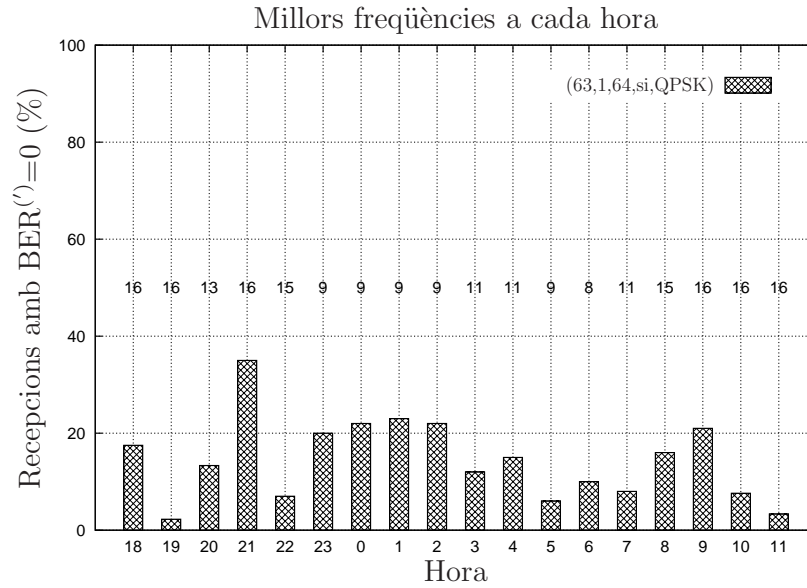


Figura 5.17: Freqüències amb major percentatge de recepcions amb $BER^{(l)}=0$, a cada hora. La mesura es basa en l'ús de la configuració (L,N,M,QS,Mod): (63,1,64,si,QPSK), amb codificació de canal

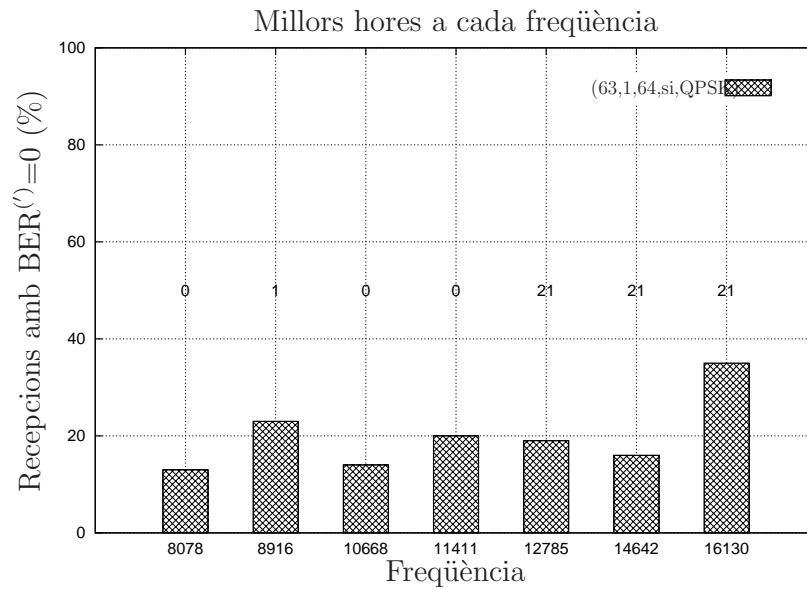


Figura 5.18: Hores amb major percentatge de recepcions amb $BER^{(l)}=0$, fixada la freqüència. La mesura es basa en l'ús de la configuració (L,N,M,QS,Mod): (63,1,64,si,QPSK), amb codificació de canal

5.4 Conclusions

En aquest capítol s'ha estudiat, tant de forma teòrica com experimental, la viabilitat de la transmissió de dades en un enllaç per rebot ionosfèric entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre. L'enllaç té una longitud sobre la superfície de la Terra al voltant de 12700 Km. i atravesa 4 continents en línia recta i dues zones d'assignació de freqüències de la ITU. El sistema s'aplicarà a la transmissió de les dades procedents d'un sensor geomagnètic, que genera un màxim de 7560 bits cada hora, i que s'han d'enviar amb una latència màxima de 24 hores.

Les especials condicions que es donen a l'Antàrtida han limitat diversos aspectes de la transmissió. Per raons d'estalvi energètic la potència d'emissió màxima s'ha fixat a 200 watts. A més, per evitar major impacte mediambiental s'ha triat una antena que requereix mínima infraestructura, instal·lació sense cimentació (un monopòl). En aquestes condicions, les mesures de canal mostren variacions importants en funció de l'hora i la freqüència. Destacarien valors típics de relació senyal a soroll en recepció sensiblement negatives en amples de banda de 3 KHz (al voltant de -5 dB), dispersions temporals normalment per sota dels 2 ms i dispersions freqüencials màximes per sota de 1.5 Hz.

S'han revisat els estàndards actuals de comunicació per HF i s'ha constatat com cap dels modes de funcionament està pensat per enllaços amb SNRs negatives. En aquest capítol es proposen nous modes de funcionament de la capa física basats en diferents alternatives d'espectre eixamplat per seqüència directa. S'ha escollit aquesta tècnica per la seva robustesa a la interferència i multicamí, a la possibilitat de transmissió amb baixa densitat espectral de potència i a la flexibilitat que permet en termes d'eficiència espectral amb SNR negatives.

Es planteja un mode de transmissió fora dels estàndards actuals de la ITU, pensat per causar mínima interferència sobre els serveis primaris i secundaris definits pels organismes competents, i capaç de funcionar en presència d'elevats valors de potència de soroll i interferència i robust a registres moderats de dispersió temporal i freqüencial. A tal efecte es proposa un sistema basat en la transmissió esporàdica de ràfegues curtes de reduïda densitat espectral de potència, primant l'estalvi energètic en transmissió en detriment de la complexitat computacional del receptor.

S'han avaluat diverses variants de DSSS: senyalització de forma d'ona, eixamplament en quadratura, multiusuari i impacte de la modulació (BPSK i QPSK), tant des del punt de vista del BER en funció de la SNR per bit, com de la complexitat computacional i de l'eficiència espectral. Es conclou que:

- L'ús de la tècnica *DSSS M-ary signaling* permet incrementar l'eficiència espectral. Com major sigui M menor serà la SNR per bit requerida per assolir un determinat BER. A la pràctica, si s'usen seqüències d'eixamplament *Gold* el valor màxim de M està limitat per la longitud de la seqüència eixampladora $M \sim L$. Per un determinat *bit-rate*, incrementar M produeix un major cost computacional al receptor.
- L'ús combinat de *DSSS M-ary signaling* i una modulació (s'ha estudiat la BPSK i QPSK) permet reduir encara més la mínima SNR per bit requerida per assolir un determinat BER. La reducció que es pot aconseguir és major en el cas de la QPSK que per la BPSK. Per contra, utilitzar una modulació requereix realitzar una estimació de canal (o bé usar una tècnica diferencial) i, opcionalment, un combinador RAKE.
- Si a l'aplicació de *DSSS M-ary signaling* (sense modulació) se li afegeix *quadrature phase*

chip spreading es pot doblar el guany de procés mantenint el mateix requeriment de SNR per bit per un determinat BER i la mateixa eficiència espectral. En cas d'usar modulació, llavors l'ús de *quadriphase chip spreading* produeix ineficiència energètica.

- L'ús combinat de *DSSS M-ary signaling* (amb modulació) i multiusuari permet assolir eficiències espectrals equivalents a les d'un sistema sense eixamplar. El senyal resultat, però, no té envolupant constant.
- Quan l'amplificador de potència treballa a potència màxima, l'ús de multiusuari requereix reduir la potència de transmissió per evitar distorsió i/o aplicar tècniques de reducció de PAPR.
- L'aplicació de les tècniques anteriors pot donar resposta a la necessitat d'establiment d'una comunicació realitzada amb baixa densitat espectral de potència i en amples de banda que en recepció produeixen SNR negatives.

Es proposa un mètode per tal de, en funció de la mesura de SNR en un determinat ample de banda, determinar els paràmetres del sistema d'espectre eixamplat (guany de procés L , nombre de seqüències usades en la senyalització M , conveniència d'usar eixamplament en quadratura, nombre d'usuaris virtuals N i modulació) que maximitzen la velocitat de bit tot garantint una probabilitat mínima de rebre sense errors una ràfega de N_{bits} . L'aplicació d'aquest mètode partint d'una mesura de SNR de -5 dB en un ample de banda al voltant de 3 KHz i un tamany de la ràfega de 320 bits dona per resultat un sistema que permet l'enviament de 347 bits per segon, rebuts sense error amb una probabilitat al voltant de 90 %. Es constata que aquesta velocitat permetria enviar sobradament els 7560 bits per hora que requereix l'aplicació tot mantenint una freqüència de transmissió esporàdica.

S'ha avaluat la conveniència d'utilitzar codificació de canal estudiant una configuració basada en l'ús de turbo codis de *rate* 1/3, amb l'*inter-leaver* corresponent que opera sobre 320 bits, generant 972 bits codificats. Les simulacions mostren que només s'aconsegueix un guany de codificació per valors de BER per sota de 10^{-4} (consultar figura 5.7). L'adequació d'utilitzar codificació dependrà per tant, entre altres factors, del tamany de la ràfega de bits i de la probabilitat desitjada d'obtenir aquesta ràfega lliure d'errors.

S'ha definit un banc de proves per tal d'avaluar experimentalment diverses configuracions i poder així comparar els resultats amb les previsions teòriques. El banc de proves inclou: (i) La definició d'una capçalera adaptada a les mesures de dispersió temporal i freqüencial, que suporta sincronització i estimació de canal; (ii) La definició d'un format de trama per les dades; (iii) El disseny i ajust d'un conjunt d'algorismes: codificació / descodificació, sincronització, limitador d'interferència de banda estreta i soroll impulsional, eixamplament / deseixamplament, combinador RAKE, demodulador, estimació de SNR, etc.

S'han realitzat proves experimentals corresponents a diferents configuracions i en diferents amples de banda, en un marge de freqüències comprès entre 8 MHz i 16 MHz i un interval horari comprès entre les 18 UTC i les 12 UTC. A partir dels resultats experimentals i de la seva comparació amb les previsions teòriques en termes del BER mesurat en una ràfega en funció de la SNR en recepció, se n'extreuen les conclusions següents:

- Es constata una pèrdua aproximadament de 2 dB entre la previsió de SNR per obtenir un determinat BER i el requeriment real de SNR observat a partir de les dades experimentals, per aquell mateix BER. La pèrdua és atribuïble a diferents factors: naturalesa no gaussiana del soroll, interferència, dispersió del canal, etc.

- Per un determinat SNR, la probabilitat de rebre una ràfega sense errors és lleugerament superior si l'ample de banda en el qual s'ha mesurat és major. Aquesta millora pot ser deguda, en part, a un millor funcionament del combinador RAKE ja que la resolució del *multipath* és millor (aquest resultat s'hauria d'explorar en successius experiments).
- Els resultats experimentals confirmen que donada una determinada SNR en recepció, l'ús addicional d'una modulació (per tant, incrementant el *bit-rate* sense variar la potència) no repercuteix en un major BER.
- La diferència entre la previsió teòrica i les dades experimentals pel que fa a la SNR a la qual la probabilitat de rebre una ràfega sense errors volta el 90 % és major en els sistemes que no usen codificació (uns 5 dB) que en els que si l'usen (uns 3 dB).
- Pel que fa a les freqüències que a cada hora produeixen una probabilitat major d'obtenir ràfegues sense errors, s'observa que corresponen amb gran exactitud amb les de major disponibilitat, mesurada mitjançant el sondeig de banda estreta: per sobre de 15 MHz a la vesprada i matinada, per sota de 11 MHz a plena nit (entre les 23 UTC i les 6 UTC). Respecte als percentatges concrets de ràfegues sense error, s'observa que numèricament són molt semblants a les corresponents disponibilitats mesurades en banda estreta durant la vesprada i matinada, però són pitjors a plena nit. Aquest fet s'atribueix principalment a la major quantitat d'interferència en aquesta darrera franja horària.

D'acord amb els resultats experimentals, es recomana: (i) Integrar la pèrdua de 2 dB de SNR en els càlculs teòrics; (ii) Prioritzar amplituds de banda majors, l'ús de modulació (millor QPSK que BPSK) i l'ús de codificació; (iii) L'ús de modulació comporta no recomanar l'ús de *quadrature phase shift keying* (iv) La millor hora per establir la comunicació és les 21 UTC (a 16 MHz); entre les 23 UTC i les 4 UTC s'obtenen també probabilitats elevades d'obtenir ràfegues sense errors (entre 9 MHz i 11 MHz) però inferiors en un 40 % o 50 % respecte a les previsions mesurades a partir del sondeig de banda estreta.

Bibliografia

- [1] M. Baker, W. Beamish, and M. Turner, "The use of MIL-STD-188-141A in HF data networks," in *Proc. IEEE Military Communications Conference*, vol. 1, Oct 1989, pp. 75–79.
- [2] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 10, pp. 1261–1271, Oct 1996.
- [3] M. Deumal, C. Vilella, J. C. Socoró, R. Alsina, and J. L. Pijoan, "A DS-SS signaling based system proposal for low SNR HF digital communications," in *Proc. Ionospheric Radio Systems and Techniques*, July 2006, pp. 128–132.
- [4] P. K. Enge and D. V. Sarwate, "Spread-spectrum multiple-access performance of orthogonal codes: linear receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 35, no. 12, pp. 1309–1319, Dec 1987.
- [5] L. B. Milstein, S. Davidovici, and D. L. Schilling, "The effect of multiple-tone interfering signals on a direct sequence spread spectrum communication system," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 3, pp. 436–446, Mar 1982.
- [6] L. B. Milstein, "Interference rejection techniques in spread spectrum communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 76, no. 6, pp. 657–671, Jun 1988.
- [7] *Military message handling system (MMHS)*, North Atlantic Treaty Organization Std. STANAG-4406, 1999.
- [8] *Profile for high frequency (HF) radio data communications*, North Atlantic Treaty Organization Std. STANAG-5066, 2000.
- [9] NTIA, "High frequency radio automatic link establishment (ALE) application handbook," in *NTIA handbook*, 1998.
- [10] R. L. Peterson, R. E. Ziemer, and D. E. Borth, *Introduction to spread spectrum communications*. Prentice Hall, 1995.
- [11] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications - a tutorial," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 5, pp. 855–884, May 1982.
- [12] J. G. Proakis, *Digital communications*. McGraw-Hill, 1995.

- [13] D. L. Schilling, L. B. Milstein, R. L. Pickholtz, and R. W. Brown, "Optimization of the processing gain of an M-ary direct sequence spread spectrum communication system," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 8, pp. 1389–1398, Aug 1980.
- [14] *Interoperability and performance standards for data modems*, U.S. Department of Defense Std. MIL-STD-188-110A, 1991.
- [15] *Interoperability and performance standards for medium and high frequency radio equipment*, U.S. Department of Defense Std. MIL-STD-188-141A, 1991.
- [16] *Interoperability and performance standards for data modems*, U.S. Department of Defense Std. MIL-STD-188-110B, 2000.

Conclusions i línies de futur

En aquest apartat, i a mode de sumari, es resumeix el treball dut a terme en aquesta tesi fent èmfasi en les contribucions realitzades. Els resultats concrets que s'han obtingut es poden consultar als apartats 4.11 i 5.4.

Aquest treball es basa en l'estudi d'un enllaç ionosfèric des del punt de vista de la seva caracterització i pel seu ús per a la transmissió de dades digitals. Tres són les principals peculiaritats d'aquest enllaç: (i) Molt llarga distància (12.700 Km), travessant l'equador i quatre fusos horaris; (ii) Potència de transmissió relativament baixa (200 watts); (iii) Infraestructura de radiació simple (monopol).

L'aplicació final d'aquest enllaç és la transmissió unidireccional de dades procedents d'un sensor instal·lat en un lloc remot. El flux d'informació que genera és baix (per sota de 10 Kbits per hora), i es parteix d'una situació sense atribució de canal fixa per a la comunicació. El treball consta de dues fases: (i) Sondeig i caracterització de l'enllaç; (ii) Proposta inicial d'un nivell físic adaptat a aquest tipus de comunicació. A continuació es concreten les característiques de l'enllaç i es descriuen i relacionen aquestes dues fases.

En una primera fase s'ha estudiat de forma sistemàtica l'enllaç de comunicacions per rebot ionosfèric entre la Base Antàrtica Espanyola (62.6S, 60.4W) i l'Observatori de l'Ebre (40.8N, 0.5E). L'estudi comprèn prop de 60 dies corresponents a l'estiu austral del 2006/07, en un marge freqüencial entre 6 MHz i 17 MHz i un interval horari de 18 hores diàries distribuïdes ininterrompudament des de les 18 UTC de cada dia fins a les 11 UTC del dia següent. S'ha realitzat tant un sondeig de banda estreta, mitjançant l'enviament d'un to de 200 watts, com un de banda ampla basat en la tècnica *pulse compression* usant seqüències pseudo-aleatòries en diferents amples de banda.

En primer lloc s'han obtingut les gràfiques de disponibilitat de l'enllaç en funció de l'hora i la freqüència. S'ha analitzat la variació horària, freqüencial i diària d'aquesta mesura i s'han relacionat els resultats amb la distribució de la incidència solar en la trajectòria de l'enllaç i amb altres paràmetres coneguts relatius a la física de la ionosfera.

En segon lloc s'ha estudiat fins a quin punt les característiques del receptor i de la interferència condicionen els resultats del sondeig. L'anàlisi s'ha realitzat per tres bandes de freqüències i els efectes estudiats inclouen la sensibilitat, el bloqueig i la interferència co-canal. A ran d'aquest estudi es proposen les millores del receptor més convenients per tal de superar les seves limitacions.

En tercer lloc s'ha considerat la mesura de la SNR en funció de la freqüència i l'hora. Tot i que aquest paràmetre depèn fortament de les característiques dels elements radiants, s'ha cregut interessant incloure'l en l'estudi ja que resulta imprescindible disposar d'una orientació del seu valor per tal de dissenyar un nivell físic adaptat a aquest enllaç.

A partir de la mesura de la probabilitat d'obtenir una SNR llindar, s'ha obtingut la llista de les freqüències que maximitzen aquest paràmetre a cada hora. En un enllaç unidireccional,

aquesta llista proporciona un criteri per escollir en cada moment la freqüència que, des del punt de vista de la SNR, garanteix uns resultats millors.

Finalment s'han realitzat mesures de dispersió temporal i freqüencial en funció de la freqüència i l'hora. A tal efecte s'han escollit els paràmetres *composite multipath* i *Doppler spread* per coherència amb altres treballs i pel fet d'haver demostrat eficàcia a l'hora d'aplicar-los al disseny de mòdems.

Els resultats d'aquesta primera fase han estat el punt de partida per a l'estudi, el disseny i la verificació experimental d'un sistema per a la transmissió de dades. Concretament, (i) Les mesures de disponibilitat i probabilitat d'obtenir una SNR llindar orienten sobre les millors freqüències per establir l'enllaç; (ii) El marge de variació de la SNR (valors negatius inclosos) i de la dispersió temporal i freqüencial són un requeriment pel nivell físic.

A més de les mesures, la no atribució d'un canal per establir l'enllaç imposen un conjunt de restriccions addicionals: (i) Causar mínima interferència sobre altres sistemes (densitat espectral de potència baixa); (ii) Robustesa a la interferència causada per altres.

En la segona fase del treball s'estudia l'adequació de l'espectre eixamplat per seqüència directa (DSSS) a l'hora de resoldre els requeriments imposats pel tipus de comunicació i per les mesures del canal.

En primer lloc es discuteixen i comparen teòricament i mitjançant simulació les prestacions de diferents variants de DSSS en termes de BER en funció de la SNR per bit. A continuació es proposa una metodologia per tal d'escollir aquests paràmetres (tipus d'eixamplament, longitud i nombre de seqüències, modulació, nombre d'usuaris virtuals) en funció de les mesures de canal.

En segon lloc s'han verificat experimentalment les diverses alternatives. A tal efecte s'ha definit un format de trama i un banc de proves per a tots els experiments. Com a resultat convé destacar l'obtenció de gràfiques que caracteritzen la diferència entre els resultats esperats i els obtinguts a la pràctica. Aquestes diferències es poden incorporar a la metodologia anterior per tal d'adaptar-la al cas real.

Més enllà dels resultats concrets aplicables a aquest enllaç, la part del nivell físic proposada en aquest treball és d'utilitat per qualsevol altre sistema amb característiques i problemàtiques similars, prèvia adaptació a les corresponents mesures del canal.

Acabem el treball amb sensacions diferents segons si ens referim a l'estudi de canal o al disseny del nivell físic. Considerem que l'estudi del canal és un procés pràcticament finalitzat, tant pel que fa als resultats assolits com a la metodologia per obtenir-los. En tot cas creiem convenient desenvolupar les línies següents:

- Replicar el procés durant subsegüents campanyes per tal d'obtenir una sèrie temporal més completa i poder caracteritzar així les variacions anuals i estacionals.
- Augmentar la freqüència màxima sondejada i incloure més hores diürnes en l'interval de sondeig. Així podria completar-se la figura de disponibilitat: (i) Per sobre dels 12 MHz, abans de les 18 UTC; (ii) Per sobre dels 17 MHz entre les 18 UTC i les 3 UTC; (iii) Per freqüències majors de 17 MHz a partir de les 7 UTC; (iv) Per sobre dels 14 MHz a partir de les 11 UTC.
- Estudiar les relacions entre els resultats del sondeig oblic i els obtinguts mitjançant sondeig vertical per ionosondes distribuïdes en la trajectòria de l'enllaç.

Per altra banda, la definició de les característiques del nivell físic per a la transmissió de dades digitals és una tasca iniciada satisfactòriament però amb un camí encara per recórrer. Les conclusions derivades de l'experimentació s'han de prendre amb cautela, ja que tot i provenir de l'anàlisi de prop de 75000 recepcions, un enllaç d'aquestes característiques presenta un nombre de graus de llibertat molt elevat, i el mostreig que se n'ha fet és temporalment incomplet. Cal dissenyar més experiments ad hoc, i realitzar-los durant diverses campanyes per incrementar el nivell de certesa (o bé per descartar) d'algunes de les afirmacions d'aquest treball. En aquest context, a continuació es proposen un conjunt de millores a desenvolupar en subsegüents treballs:

- Per tal de millorar les prestacions del sistema de transmissió de dades convindria incorporar i investigar mètodes que contemplin de bon principi la presència de sorolls de naturalesa no gaussiana i interferència.
- S'haurien d'avaluar altres alternatives, com ara la combinació de OFDM i CDMA. Potser un sistema així dissenyat reeixiria millor en combatre les inclemències del canal ionosfèric.
- Caldria fer èmfasi en el sistema de sincronització, prioritzant-ne la robustesa i adaptat a les característiques de l'enllaç. Aquest punt és especialment important ja que en una comunicació de curta durada el fracàs de la sincronització limita de forma principal les màximes prestacions que es podran obtenir.
- La capçalera i el format de trama s'haurien de millorar. Per exemple, caldria determinar la mínima freqüència d'enviament de les seqüències \mathbf{S} (veure figura 5.10), que actualment s'ha fixat a una desena part del període de Doppler. Llavors, donat que aquestes seqüències són actualment només necessàries per l'estimació de canal quan s'usa modulació, es podrà determinar si el guany d'eficiència per l'ús de modulació compensa la pèrdua d'eficiència deguda a l'enviament d'aquesta senyalització.
- Caldria estudiar l'adaptació del sistema a les condicions del canal: el *multipath*, el Doppler i la SNR depenen de la freqüència i l'hora de transmissió. Donat que l'enllaç és unidireccional, aquesta adaptació s'hauria de produir en funció d'una sèrie històrica suficient de mesures de canal.
- Convindria optimitzar els algorismes del banc de proves: paràmetres i/o alternatives pel limitador de soroll impulsional i interferència, llindars adaptatius pel combinador RAKE, etc.
- Hauria d'avaluar-se, tant teòricament com a la pràctica, l'ús de modulacions amb major nombre de bits per símbol (per sobre dels de la QPSK).
- El nombre de bits de la ràfega de dades (320 en aquest treball) condiciona el BER objectiu i, per tant, la tria dels paràmetres d'espectre eixamplat i de codificació. Caldria investigar quins són els valors més convenients.
- El tipus de codificació (Turbo) i els seus paràmetres (e.g. *rate* 1/3) s'han triat a mode demostratiu. Convindria adaptar-los a les necessitats de la comunicació i d'acord amb la resta de les característiques del sistema.

- S'ha de desenvolupar un nivell d'enllaç, que fragmenti, triï les freqüències i hores més adients, repeteixi els paquets per assegurar-ne la recepció, introdueixi codis correctors d'errors per blocs, etc.

Gran part d'aquestes millores ja s'estan duent a terme en el projecte CGL2006-12437-C02-01: "Estudio de la variabilidad del canal de comunicaciones ionosférico y optimización de la transmisión de datos en HF entre Isla Livingston y el Observatorio del Ebro", que finalitza el desembre del 2009 i en el qual investiguen altres membres del grup.



Universitat Ramon Llull

Aquesta Tesi Doctoral ha estat defensada el dia ____ d _____ de 200

al Centre _____

de la Universitat Ramon Llull

davant el Tribunal format pels Doctors sotasignants, havent obtingut la qualificació:

President/a

Vocal

Vocal

Vocal

Secretari/ària

Doctorand/a
