

Part II
Contribuciones

Capítol 4

Estudi d'un enllaç ionosfèric entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre

4.1 Introducció

En aquest capítol es descriuen les tècniques usades i els resultats obtinguts durant l'estiu austral 2006/07 en el sondeig oblic de l'enllaç per rebot ionosfèric de 12700 Km. de longitud (*ground range*) establert entre la Base Antàrtica Espanyola (62.6S, 60.4W) i l'Observatori de l'Ebre (40.8N, 0.5E). Els resultats preliminars de les tres campanyes anteriors es poden consultar a [18], [19], [20].

El sondeig oblicu és una tècnica molt usada per tal d'obtenir les característiques del canal ionosfèric per un enllaç determinat. A la literatura s'hi troben diversos articles relacionats amb aquesta temàtica. La majoria d'ells es concentren en l'estudi d'una latitud en concret i en enllaços d'un únic rebot. S'afita així la diversitat i variabilitat ionosfèrica, fet que simplifica la interpretació dels resultats. Alguns dels treballs més destacats serien [21], [1] per latituds altes, [9], [22] per latituds mitges, i [8], [14] per latituds baixes. Aquests estudis acostumen a obtenir resultats en termes de distribució de l'amplitud, SNR, *fading*, *multipath*, *Doppler*, etc.

Per altra banda, encara que recentment s'han dut a terme proves de recepció de DRM (*Digital Radio Mondiale*) sobre enllaços ultra-llargs de fins a 23000 km [7], no hem trobat referències de treballs en què es realitzin mesures sistemàtiques de canal per enllaços de molt llarga distància i travessant diverses latituds dels dos hemisferis. Tot i que els resultats obtinguts a partir del sondeig oblicu en aquestes condicions són complexos d'interpretar en termes de física de la ionosfera, si que poden subministrar informació valuosa pel que fa als efectes globalment dominants, i són imprescindibles per tal d'obtenir les característiques del canal a efecte de dissenyar un sistema de comunicacions adaptat a aquest tipus d'enllaços.

Un aspecte important a tenir en compte a l'hora de realitzar aquest treball en relació amb altres experiències de sondeig de canal presents a la literatura és la restricció pel que fa a la màxima potència transmesa i al tipus d'antena. Degut a les limitacions en la generació i el subministrament elèctric a la Base Antàrtica Espanyola la potència transmesa s'ha fixat a 200 watts. Per altra banda, a causa de la restrictiva normativa d'impacte ambiental vigent

a l'Antàrtida i de l'emplaçament escollit per a l'antena (situada prop del cim d'un turó) no ha estat possible instal·lar grans estructures, sovint necessàries per les antenes directives a la banda d'HF. En conseqüència, l'antena triada ha estat un monopòl.

4.2 Objectius

Els objectius del sondeig i caracterització del canal ionosfèric que s'estableix entre la Base Antàrtica Espanyola (BAE) i l'Observatori de l'Ebre són dos:

- Científic. No hem trobat precedents de mesures sistemàtiques sobre canals ionosfèrics amb característiques similars, que simultàniament siguin de molt llarga distància (12700 Km.) i travessin l'equador i quatre fusos horaris.
- Tècnic. Aquest treball es desenvolupa dins el marc del projecte REN2003-08376-C02-01 que té per objectiu, entre altres aspectes, establir un enllaç de dades unidireccional entre la BAE i l'Observatori. El disseny del nivell físic de la comunicació requereix la caracterització del canal en termes de dispersió, soroll i interferència. El nivell d'enllaç necessita, com a mínim, informació respecte a les millors freqüències i hores per establir-lo. Per tant, convé sondejar el canal per obtenir una estimació d'aquests paràmetres.

Més concretament la caracterització de canal haurà de proporcionar, com a mínim, la informació següent:

- Una mesura de la disponibilitat de l'enllaç.
- Una mesura de la dispersió temporal. Es prefereix el paràmetre *composite multipath spread* per coherència amb altres autors, i pel fet d'haver demostrat efectivitat a l'hora d'aplicar-lo al disseny de mòdems [2], [1].
- Una mesura de la dispersió freqüencial. Per raons anàlogues, es prefereix el paràmetre *composite Doppler spread*.
- Una mesura de la SNR ¹, obtinguda amb el mateix equipament (inclosos els elements radiants) usat per establir l'enllaç de dades.
- Una estimació de les freqüències que maximitzen la disponibilitat a cada hora.

L'estudi de cadascun dels paràmetres anteriors pot incloure diversos dels aspectes següents:

- Una mesura estadística amb els intervals de confiança corresponents.
- Informació sobre la variabilitat interdiària, horària, freqüencial, etc.
- Informació sobre la dependència amb l'ample de banda.

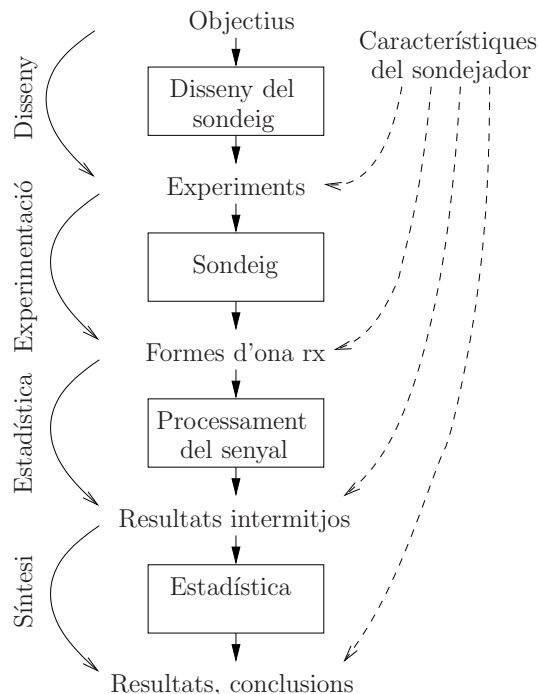


Figura 4.1: Metodologia aplicada per tal d'obtenir les característiques del canal

4.3 Metodologia

A la figura 4.1 s'indica, a grans trets, la metodologia aplicada en el procés de realització d'aquest treball.

En funció dels objectius descrits a l'apartat 4.2 es dissenyen un conjunt d'experiments (veure 4.7). Un experiment està format de dues parts. Per una banda l'estructura del sondeig: freqüències, hores, durada, etc. (veure 4.6) i per una altra banda la tria de les formes d'ona en transmissió. L'aplicació d'aquests experiments produeix un conjunt de formes d'ona en recepció sobre les quals s'executen un conjunt d'algorismes (veure 4.8) que generen uns resultats intermitjos. Aquests resultats contenen l'anàlisi completa de cada forma d'ona, per exemple, SNR, dispersió, etc. Finalment el càlcul de mesures estadístiques sobre tot el volum de resultats intermitjos permet sintetitzar els resultats i treure'n conclusions.

Cal destacar que el conjunt del procés, des del disseny dels experiments fins a l'obtenció dels resultats finals, està condicionat per les característiques del sondejador. La potència de sortida de l'emissor, la resposta en freqüència de l'emissor, del receptor i sobretot de les antenes i, en menor mesura, la sensibilitat del receptor condicionen el pla de freqüències i els resultats en termes de disponibilitat i relació senyal soroll (principalment). De vegades la compensació de les característiques del transceptor sobre els resultats serà senzill, mentre que altres no serà possible o només es podrà fer en termes qualitius. En aquest context, a 4.10.2 s'analiza la influència i les limitacions que el receptor imposa sobre els resultats obtinguts.

¹En aquest treball usarem, en general, el terme SNR incloent la interferència en la mesura de la potència de soroll.

4.4 Algunes dades d'interès sobre l'enllaç

En aquest apartat es comenten algunes dades referents a les característiques de l'enllaç: ubicació de l'emissor i del receptor, estudi de la trajectòria de l'ona i variació de la influència solar en termes dels horaris de sortida i posta del Sol durant la campanya 2006/07.

A la figura 4.2 s'inclouen els mapes de la ubicació geogràfica de l'emissor, del receptor i de la trajectòria geodèsica de l'enllaç.

L'emissor està instal·lat a la Base Antàrtica Espanyola (BAE) Joan Carles I. La BAE està situada a la Badia Sud (península de Hurd) de l'illa de Livingstone (arxipèlag de les Shetland del Sud), coordenades 62.6S, 60.4W. La ubicació concreta de l'antena, sítia prop del cim de Pico Ràdio (distant uns 500 metres de la BAE i a una altitud aproximada de 100 metres) s'ha escollit per minimitzar la presència d'obstacles orogràfics en la direcció del receptor (azimut de 45.6 graus NE).

El receptor s'ha instal·lat a l'Observatori de l'Ebre (Roquetes - Tarragona), coordenades 40.8N, 0.5E. La ubicació concreta s'ha escollit també de forma que la trajectòria en la direcció de l'emissor (azimut de 206.2 SW) estigui lliure d'obstacles.

La longitud de l'enllaç, mesurada sobre la superfície de la Terra, és aproximadament de 12700 Km., atravesant l'equador, 103.4 graus de latitud i 60.9 graus de longitud (4 fusos horaris). Donat que se sol considerar que la màxima distància a la que es pot establir un enllaç amb un únic rebot és d'uns 4000 Km. [6] és raonable formular una hipòtesis de partida considerant l'establiment de l'enllaç mitjançant quatre rebots. A la taula 4.1 s'explicita la ubicació dels punts de control suposant-los equiespaiats al llarg de la trajectòria.

Descripció	Distància a l'emissor (Km.)	Latitud	Longitud
Emissor	0	62.6S	60.4W
Punt de control (1)	1580	50.4S	43.6W
Punt de control (2)	4755	23.1S	27.4W
Punt de control (3)	7930	1.3N	17.3W
Punt de control (4)	11105	28.2N	7.1W
Receptor	12700	40.8N	0.5E

Taula 4.1: Ubicació de l'emissor, receptor i dels punts de control (rebots) d'acord amb la hipòtesis de quatre rebots

A l'hora d'interpretar els resultats del sondeig, l'acció solar sobre la porció de la ionosfera involucrada en l'enllaç hi té un paper preponderant. Per tal d'analitzar aquest efecte a la figura 4.3 es mostra gràficament l'evolució de l'hora de sortida i posta del Sol en els quatre punts de control durant l'interval diari corresponent a la campanya 2006/07.

Pel que fa a la sortida del Sol, s'observa que: (i) La variació horària interdiària més acusada es produeix en el primer punt de control i és de l'ordre d'una hora; (ii) Durant tots els dies, el Sol surt amb una diferència de temps màxima lleugerament superior a mitja hora a tots els punts de control. Donat que la resolució temporal del sondeig és d'una hora (veure, més endavant, l'apartat 4.6) es pot considerar que la sortida del Sol és pràcticament simultània a tot l'enllaç i durant tots els dies de la campanya.

Anàlogament pel que fa a la posta del Sol, s'observa que: (i) La major variació horària

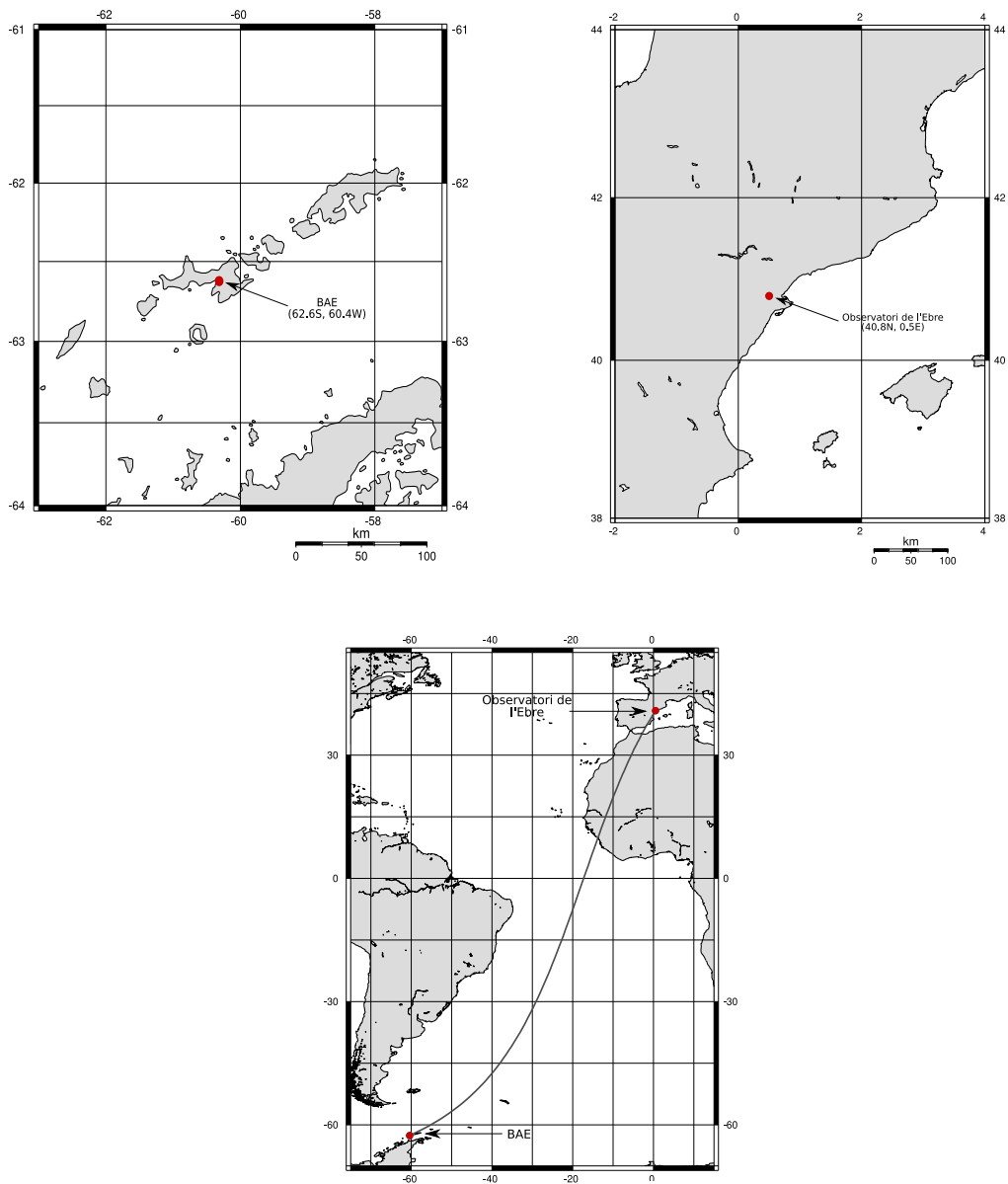


Figura 4.2: Ubicació de l'emissor (superior - esquerra), del receptor (superior - dreta) i trajectòria de l'enllaç (inferior)

interdiària es produeix en el primer punt de control i és inferior a una hora; (ii) Durant tots els dies, el Sol es pon amb una diferència horària d'entre quatre i cinc hores entre el primer i el darrer punt de control. Per tant, (i) El comportament interdiari és pràcticament equivalent durant tots els dies de la campanya; (ii) L'efecte de la posta de Sol és progressiu en l'enllaç amb una durada total del procés d'entre 4 i 5 hores.

Així doncs, les diferències interdiàries pel que fa als horaris de posta i sortida del Sol són menors o de l'ordre de magnitud del període de sondeig (1 hora) i, per tant, serà adient amitjar les mesures realitzades durant tota la campanya (veure apartat següent).

4.5 Fonaments teòrics

En aquesta secció es revisa la teoria de caracterització i sondeig de canal de banda ampla. En primer lloc es diferencia entre canal de banda estreta i canal de banda ampla. A continuació s'introdueix la caracterització de sistemes lineals variants en temps tal que imposant les condicions d'estacionarietat en sentit ampli i *scattering* uncorrelat donen lloc a la descripció del canal en termes de funció d'*scattering*, *multipath* i *Doppler power profile* que usarem en aquest treball. Finalment es revisen diversos mètodes de sondeig de banda ampla, fent especial èmfasi en la tècnica basada en *pulse compression* que s'aplica en aquest estudi.

4.5.1 Introducció

S'entén per caracterització d'un canal la parametrització d'un medi de propagació que proporciona una descripció de comportament adequada i completa pel que fa als seus efectes sobre la transmissió de senyals. Alguns dels paràmetres més rellevants a l'hora de caracteritzar un canal són el *multipath*, el soroll i la interferència.

Pel que fa al *multipath* d'un canal, segons l'ample de banda de transmissió (B_{senyal}) en comparació amb l'ample de banda de coherència del canal (B_{canal}) es distingeixen dues situacions. Una primera situació, anomenada de banda estreta, si $B_{senyal} < B_{canal}$. En aquest cas les diferents components freqüencials del senyal experimenten variacions d'amplitud i fase similars, donant lloc a un fenomen anomenat *fading* pla. Si el canal és, a més, variant en el temps:

- Les variacions lentes de l'envolupant, anomenades *slow fading*, *shadow fading* o *long term fading* solen ser modelades mitjançant una distribució de probabilitat lognormal.
- Les variacions ràpides de l'envolupant, anomenades *fast fading* o *short-term fading* s'acostumen a modelar mitjançant una distribució de probabilitat Rayleigh o Rice (en absència o presència de raig directe, respectivament).

El sondeig de banda estreta es pot dur a terme mitjançant l'enviament d'una portadora no modulada, de forma que en recepció es mesura l'evolució temporal de l'envolupant i la fase.

Una segona situació, anomenada de banda ampla, si $B_{senyal} > B_{canal}$. Llavors les components freqüencials del senyal estan sotmeses a variacions diferents, i en conseqüència es produeix un *fading* selectiu en freqüència, que en el domini temporal es manifesta en forma d'interferència intersimbòlica. En aquest cas el comportament del canal es pot descriure utilitzant funcions en el domini del temps o de la freqüència que permeten obtenir informació de la dispersió del canal (*multipath spread* i *Doppler spread*).

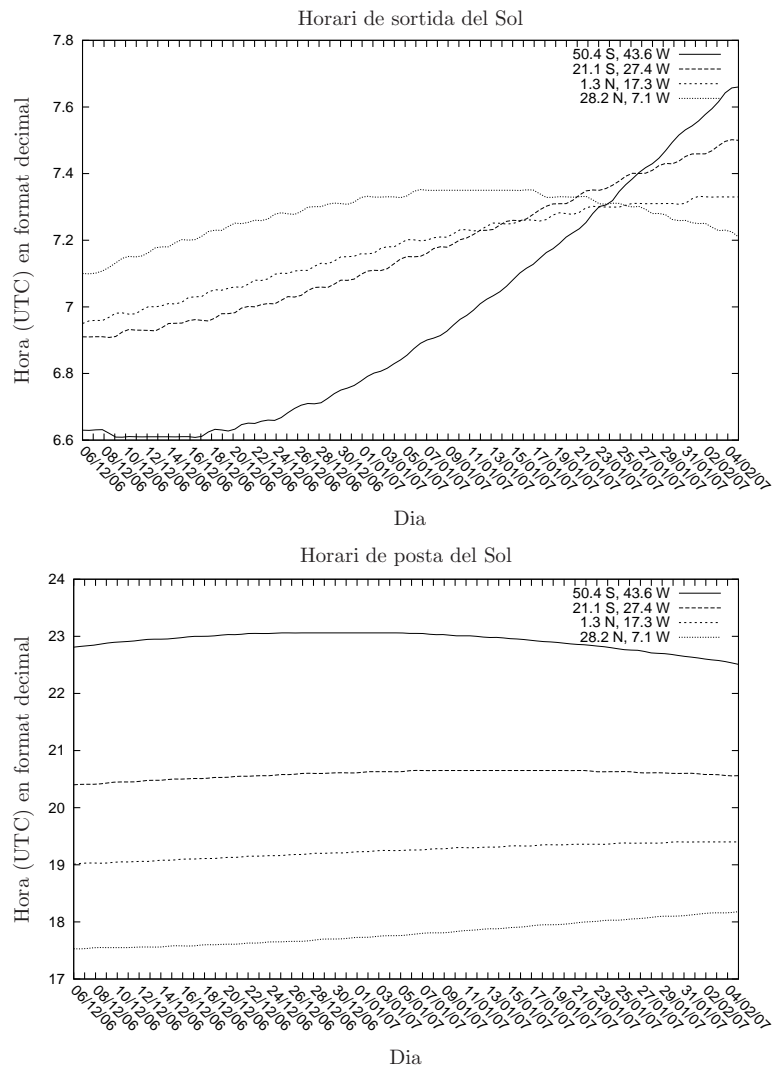


Figura 4.3: Hora (UTC) de sortida i posta de Sol en els quatre punts de control indicats a la taula 4.1 durant l'interval de dies corresponent a la campanya 2006/07

El sondeig de canal de banda ampla es pot realitzar usant diferents tècniques basades en l'enviament de polsos periòdics de curta durada, soroll blanc, senyals pseudo-aleatoris, etc. que es descriuen més endavant.

4.5.2 Introducció a la caracterització de canal de banda ampla

La caracterització de banda ampla d'un medi de comunicació s'emmarca dins el paradigma de la descripció de sistemes lineals variants en el temps. A continuació s'introdueixen quatre funcions de canal amb aquest propòsit. Inicialment s'afronta l'estudi per canals determinístics, per més endavant modificar aquesta assumpció adaptant-la a una situació més real en què les variacions del canal es perceben aleatòries.

Sigui $s(t)$ un senyal complex, banda base, relacionat amb el senyal real i pas banda $x(t)$ mitjançant l'equació:

$$x(t) = \Re\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (4.1)$$

on f_c correspon a la freqüència portadora.

Si $s(t)$ és l'entrada a un canal lineal, determinístic, variant en el temps, amb resposta impulsionial $h(t, \tau)$, la sortida $r(t)$ serà d'acord amb l'expressió següent [11], [3]:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (4.2)$$

on t és variable de temps i τ de retard.

Tot i que en un sistema real els límits d'integració anteriors haurien d'estar afitats entre 0 (invocant causalitat, la funció $h(t, \tau)$ serà nul·la per $\tau < 0$) i T (observació durant un temps finit), mantindrem la notació de l'equació (4.2) per raons de simplicitat i coherència amb la bibliografia.

La funció $h(t, \tau)$, que relaciona l'entrada i la sortida en el domini temporal es troba sovint a la literatura amb el nom de *input delay-spread function*.

Anàlogament se sol definir la funció $H(f, v)$ (4.3) que relaciona l'entrada i la sortida en el domini freqüencial, i $T(f, t)$ (4.4) que relaciona l'entrada en el domini freqüencial i la sortida en el domini temporal. La primera rep el nom de *output Doppler-spread function* i la segona *time-variant transfer function*.

$$R(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f - v)H(f - v, v)dv \quad (4.3)$$

on v és variable de *Doppler*.

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f)T(f, t)e^{j2\pi ft}df \quad (4.4)$$

on f és variable de freqüència.

Una quarta funció de caracterització s'obté substituint $h(t, \tau)$ a (4.2) per la seva funció dual en freqüència $S(\tau, v)$, anomenada *delay Doppler-spread function*:

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, v)e^{j2\pi vt}dv \quad (4.5)$$

Llavors,

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (4.6)$$

Totes quatre funcions són diferents vistes d'un mateix fenomen. Tenint en compte que $\tau \leftrightarrow f$ i $t \leftrightarrow \nu$ són variables duals *temps* \leftrightarrow *freqüència*, les quatre funcions de canal estan interrelacionades entre si a través de la transformada de Fourier d'alguna de les seves variables. En aquest treball $S(\tau, \nu)$ serà la més utilitzada ja que permet caracteritzar el canal explicitant el comportament dispersiu en temps i en freqüència.

A l'hora de modelar el canal de comunicacions ionosfèric sembla més convenient, però, usar eines estadístiques, ja que la variació de la ionosfera és molt complexa, un coneixement exhaustiu de tots els fenòmens que hi intervenen no és possible i, en conseqüència, aquesta variació es percep com a aleatòria. Un enfoc estadístic comporta una revisió de la naturalesa de les funcions anteriors, que ara seran processos estocàstics. Llavors, una descripció completa del canal requereix el coneixement de la densitat de probabilitat conjunta de les funcions de canal. Com que aquest coneixement no és generalment assumible, una aproximació més realista i en la majoria dels casos suficientment acurada es basa en l'obtenció només de les funcions de correlació de les funcions de canal.

Així,

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)] \quad (4.7)$$

$$R_H(f, m; \nu, \mu) = E[H(f, \nu)H^*(m, \mu)] \quad (4.8)$$

$$R_T(f, m; t, s) = E[T(f, t)T^*(m, s)] \quad (4.9)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = E[S(\tau, \nu)S^*(\eta, \mu)] \quad (4.10)$$

seran les funcions de correlació de, respectivament, la *input delay-spread function* (4.7), la *output Doppler-spread function* (4.8), la *time-variant transfer function* (4.9) i la *delay Doppler-spread function* (4.10), essent t, s variables de temps, τ, η de retard, f, m de freqüència i ν, μ de *Doppler*.

Les funcions de correlació així definides depenen cadascuna de quatre variables. Aquesta descripció es pot simplificar assumint un comportament del canal estacionari en sentit ampli (WSS: *wide-sense stationary*), és a dir, admetent que les funcions de correlació són invariants sota una translació temporal. Llavors, la dependència amb les variables temporals t, s serà de la forma $\xi = s - t$.

Una altra assumpció habitual en l'àmbit de la caracterització de canals de comunicacions consisteix a considerar que les contribucions (en amplitud i fase) procedents de diferents trajectòries estan incorrelades (US: *uncorrelated scattering*). Llavors les funcions de correlació avaluades per dos retards τ, η serà zero sempre que $\tau \neq \eta$.

A més, els canals WSSUS [3] tenen un comportament dual temps-freqüència, de forma que la dependència de la variables freqüencials f, m serà de la forma $\Omega = m - f$, i les funcions de correlació avaluades per dos desplaçaments *Doppler* ν, μ seran zero sempre que $\nu \neq \mu$.

Incorporant les dues condicions WSSUS (*wide-sense stationary, uncorrelated scattering*) a la definició de les funcions de correlació obtenim:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\tau - \eta)R_h(\xi; \tau) \quad (4.11)$$

$$R_H(f, m; v, \mu) = \delta(v - \mu)R_H(\Omega; v) \quad (4.12)$$

$$R_T(f, m; t, s) = R_T(\Omega; \xi) \quad (4.13)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(\mu - \tau)\delta(v - \mu)R_S(\tau, v) \quad (4.14)$$

$R_S(\tau, v)$ rep el nom de funció d'*scattering*, i caracteritza el canal en termes de dispersió temporal i freqüencial. Està relacionada amb $R_h(\xi; \tau)$ a través de la transformada de Fourier:

$$R_S(\tau, v) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi, \tau)e^{-j2\pi\xi v}d\xi \quad (4.15)$$

A partir de (4.15), es defineix [13] el *multipath power profile* o *multipath intensity profile* d'acord amb l'expressió:

$$\phi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_S(\tau, v)dv \quad (4.16)$$

El *multipath power profile* dona la distribució de la potència a la sortida del canal en funció del retard. En general, l'interval de retards pel qual el *multipath power profile* és diferent de zero defineix el *multipath spread* del canal (τ_m). L'invers de τ_m rep el nom d'ample de banda de coherència del canal (B_{canal}), i correspon a la màxima separació de dues freqüències perquè experimentin igual distorsió en travessar-lo (condició de canal de banda estreta).

Per coherència amb altres autors que han estudiat prèviament el canal ionosfèric i han aplicat aquest coneixement al disseny de mòdems [1], en aquest treball es mesurarà la dispersió temporal del canal mitjançant el paràmetre *composite multipath spread* (τ_c), definit com l'amplada de la regió del *multipath power profile* que comprèn el 80% del total de la potència, sense diferenciar modes.

Anàlogament, a partir de $R_S(\tau, v)$, definim el *Doppler power profile* o *Doppler power spectrum* d'acord amb l'expressió:

$$\phi(v) = \int_{-\infty}^{\infty} R_S(\tau, v)d\tau \quad (4.17)$$

El *doppler power profile* dona la distribució de la potència a la sortida del canal en funció del *Doppler*. En general, l'interval de *Doppler* pel qual el *Doppler power profile* és diferent de zero defineix el *Doppler spread* del canal (v_m). L'invers de v_m rep el nom de temps de coherència del canal T_c , que determina l'interval de temps durant el qual el canal es pot considerar estacionari.

Pels mateixos motius que en el cas del *multipath spread* en aquest treball es mesurarà la dispersió freqüencial del canal mitjançant el paràmetre *composite Doppler spread* (v_c), definit com l'amplada de la regió del *Doppler power profile* que comprèn el 80% del total de la potència.

4.5.3 Introducció al sondeig de canal de banda ampla

El sondeig de canal consisteix en l'obtenció experimental de dades a partir de les quals es puguin derivar els paràmetres necessaris per obtenir la caracterització de canal. En aquest apartat es descriuen algunes tècniques de sondeig de canal de banda ampla [11]. Totes elles tenen per objectiu l'obtenció d'alguna de les funcions de canal descrites a l'apartat anterior (4.5.2) (en primera instància normalment $h(t, \tau)$) mitjançant l'enviament de senyals adients. Existeixen dos grans grups de tècniques: les *periodic pulse sounding* i les *pulse compression sounding* que a continuació es descriuen breument.

Tècnica *periodic pulse sounding*

La tècnica *periodic pulse sounding* es basa en l'enviament de polsos de molt curta durada (*pseudo-impulse*), de forma periòdica. El senyal rebut representa directament la resposta del canal $h(\tau)$, i l'enviament repetitiu permet un seguiment de la seva variabilitat. Els polsos han d'estar prou separats en temps per tal que els ecos del senyal es puguin resoldre sense ambigüitat, i alhora han de ser prou freqüents per permetre un seguiment suficient de la variabilitat del canal. L'avantatge més important d'aquest sistema de sondeig és la seva simplicitat. Per altra banda, els principals inconvenients són la necessitat de generar pics de potència extraordinàriament elevats en cas de sondejar canals amb atenuació significativa o haver de resoldre ecos de poca potència, i la seva baixa immunitat al soroll i la interferència. El mètode s'ha usat satisfactòriament, sobretot en el passat, en entorns de telefonia mòbil (veure, per exemple, [15]), però els seus inconvenients el desaconsellen pel sondeig de canals ionosfèrics.

Tècniques *pulse compression*

Les tècniques denominades *pulse compression* es basen en la distribució de la potència del senyal de sondeig en intervals de temps majors, evitant els pics de potència que es produïen en el mètode anterior. Així, el senyal de sondeig no serà un pols de curta durada sinó una seqüència amb unes propietats determinades, que idealment són les del soroll blanc. Recordem que si un soroll blanc $n(t)$ s'aplica a l'entrada d'un sistema lineal $h(t)$ i la seva sortida es correla amb una rèplica retardada del soroll $n(t - \tau)$, el coeficient de correlació corresponent serà proporcional a la resposta impulsional del canal per aquell valor de retard ($h(\tau)$). És a dir:

$$\phi_n(\tau) = E\left[\int_{-\infty}^{\infty} n(t - t_0)h(t_0)dt_0 n^*(t - \tau)\right] = \int_{-\infty}^{\infty} E[n(t - t_0)n^*(t - \tau)]h(t_0)dt_0 = N_0 h(\tau) \quad (4.18)$$

A la pràctica se solen usar seqüències determinístiques amb propietats de correlació similars a les del soroll blanc [12], com ara les seqüències *m*, *Barker*, complementàries, xirp, etc. Així, per exemple, les *m-sequences* ($s_l(t)$) de longitud l tenen la propietat següent:

$$\phi_s(t_0) = E[s_l(t)s_l(t - t_0)] = \begin{cases} l & t_0 = 0 \\ -1 & t_0 \neq 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

que aproxima l'autocorrelació d'un soroll blanc.

En general, una longitud de seqüència cada cop major incrementa l'energia total transmesa associada a la seqüència i millora, per tant, la detecció en recepció. Per altra banda, quan el

canal és variant en el temps l'enviament de les seqüències ha de ser periòdic i prou freqüent per seguir adequadament les seves variacions.

Segons el mètode usat en recepció per obtenir la caracterització del canal, es classifiquen les tècniques *pulse compression* en tres categories:

- Tècniques que es basen en l'ús de l'algorisme de correlació en recepció per tal d'obtenir la resposta del canal. Segons el tipus de seqüència usada es subclassifiquen en:
 - Mètodes que usen seqüències pseudo-aleatòries. El senyal de sondeig $s(t)$ serà de la forma:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{pl}(t - nT) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{l-1} b_i p(t - iT_c - nT) \quad (4.20)$$

on $s_{pl}(t)$ és una seqüència pseudo-aleatòria de longitud l interpolada amb un pols de senyalització $p(t)$, $b_i \in \{-1, 1\}$ són els xips de la seqüència, T és el període d'enviament de la seqüència, $T_c = \frac{T}{l}$ és el període de xip, i $\Delta t = NT$ és l'interval de temps de sondeig. L'ample de banda de sondeig és $\frac{1}{T_c}$.

Aquesta tècnica permet sondejar sense ambigüitat un canal amb una resposta impulsional de longitud menor a T , proporciona una resolució de retard de T_c , admet un *Doppler* màxim de $\frac{1}{2T}$ i una resolució de *Doppler* de $\frac{1}{\Delta t}$.

- Mètodes que usen senyals xirp. Llavors $s(t)$ serà de la forma:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_x(t - nT) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{l-1} e^{j2\pi B(\frac{i^2}{l} - i)} p(t - i\frac{T}{l} - nT) \quad (4.21)$$

on $p(t)$ és el pols de senyalització, T és el període d'enviament de la xirp, $\Delta t = NT$ és l'interval de temps de sondeig i $[-B, B]$ és l'ample de banda sondejat.

Alguns dels avantatges de les tècniques basades en l'ús de l'algorisme de la correlació en recepció són: (i) Elevada robustesa al soroll i a la interferència; (ii) Si no es considera la resposta del pols de senyalització, el senyal de sondeig té una envoltant constant; (iii) La generació del senyal és molt senzilla. Per exemple, en el cas de les seqüències pseudo-aleatòries s'usen registres de desplaçament realimentats o memòria.

- Tècniques basades en la convolució. Acostumen a usar en recepció un filtre adaptat a la seqüència de sondeig. Aquest filtre sol estar implementat mitjançant la tecnologia SAW (*Surface Acoustic Wave*). D'aquesta manera se simplifica significativament la complexitat i el cost del receptor, ja que en recepció no és necessari generar un rèplica del senyal transmès i correlar-lo per obtenir la resposta del canal.

Com a inconvenients importants d'aquesta variant destaquen: (i) Donat que la resposta del canal s'obté a la sortida del filtre SAW sintonitzat a una freqüència elevada, el volum d'informació a temps real que s'obté no és fàcilment emmagatzemable usant dispositius de cost moderat; (ii) A més, aquesta informació correspon ja a la resposta del canal, no essent possible en general emmagatzemar les dades de sondeig sense processar; (iii) Les prestacions dels filtres SAW limiten la bondat de l'estimació, reduint-ne la sensibilitat.

- *Swept time-delay cross-correlator*. En la tècnica de correlació basada en l'ús de seqüències pseudo-aleatòries el període de xip T_c coincideix amb la resolució que s'obté en l'estimació de la resposta impulsional. El mètode *swept time-delay cross-correlation* permet obtenir aquesta mateixa resolució usant períodes de xip molt majors (o bé obtenir resolucions majors sense incrementar el període de xip), a costa de pitjors prestacions en el seguiment de la variabilitat del canal. Vegem-ho.

Sigui un sondeig basat en l'ús d'una seqüència pseudo-aleatòria amb període de xip T_c i període T ($s(t)$). El senyal banda base en recepció ($r(t)$) està relacionat amb $s(t)$ segons 4.2.

Considerem la correlació del senyal de sondeig en recepció r_{if} centrat a una freqüència intermitja f_{if} ($r_{if} = r(t)e^{j2\pi f_{if}t}$) amb una rèplica de la seqüència de sondeig modulada a la freqüència $f_{if} - \delta f_{if}$ ($s(t)e^{j2\pi(f_{if} - \delta f_{if})t}$).

Definim $k = \frac{f_{if}}{\delta f_{if}}$. El valor de k ha de ser suficientment gran per tal que la diferència entre $s(t)e^{j2\pi f_{if}t}$ i $s(t)e^{j2\pi(f_{if} - \delta f_{if})t}$ en un interval T sigui prou petita per tal que la degradació de la correlació degut a la diferència de freqüència sigui menyspreable. Se sol considerar [5] que un valor de $k = 5000$ és suficient per aquest propòsit. Llavors, si es pren un període d'integració kT (durant el qual el canal es considera estacionari), s'observa que si l'amplada del lòbul principal de la transformada de Fourier de la funció d'autocorrelació de $s(t)$ és $\frac{2}{T_c}$, la mateixa mesura per la correlació dels dos senyals lleugerament desplaçats en freqüència serà $\frac{2k}{T_c}$. Per tant, s'obtindrà una resolució en l'estimació de la resposta impulsional k cops millor, sense incrementar el període de xip T_c de la seqüència de sondeig. Ara, però, el seguiment del canal no es realitza cada T sinó cada kT .

Pel que fa al cost computacional, aquest sistema és més complexe que el basat en correlació ja que requereix major processament del senyal en haver de generar una rèplica de la seqüència de sondeig modulada a $f_{if} - \delta f_{if}$.

En aquest treball s'ha utilitzat un mètode basat en l'algorisme de correlació i en l'ús de seqüències pseudo-aleatòries (veure apartat 4.8.2).

4.6 Estructura del sondeig

En aquest apartat s'inicia la descripció dels paràmetres, experiments i mètodes d'anàlisi del sondeig del canal ionosfèric entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre durant la campanya 2006/07.

La figura 4.4 mostra l'estructura del sondeig. Es distingeixen els conceptes següents:

- Una campanya és el període de temps durant l'estiu austral en què es duu a terme el sondeig.
- La jornada s'identifica amb els dies (consecutius o alternats) de la campanya en què es sondeja.
- La jornada està composta de sessions. Cada sessió té una durada d'una hora. Donat que el sistema requereix de manteniment i actualització (tant de la configuració com, de vegades, del *software*), el sondeig no sol estar en funcionament ininterrompudament

24 hores al dia. Tot i que l'interval de manteniment és configurable i no tots els dies necessari, normalment s'ha aturat el sistema des de les 12 UTC a les 17 UTC (ambdues hores incloses) i, llavors, una jornada consta de 18 sessions. El manteniment es duu a terme, doncs, a ple dia durant les hores en què la probabilitat d'establiment exitós de l'enllaç és menor (tenint en compte el rang de freqüències usat). Per aquest motiu la jornada, caracteritzada per una determinada configuració de sondeig, té continuïtat durant la nit i se sol considerar que comença a les 18 UTC d'un dia i acaba a les 11 UTC (inclosa) del dia següent.

- Cada sessió està dividida en 56 subsessions d'un minut de durada cadascuna. Totes les subsessions d'una sessió són idèntiques excepte en la freqüència de sondeig i, eventualment, paràmetres de configuració del transceptor (guany del VGA, freqüència central del DDC, DUC i filtre BPF, etc.). És possible reconfigurar aquests paràmetres entre sessions d'una mateixa jornada, però a la pràctica només s'han variat entre sessions de jornades diferents.
- Cada subsecció està composta de tres intervals de temps:
 - Uns segons per adaptar l'antena a la freqüència de la subsecció, tant en emissió com en recepció quan s'usa un monopòl, mitjançant un to de baixa potència.
 - Un interval per sondeig de canal de banda estreta. A tal efecte s'usa un to.
 - Un interval per sondeig de banda ampla, mitjançant l'enviament d'una seqüència (típicament pseudo-aleatòria).

La durada (en segons) de cada interval és configurable.

Entre el primer i el segon intervals s'ajusta automàticament el guany del VGA per aquella subsecció.

Els intervals de sondeig (tant de banda estreta com de banda ampla) en recepció comencen 1 segon abans i acaben 1 segon després dels d'emissió. Aquesta propietat confereix robustesa a inexactituds en la sincronia temporal entre emissor i receptor i a més permet, com s'explica més endavant, avaluar la relació senyal a soroll de la recepció.

A la taula 4.2 s'especifiquen les freqüències escollides i s'indica a quin servei primari estan assignades d'acord amb el *Cuadro Nacional de Asignación de Frecuencias* [16]. En aquest context cal esmentar que:

- El rang de freqüències de sondeig està limitat per la resposta en freqüència dels transceptors i, sobretot, les antenes.
- S'ha intentat que les 25 freqüències escollides estiguin aproximadament equiespaiades, cobrint el rang complet.
- Les freqüències concretes s'han triat usant criteris de mínima interferència mesurada en el receptor, d'acord amb el mètode explicat a [17].
- Aquestes freqüències s'usen amb objectius experimentals i d'investigació, en règim estacional, esporàdic i en intervals de temps de molt curta durada, intentant causar una interferència mínima tant sobre els serveis primaris com els secundaris.

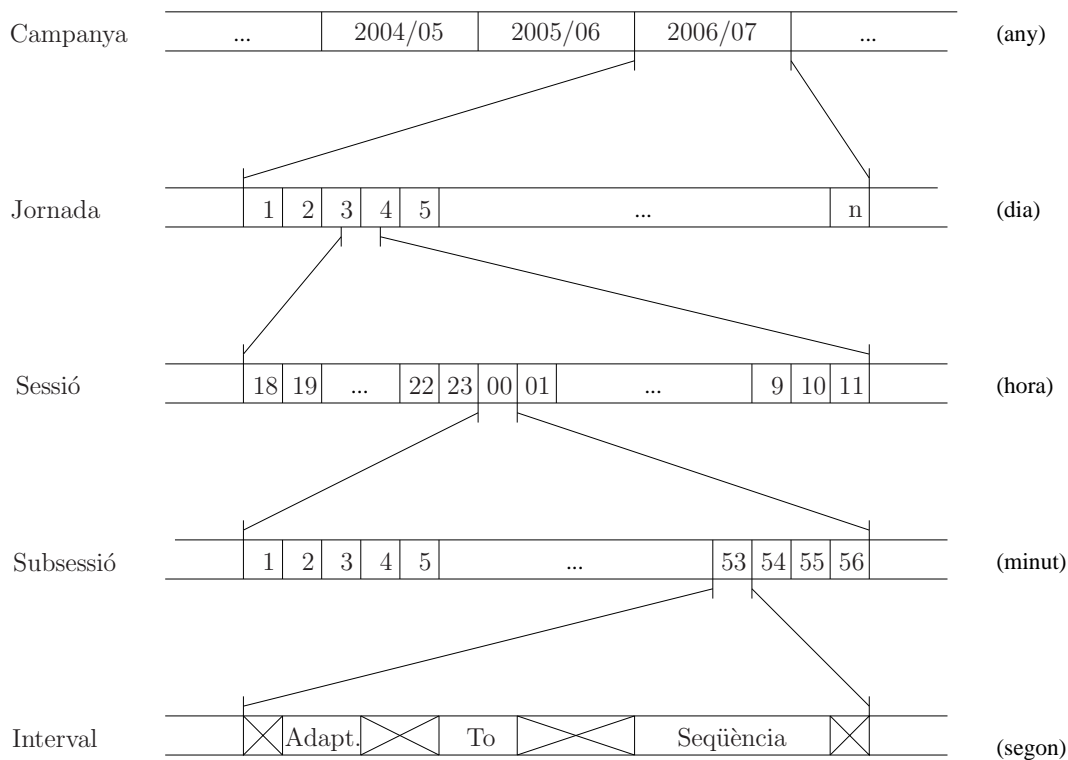


Figura 4.4: Organització del sondeig

- S'observa que la majoria d'elles estan en bandes assignades a serveis fixos i mòbils, ja sigui aquest darrer terrestre, marítim o aeronàutic. Només 2 de les 25 candidates estan en rangs de radiodifusió o aficionat, ja que aquestes solen ser bandes amb una ocupació espectral densa i amb potències elevades que dificulten l'establiment de l'enllaç.

4.7 Descripció dels experiments (sondeig)

A continuació es detallen les característiques dels experiments que s'han plantejat durant la campanya 2006/07 per tal d'obtenir els resultats que s'inclouen en aquest treball.

L'experiment (1) (veure taula 4.3) conté informació sobre el sondeig de banda estreta, que s'ha realitzat durant prop de 60 dies i a partir del qual s'han obtingut resultats en termes de disponibilitat, SNR, millors freqüències i hores per establir l'enllaç, etc.

L'experiment (2) (veure taula 4.4) conté algunes dades sobre les configuracions del sondeig de banda ampla realitzat durant la campanya 2006/07. S'han usat seqüències M de diverses longituds (63 o 127) i en diferents amplituds de banda (2500 Hz i 5000 Hz) durant 21 dies amb les quals s'han generat, principalment, els resultats de dispersió temporal i freqüencial.

A l'apartat 4.10 s'indicarà l'experiment a partir del qual s'ha obtingut cada resultat.

Minut	Freqüència (KHz)	CNAF
5	4667	Mòbil aeronàutic
6	5564	Mòbil aeronàutic
7	5761	Fix, mòbil terrestre
8	6538	Mòbil aeronàutic
9	6964	Fix, mòbil
10	7629	Fix, mòbil
11	7750	Fix, mòbil
12	8078	Fix, mòbil
13	8916	Mòbil aeronàutic
14	9293	Fix
42	10042	Mòbil aeronàutic
43	10239	Fix, mòbil
44	10668	Fix, mòbil
18	10986	Fix, mòbil
19	11411	Fix
20	12209	Fix
21	12785	Mòbil marítim
22	13230	Mòbil aeronàutic
23	13487	Fix
24	14130	Afeccionat
25	14642	Fix
26	14962	Fix
27	15677	Radiodifusió
28	16130	Fix
29	16658	Mòbil marítim

Taula 4.2: Organització de cada sessió: correspondència entre minuts i freqüències de sondeig. A la tercera columna s'indica el servei primari assignat per la CNAF a la banda corresponent

4.8 Algorismes de processament del senyal de sondeig

A continuació s'expliquen els algorismes de processament del senyal que s'han dissenyat per tal d'obtenir els resultats intermitjos a partir de les formes d'ona en recepció (veure figura 4.1 a l'apartat 4.3) tant pel que fa als experiments de banda estreta com als de banda ampla.

4.8.1 Banda estreta

Per cada interval de sondeig de banda estreta, la disponibilitat de l'enllaç $dn(f, h, j)$ s'avalua binàriament de la forma següent:

$$dn(f, h, j) = \begin{cases} 1, & \text{si es detecta el to en recepció} \\ -1, & \text{altrament} \end{cases} \quad (4.22)$$

La detecció del to s'efectuarà en funció d'una mesura de relació senyal a soroll en un determinat ample de banda (SNR_{Bn}). La SNR_{Bn} s'estima en el domini temporal, aprofitant que

Experiment (1)	
Tipus de senyal	Banda estreta
Característiques del senyal	-
Pla de freqüències	Veure taula 4.2
Sessions	18 UTC a 11 UTC (ambdues incloses)
Intervals	4 segons per minut
Jornades	6 de desembre del 2006 fins al 5 de febrer del 2007
Objectius	Interrupcions: 4, 7, 8, 9 i 10 de gener del 2007 Disponibilitat, SNR

Taula 4.3: Característiques de l'experiment (1)

Experiment (2)	
Tipus de senyal	Banda ampla
Característiques del senyal	Seqüències pseudo-aleatòries tipus M: Senyal (1): $f_{xip} = 2500$ bauds, $L = 63$ Senyal (2): $f_{xip} = 5000$ bauds, $L = 127$ Modulació BPSK Pols de senyalització <i>root raised cosine</i> $\alpha = 0.65$
Pla de freqüències	Veure taula 4.2
Sessions	18 UTC a 11 UTC (ambdues incloses)
Intervals	14 segons per minut
Jornades	6 de desembre del 2006 fins al 13 de desembre del 2006: senyal (1) 13 de desembre del 2006 fins al 20 de desembre del 2006: senyal (2) 29 de gener del 2007 fins al 5 de febrer del 2007: senyal (2)
Objectius	SNR, dispersió temporal i freqüencial

Taula 4.4: Característiques de l'experiment (2)

l'interval de sondeig de banda estreta en recepció (Int_{rx}) comença un segon abans i acaba un segon després del d'emissió (Int_{tx}). Llavors:

$$SNR_{Bn} = 10 \log_{10} \left(\frac{P(t \in Int_{tx})}{P(t \in Int_{rx}, t \notin Int_{tx})} \Big|_{Bn} \right) [dB] \quad (4.23)$$

Abans de calcular la SNR_{Bn} cal detectar la freqüència del to en recepció. En teoria a la sortida del *Digital Down Converter* el to hauria d'estar centrat a freqüència zero, però el *Doppler shift* del canal i sobretot la inexactitud i deriva de freqüència entre els rellotges que governen l'emissor i el receptor provoquen que el to s'observi en recepció en diferents posicions dins un interval freqüencial de desenes d'Hz que anomenarem Δf . Degut al segon dels factors esmentats la freqüència a la que es detecta el to (δf) s'incrementa a mesura que augmenta la freqüència de sondeig f . Concretament, es constata que la relació entre δf i f es aproximadament una recta:

$$\delta f = a + b \cdot f \quad (4.24)$$

Els valors de a i b varien a cada sessió.

A continuació es discuteixen els quatre algorismes que s'apliquen consecutivament al senyal de sondeig de banda estreta per tal de detectar la freqüència del to en recepció (δf), estimar la SNR_{Bn} i a partir d'aquests dos valors determinar la disponibilitat de l'enllaç per cada interval de sondeig $dn(f, h, j)$ ².

Primer algorisme

Aquest algorisme opera sobre cada interval de sondeig de banda estreta de forma independent. Consta dels passos següents:

- * (1.a) Es divideix l'interval freqüencial Δf en n_{sb} subbandes iguals.
- * (1.b) Per cada interval de sondeig de banda estreta, es busca en el domini freqüencial la component de major potència a cada subbanda.
- * (1.c) Per cadascuna de les components es calcula, en el domini temporal, la relació senyal a soroll segons l'equació (4.23).
- * (1.d) Es pren com a estimació de la freqüència del to en recepció (δf) i la seva SNR_{Bn} la corresponent a la subbanda amb major relació senyal a soroll.

La divisió de l'interval de cerca del to en subbandes millora la probabilitat de detecció. No fer-ho provoca que sovint la component de major potència en Δf no correspongui amb la del to en recepció, sinó amb la d'altres senyals (interferents des del nostre punt de vista) que emmascaren la detecció.

Empíricament s'ha observat que l'interval $\Delta f = (10, 160)$ Hz inclou sempre la freqüència del to en recepció per tot el marge de freqüències de sondeig indicat a la taula 4.2. S'ha triat $n_{sb} = 5$, de forma que cada sub-banda té 30 Hz. Un valor de n_{sb} major millora la probabilitat de recepció però alenteix l'execució dels algorismes.

S'ha escollit un valor de $Bn = 10$ Hz. Valors majors incrementen la quantitat de soroll en la mesura i, per tant, decrementen la probabilitat de detecció. Per altra banda, valors menors suavitzen excessivament les transicions entre absència - presència - absència de senyal en l'interval de sondeig de banda estreta en recepció (Int_{rx}) i, per tant, dificulten l'estimació de la SNR_{Bn} .

Tot i la divisió en subbandes, en alguns casos el to de sondeig pot ser emmascarat. El segon algorisme, explicat seguidament, mitiga aquest efecte.

Segon algorisme

Aquest algorisme opera conjuntament sobre tots els intervals de sondeig de banda estreta d'una sessió. Consta dels passos següents:

- * (2.a) Es calcula, per cada sessió, la recta que millor aproxima la relació entre la freqüència a la qual es detecta el to (δf) i la freqüència de sondeig (f) usant el criteri de mínims quadrats i considerant per al càlcul només les deteccions que verifiquen la condició 4.25, i d'entre aquestes exclouent les falses deteccions.

$$SNR_{Bn}(f, h, j) \geqslant SNR_{min, Bn} \quad (4.25)$$

²Pel que fa a la notació i definicions, potser convé llegir abans 4.9

Falses deteccions són aquelles recepcions que verifiquen (4.25) tot i que δf s'allunya excessivament del valor que li correspondria d'acord amb la recta aproximadora (equació 4.24). El nombre de falses deteccions està directament relacionat amb el valor de $SNR_{min,Bn}$. Magnituds grans d'aquest paràmetre redueixen les falses deteccions però també redueixen la sensibilitat de l'algorisme. S'ha trobat que un valor de compromís és $SNR_{min,Bn} = 6$ dB.

Les falses deteccions de cada sessió, que s'exclouran del càlcul de la recta aproximadora, s'identifiquen aprofitant que pel marge de valors possible de δf i f , es verifica que:

$$b \gg \frac{a}{f} \rightarrow \frac{\delta f}{f} \simeq b \quad (4.26)$$

Concretament (2.a) consta dels passos següents:

- * (2.a.1) Es calcula $\tilde{b} = \text{mediana} \left(\frac{\delta f}{f} \right)$ per aquelles parelles $(\delta f, f)$ que verifiquen (4.25).
 - * (2.a.2) Es detecten les parelles $(\delta f, f)$ que verifiquen (4.25) tot i que $\frac{\delta f}{f} \notin (\tilde{b} - \delta\tilde{b}, \tilde{b} + \delta\tilde{b})$ ($\delta\tilde{b}$ determina un marge de variació admissible al voltant de \tilde{b} . En base a mesures empíriques s'ha fixat el seu valor a 5 Hz).
 - * (2.a.3) Es calcula la recta aproximadora amb el criteri de mínims quadrats usant les parelles $(\delta f, f)$ que verifiquen (4.25) excloent-ne les detectades en el punt (2.a.2).
- * (2.b) Per cada interval de sondeig de banda estreta, si $|\delta f - (a + b \cdot f)| \geq \delta f_{max}$ es substitueix el valor de δf per $a + b \cdot f$.

La magnitud de δf_{max} determina la màxima diferència entre δf i la freqüència detectada que li correspondria d'acord amb la recta aproximadora, per tal de donar per vàlida la detecció. S'ha fixat, d'acord amb observacions empíriques, a 5 Hz. Es considera que aquest és un valor suficient per absorbir derives a curt termini i variacions en el *Doppler shift*.

Per tant, l'aplicació d'aquest segon algorisme produeix els resultats següents:

- Per cada parella $(\delta f, f)$, si es verifica la condició (4.25) llavors:
 - Si és falsa detecció, s'identifica i es proposa un nou valor de δf d'acord amb la recta aproximadora.
 - Altrament, no es modifica el valor de δf
- Per cada parella $(\delta f, f)$, si no es verifica la condició (4.25) llavors es proposa un nou valor de δf d'acord amb la recta aproximadora.

Tercer algorisme

Aquest algorisme opera sobre cada interval de sondeig de banda estreta de forma independent. Consta d'un únic pas:

- * (3.a) Per aquells intervals de sondeig de banda estreta tals que en el segon pas s'ha substituït el valor de δf pel que li pertocaria d'acord amb la recta aproximadora, es repeteixen (1.b), (1.c) i (1.d) però partint del valor proposat en (2.b) i limitant la búsqueda de la major component en un entorn $\pm\delta f_{max}$ d'aquest.

Així s'aconsegueix maximitzar la probabilitat de detectar el to en recepció en presència de molta interferència dins de l'interval Δf , forçant a que aquesta detecció es realitzi a l'entorn de δf addient.

Quart algorisme

En aquest moment del procés, totes les freqüències δf de les possibles deteccions del to en recepció estan situades en un interval $\pm\delta f_{max}$ al voltant de la predicció realitzada mitjançant la recta aproximadora corresponent. En cada cas, a més, es disposa de la mesura SNR_{Bn} . El quart algorisme opera conjuntament sobre tots els intervals de sondeig de banda estreta d'una sessió. Consta d'un únic pas:

- * (4.a) S'assigna el valor de la disponibilitat d'acord amb les condicions següents (tots els valors de SNR expressats en dB):

$$dn(f, h, j) = \begin{cases} 1, & \text{si } SNR_{Bn}(f, h, j) \geq 6 \\ 1, & \text{si } SNR_{Bn}(f, h, j) \in (3, 6) \cap (SNR_{Bn}(f_{-1}, h, j) \geq 3 \cup SNR_{Bn}(f_{+1}, h, j) \geq 3) \\ -1, & \text{altrament} \end{cases} \quad (4.27)$$

on la notació f_{-1} i f_{+1} fa referència a la mesura sobre l'anterior i la posterior freqüència de sondeig d'acord amb taula 4.2.

Per tant, s'observa que per tal d'assignar $dn(f, h, j) = 1$ cal que:

- La freqüència detectada (δf) estigui en un entorn de 5 Hz de l'esperada d'acord amb la recta aproximadora.
- La SNR_{Bn} sigui superior o igual a 6 dB. Aquesta condició es rebaixa fins a 3 dB quan s'observa una continuïtat de deteccions en freqüències consecutives.

A la figura 4.5 es mostra, a mode de resum, l'arbre de decisió corresponent als algorismes de processament del senyal de banda estreta explicats en aquest apartat.

4.8.2 Banda ampla

Els algorismes aplicats per tal de realitzar la caracterització de canal de banda ampla es mostren a la figura 4.6. Es descriuen, per ordre, la correcció de freqüència, el càlcul de la funció de *scattering* a partir de la correlació del senyal rebut amb la seqüència enviada, l'obtenció dels *delay* i *Doppler power profiles* i el càlcul del *composite multipath* i *Doppler spread*.

Sigui $r[n]'$ el senyal a la sortida del *Digital Down Converter* durant l'interval de sondeig de banda ampla (veure figura 3.9). $r[n]'$ té una durada de Δt segons, corresponent a un nombre

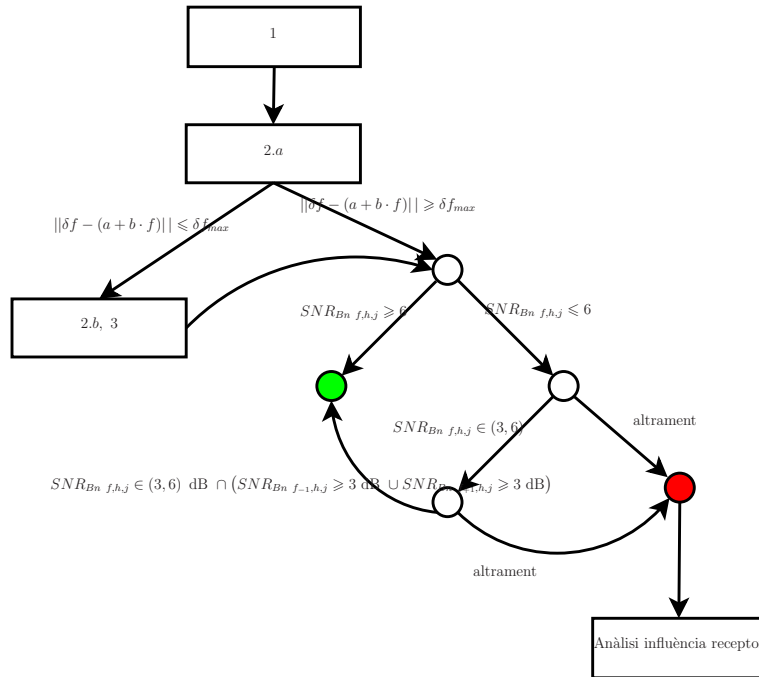


Figura 4.5: Arbre de decisió dels algorismes de processament del senyal de banda estreta. A cada requadre s'indica l'algorisme corresponent. En verd, $dn(f, h, j) = 1$. En vermell, $dn(f, h, j) = -1$

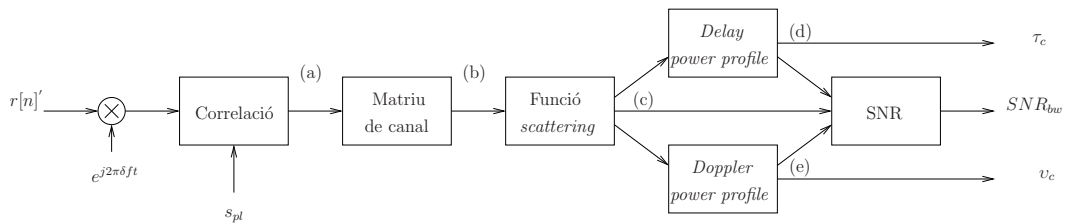


Figura 4.6: Diagrama de blocs de l'algorisme de processat del senyal de banda ampla

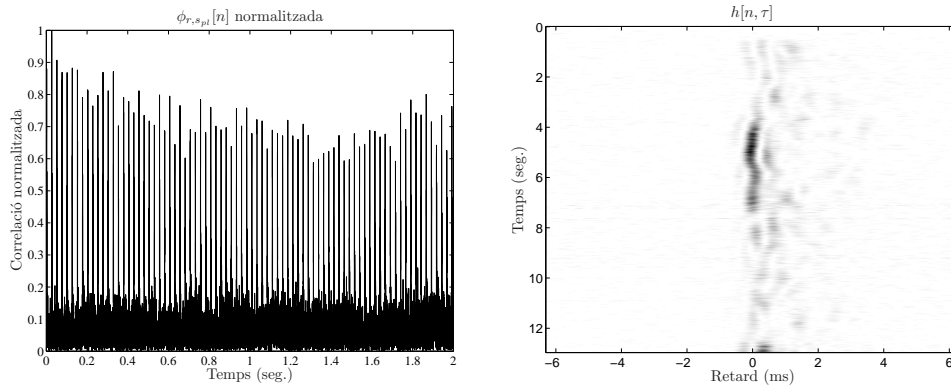


Figura 4.7: Exemple corresponent a un sondeig de la freqüència 8916 Khz el 9 de desembre del 2006 a mitjanit

de mostres $\Delta t F_m$ on F_m és la freqüència de mostreig en recepció. En l'experiment (2) (veure 4.4), $\Delta t = 14 \text{ seg.}$ i $F_m = 50 \text{ KSPS.}$

En primer lloc el senyal $r[n]'$ es trasllada a banda base multiplicant-lo per una exponencial complexa de freqüència δf , generant així $r[n]$. A continuació es correla amb una rèplica del senyal de sondeig $s_{pl}[n]$, consistent en la seqüència corresponent de longitud l (xips), mostrejada a N_c mostres per xip i interpolada amb el pols de senyalització $p[n]$ (del tipus *root raised cosine*):

$$s_{pl}[n] = \sum_{i=0}^{l-1} b_i p[n - iN_c] \quad (4.28)$$

El senyal s_{pl} té una longitud (en mostres) $N_s = lN_c + N_p - 1$, on N_p és el nombre de mostres del pols de senyalització, essent $N_p = 2N_s N_c + 1$, on $2N_s$ és el nombre de xips abastats pel filtre *root raised cosine*.

La correlació es calcula com:

$$\phi_{r,s_{pl}}[n] = \sum_{k=0}^{N_s-1} r[n+k] s_{pl}[k] \quad (4.29)$$

A continuació s'obté la matriu de canal:

$$h[n, \tau] = \phi_{r,s_{pl}}[nlN_c + \tau], \quad n \in [0, \lfloor \frac{\Delta t F_m}{lN_c} \rfloor - 1], \quad \tau \in [0, lN_c - 1] \quad (4.30)$$

La figura 4.7 mostra un exemple de $\phi_{r,s_{pl}}[n]$ (retallat a dos segons de durada) i la matriu de canal associada.

D'acord amb l'equació (4.15), la funció d'*scattering* es calcula a partir de la matriu de canal segons:

$$R_S[\tau, v] = \sum_{\xi} R_h[\xi, \tau] e^{-j2\pi\xi v} \quad (4.31)$$

on,

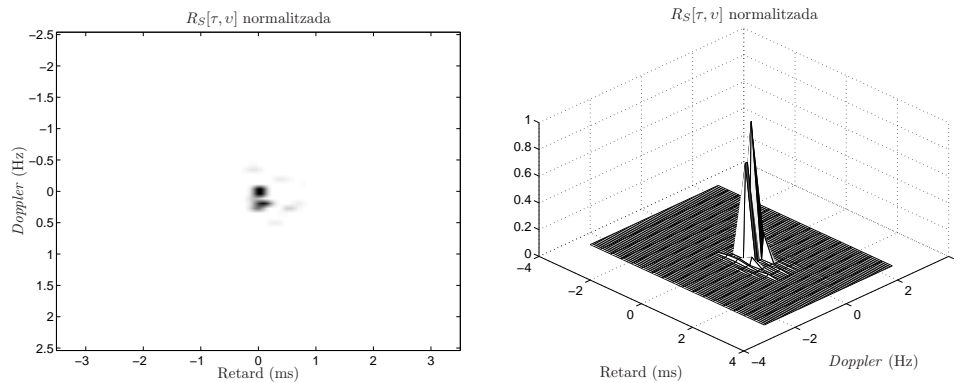


Figura 4.8: Exemple corresponent a un sondeig de la freqüència 8916 KHz el 9 de desembre del 2006 a mitjanit

$$R_h[\xi, \tau] = \sum_n h^*[n, \tau]h[n + \xi, \tau] \quad (4.32)$$

L'expressió (4.32) és una estimació de l'autocorrelació de la matriu de canal. Substituint (4.32) a (4.31) es troba:

$$R_S[\tau, \nu] = \sum_{\xi} \sum_n h^*[n, \tau]h[n + \xi, \tau]e^{-j2\pi\xi\nu} = \sum_n h^*[n, \tau]e^{j2\pi n\nu} \sum_{\xi} h[n + \xi, \tau]e^{-j2\pi(n+\xi)\nu} \quad (4.33)$$

Per tant, la funció d'*scattering* $R_S[\tau, \nu]$ s'obté a partir de la transformada de Fourier ($n \leftrightarrow \nu$) de la matriu de canal segons:

$$R_S[\tau, \nu] = \|H(\tau, \nu)\|^2 \quad (4.34)$$

Seguint amb l'exemple anterior, la figura 4.8 mostra dues representacions de la funció d'*scattering* $R_S[\tau, \nu]$ corresponent.

A partir d'ara suposarem que la resposta del canal continguda en $R_S[\tau, \nu]$ està centrada tant en l'eix de retard com en l'eix de *Doppler*.

Definim les finestres (o intervals) d'observació de *multipath* $[\tau_1, \tau_2]$ i de *Doppler* $[\nu_1, \nu_2]$. Aquests intervals es fixen en funció dels valors màxims de dispersió esperats. Llavors es calcula el *multipath power profile* com (veure 4.16):

$$\phi[\tau] = \sum_{\nu=\nu_1}^{\nu_2} R_S[\tau, \nu] \quad (4.35)$$

Anàlogament pel *Doppler power profile* (veure (4.17)):

$$\phi[\nu] = \sum_{\tau=\tau_1}^{\tau_2} R_S[\tau, \nu] \quad (4.36)$$

Un cop definits els intervals de dispersió esperats es pot calcular el marge dinàmic de la mesura respecte al soroll. Efectivament, si es rep $r[n]$ amb una relació SNR_{Bw} , el marge dinàmic màxim de la mesura de *multipath* respecte al soroll i a la interferència serà:

$$MD_n^\tau = SNR_{Bw} + 10 \log_{10} l + 10 \log_{10} \frac{\Delta t}{T} - 10 \log_{10} \frac{v_2 - v_1}{1/\Delta t} \quad (4.37)$$

on Δt és la durada de l'interval de sondeig de banda ampla, T és el període de la seqüència expressat en segons, l la seva longitud (mesurada en nombre de xips) i v_1, v_2 expressats en Hz.

El segon terme de l'expressió (4.37) ($10 \log_{10} l$) és el guany de procés de la seqüència [13]. El tercer terme ($10 \log_{10} \frac{\Delta t}{T}$) és el guany màxim que es pot obtenir en el procés de transformació freqüencial en calcular la funció d'*scattering* (equació (4.34)), si el canal és ideal i estàtic (llavors l'amplada de la finestra d'observació del *Doppler* coincidiria amb la resolució de la mesura). Si el canal no és estàtic i s'observa en una finestra $[v_1, v_2]$, aquest guany cal corregir-lo a la baixa ($10 \log_{10} \frac{v_2 - v_1}{1/\Delta t}$), de forma que els darrers dos termes de l'expressió (4.37):

$$10 \log_{10} \frac{\Delta t}{T} - 10 \log_{10} \frac{v_2 - v_1}{1/\Delta t} = 10 \log_{10} \frac{1}{T(v_2 - v_1)} \quad (4.38)$$

quantifiquen el guany real per aquest concepte. Substituint (4.38) a (4.37) i operant altre cop s'obté l'expressió final pel marge dinàmic màxim de la mesura de *multipath* respecte al soroll i la interferència:

$$MD_n^\tau = SNR_{Bw} + 10 \log_{10} l + 10 \log_{10} \frac{1}{T(v_2 - v_1)} = SNR_{Bw} + 10 \log_{10} \frac{f_c}{v_2 - v_1} \quad (4.39)$$

on f_c és la freqüència de xip.

Igualment, el marge dinàmic màxim de la mesura de *Doppler* respecte al soroll serà:

$$MD_n^v = SNR_{Bw} + 10 \log_{10} l + 10 \log_{10} \frac{\Delta t}{T} - 10 \log_{10} \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_c} \quad (4.40)$$

on T_c és el temps de xip (en segons) i τ_1, τ_2 expressats també en segons.

Ara combinant el segon i el quart termes a la dreta de la igualtat de l'equació (4.40):

$$10 \log_{10} l - 10 \log_{10} \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_c} = 10 \log_{10} \frac{l \cdot T_c}{\tau_2 - \tau_1} = 10 \log_{10} \frac{T}{\tau_2 - \tau_1} \quad (4.41)$$

obtenim el guany de procés que es pot assolir en calcular el *Doppler power profile* d'un canal dispersiu observat mitjançant una finestra de *multipath* $[\tau_1, \tau_2]$. Substituint (4.41) a (4.40) i operant s'arriba a l'expressió final pel marge dinàmic màxim de la mesura de *Doppler* respecte al soroll i la interferència:

$$MD_n^v = SNR_{Bw} + 10 \log_{10} \frac{\Delta t}{T} + 10 \log_{10} \frac{\Delta t}{\tau_2 - \tau_1} = SNR_{Bw} + 10 \log_{10} \frac{\Delta t}{\tau_2 - \tau_1} \quad (4.42)$$

A la taula 4.5 s'indiquen els marges dinàmics totals per cada configuració de l'experiment (2) de la taula 4.4 (tots els valors expressats en dB). Les anàlisis de la campanya 2006/07 s'han realitzat usant uns intervals de dispersió de $[-3.5, 3.5]$ ms. pel *multipath* i $[-2.5, 2.5]$ Hz pel *Doppler*. S'observa que fins i tot per SNR de l'ordre de -15 dB s'obté un marge dinàmic de

Configuració	SNR esperada	MD_n^τ	MD_n^v
(1): $l = 63, f_c = 2500$	SNR_{2500}	$SNR_{2500+27}$	$SNR_{2500+33}$
(2): $l = 127, f_c = 5000$	SNR_{5000}	$SNR_{5000+30}$	$SNR_{5000+33}$

Taula 4.5: Marge dinàmic de la mesura

totes les mesures superior a 10 dB.

A continuació s'apliquen dos algorismes per calcular el *composite multipath spread* (τ_c) a partir del *multipath power profile* i el *composite Doppler spread* (v_c) a partir del *Doppler power profile*. Donat que ambdós algorismes són equivalents, els descriurem únicament pel *composite multipath spread*.

En primer lloc, per tal de millorar la robustesa de la mesura τ_c es modifica el *multipath power profile* restant-li el valor mig del soroll quadràtic. Fem notar que si la finestra d'observació del *multipath* està ben ajustada, $\phi[\tau]$ conté soroll fora de la finestra. Per tant,

$$\tilde{\phi}[\tau] = \phi[\tau] - \frac{1}{T - (\tau_2 - \tau_1)} \sum_{m \notin [\tau_1, \tau_2]} \phi[m] \quad (4.43)$$

A continuació es calcula la funció integral de $\tilde{\phi}[\tau]$ dins de l'interval d'observació del *multipath*:

$$\Phi[\tau] = \sum_{m=\tau_1}^{\tau_s} \tilde{\phi}[m], \quad \tau \in [\tau_1, \tau_2] \quad (4.44)$$

Seguidament es normalitza $\Phi[\tau]$ respecte al seu valor màxim:

$$\bar{\Phi}[\tau] = \frac{\Phi[\tau]}{\max(\Phi[\tau])} \quad (4.45)$$

Finalment s'obtenen els valors de retard pels quals $\bar{\Phi}[\tau]$ assoleix el 10% i el 90% del valor màxim:

$$\tau_{min} = \min_{\tau} \bar{\Phi}[\tau] \geq 0.1 \quad (4.46)$$

$$\tau_{max} = \max_{\tau} \bar{\Phi}[\tau] \leq 0.9 \quad (4.47)$$

Llavors el *composite multipath spread* serà:

$$\tau_c = \frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{F_m} \quad (4.48)$$

on a l'expressió anterior s'ha suposat que $\tau_{max} - \tau_{min}$ està expressat en nombre de mostres.

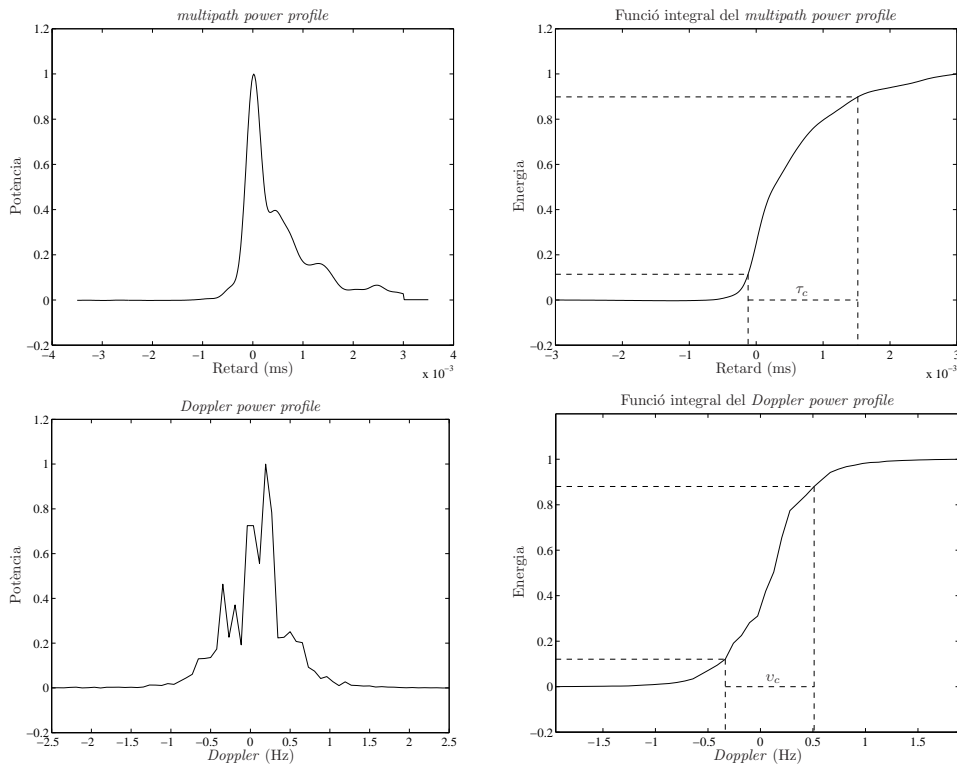


Figura 4.9: Exemple corresponent a un sondeig de la freqüència 8916 Khz el 9 de desembre del 2006 a mitjanit

Pel *Doppler power profile* l'algorisme és equivalent. Llavors v_c en funció dels valors màxims i mínims de *Doppler* serà:

$$v_c = \frac{v_{max} - v_{min}}{\Delta t} \quad (4.49)$$

on a l'equació anterior es considera que $v_{max} - v_{min}$ està també expressat en nombre de mostres.

La figura 4.9 mostra el càlcul d'aquests paràmetres a partir del *Delay* i *Doppler power profiles* i les seves funcions integrals. Totes les figures estan basades en el mateix exemple (un sondeig a mitjanit, a la freqüència 8916 KHz).

Els paràmetres τ_{min} , τ_{max} , v_{min} i v_{max} limiten la regió de la funció d'*scattering* que conté el senyal. Tenint en compte aquesta propietat es pot calcular una estimació de la SNR a partir de les relacions següents (veure figura 4.10):

$$SNR = \frac{P|_{A_s} - \rho_n A_s}{\rho_n A}, \quad \rho_n = \frac{P|_{\overline{A_s}}}{\overline{A_s}} \quad (4.50)$$

on P és la potència del senyal, A_s és l'àrea sobre la funció d'*scattering* limitada per τ_{min} , τ_{max} , v_{min} i v_{max} , A és l'àrea total de la funció d'*scattering* i $\overline{A_s}$ és l'àrea complementària a A_s . El terme ρ_n és el soroll per unitat d'àrea a la funció d'*scattering*.

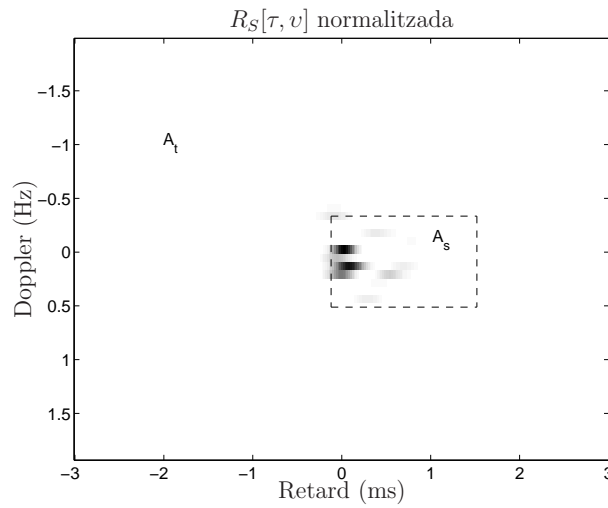


Figura 4.10: Funció d'*scattering*. Estimació de la SNR a partir dels llindars de *delay* i *Doppler*

Finalment, i d'acord amb els algorismes descrits, considerarem que s'ha detectat la forma d'ona durant l'interval de banda ampla quan simultàniament es verifiquin les dues inequacions següents:

$$\frac{\max(\Phi[\tau]), \quad \tau \in [\tau_{min}, \tau_{max}]}{\text{mean}(\Phi[\tau]), \quad \tau \notin [\tau_{min}, \tau_{max}]} \geq SNR_{min}^{\tau} \quad (4.51)$$

$$\frac{\max(\Phi[v]), \quad v \in [v_{min}, v_{max}]}{\text{mean}(\Phi[v]), \quad v \notin [v_{min}, v_{max}]} \geq SNR_{min}^v \quad (4.52)$$

Els valors de SNR_{min}^{τ} i SNR_{min}^v s'han fixat empíricament per tal d'assolir un bon compromís entre la minimització de la detecció de falses recepcions i la maximització de la detecció de recepcions certes. Concretament s'han escollit els valors següents:

$$SNR_{min}^{\tau} = 6 \text{ dB}, \quad SNR_{min}^v = 6 \text{ dB} \quad (4.53)$$

4.9 Disponibilitat. Definicions i notació

A continuació es defineix el terme disponibilitat, i la notació associada, en les diferents variants en què serà usat a l'hora de presentar els resultats del sondeig a l'apartat 4.10.

Definim *disponibilitat de l'enllaç* (D) com la probabilitat d'assolir una SNR major o igual a una de mínima en un ample de banda B a una determinada hora (h), freqüència (f) i jornada (j):

$$D(f, h, j) = p(SNR_B \geq SNR_{min,B}) \Big|_{f,h,j} \quad \text{per un determinat valor de } B \quad (4.54)$$

L'avaluació de la disponibilitat així definida no serà, en general, possible ja el que el nombre de mesures per cada tripleta (f, h, j) és insuficient per donar una estimació fiable d'aquesta probabilitat. En el seu lloc calcularem disponibilitats imposant condicions sobre les variables:

- Denotarem per \bar{x} el fet d'haver-se obtingut la disponibilitat fent la mitjana de les observacions corresponents a tots els valors de x possibles.
- Usarem el símbol \underline{x} per indicar que d'entre totes les disponibilitats calculades pels diferents valors de x , s'ha pres la màxima.
- $x=x_k$ (abreujat x_k) significa que en l'estimació de la disponibilitat només s'han pres les mesures tals que x pren el valor x_k .

Llavors, per exemple, $D(f)_{\underline{h},\bar{j}}$ per $B = 1000 \text{ Hz}$ denota la disponibilitat en funció de la freqüència, mesurada sobre un ample de banda de 1000 Hz, fent la mitjana sobre totes les jornades de l'experiment, prenent les mesures corresponents a l'hora a la qual la disponibilitat és màxima (i, implícitament, donada una determinada $SNR_{min,B}$). Aquesta mateixa notació sobre les variables (f, h, j) s'usarà també associada a altres mesures (p.e SNR).

A la pràctica estimarem la disponibilitat com el percentatge de recepcions detectades respecte al nombre total d'emissions en les condicions especificades per les variables (f, h, j).

Per altra banda, usarem el superíndex ρ per denotar les funcions de correlació. Llavors, per exemple, $D(f_n, f_m)_{\underline{h}_k, \bar{j}}^\rho$ serà la funció de correlació de la disponibilitat en funció de les freqüències (f_n, f_m), calculada fent la mitjana de les mesures de totes les jornades, per l'hora $h = h_k$.

A continuació s'introdueixen dues definicions derivades d'aquesta que s'usaran segons si la disponibilitat s'avalua a partir de la mesura del senyal de sondeig de banda estreta o de banda ampla.

Definim *disponibilitat de l'enllaç en banda estreta* (Dn) com la *disponibilitat de l'enllaç* mesurada en un ample de banda reduït $B = Bn$:

$$Dn(f, h, j) = p(SNR_{Bn} \geq SNR_{min,Bn}) \Big|_{f,h,j} \quad \text{per un determinat valor de } Bn \quad (4.55)$$

Considerem que aquesta és una bona mesura del suport ionosfèric per l'enllaç, sempre tenint en compte les limitacions que l'equipament (sensibilitat i bloqueig) i les condicions de soroll i interferència imposen en recepció.

A la pràctica Dn s'obté a partir de dn (veure apartat 4.8.1). Per tant, la condició expressada per l'equació (4.55) no és exacta ja que d'acord amb (4.27) s'apliquen dos llinars de

relació senyal a soroll: $SNR_{min,Bn}$ (dB) en general i $SNR_{min,Bn} - 3$ (dB) quan es detecta continuïtat de deteccions en freqüències consecutives. Tot i això, no modificarem la definició de Dn en benefici de la claredat.

Per altra banda, usarem el terme *disponibilitat de l'enllaç en banda ampla* (Dw) com la *disponibilitat de l'enllaç* mesurada en un ample de banda Bw , on $Bw \gg Bn$:

$$Dw(f, h, j) = p(SNR_{Bw} \geq SNR_{min,Bw}) \Big|_{f,h,j} \quad \text{per un determinat valor de } Bw \quad (4.56)$$

La $SNR_{min,Bw}$ sol anar lligada a la mínima necessària per tal que una determinada capa física sigui capaç d'oferir una qualitat de servei desitjada, i l'ample de banda Bw és el disponible per establir l'enllaç. A la literatura se sol usar el terme disponibilitat o fiabilitat de l'enllaç (veure, per exemple, [10]) per referir-se a aquest concepte. En aquest treball ni la capa física ni l'ample de banda de transmissió estan definits de bon principi, i en conseqüència s'estudiarà la disponibilitat en banda ampla en funció de diverses $SNR_{min,Bw}$ i diversos Bw .

Definim *disponibilitat de la mesura de multipath* ($D\tau$) com la probabilitat d'obtenir una SNR^τ (mesurada sobre el *multipath power profile*) major o igual a una de mínima (SNR_{min}^τ) a una determinada hora (h), freqüència (f) i jornada (j):

$$D\tau(f, h, j) = p(SNR^\tau \geq SNR_{min}^\tau) \Big|_{f,h,j} \quad \text{en l'ample de banda } Bw \quad (4.57)$$

on Bw és l'ample de banda que ocupa el senyal de sondeig durant l'interval de banda ampla. D'acord amb els algorismes descrits a l'apartat 4.8.2, $D\tau$ es pot estimar mitjançant l'expressió següent (veure equació (4.51)):

$$D\tau(f, h, j) = p\left(10 \log_{10} \left(\frac{\max(\Phi[\tau], \tau \in [\tau_{min}, \tau_{max}])}{\text{mean}(\Phi[\tau], \tau \notin [\tau_{min}, \tau_{max}])} \right) \geq SNR_{min}^\tau \right) \quad (4.58)$$

La condició de disponibilitat de la mesura de *multipath* es pot relacionar amb la SNR_{Bw} identificant a l'expressió (4.39) el màxim marge dinàmic de la mesura de *multipath* respecte al soroll i la interferència amb la SNR_{min}^τ :

$$SNR_{Bw} + 10 \log_{10} \frac{f_c}{v_2 - v_1} \geq SNR_{min}^\tau \quad (\text{dB}) \quad (4.59)$$

Substituint $v_2 - v_1 = 5$ Hz, $T_c = 0.4$ ms ($Bw = 2500$ Hz) pel senyal (1) i $T_c = 0.2$ ms ($Bw = 5000$ Hz) pel senyal (2) (veure taula 4.4, experiment (2)), i prenent el valor de SNR_{min}^τ indicat per l'equació (4.53), obtenim la mínima SNR_{Bw} que produeix la disponibilitat de la mesura de multipath:

$$\text{Configuració (1): } SNR_{min}^\tau = 6 \text{ dB} \rightarrow SNR_{min,2500} \geq -21 \text{ dB} \quad (4.60)$$

$$\text{Configuració (2): } SNR_{min}^\tau = 6 \text{ dB} \rightarrow SNR_{min,5000} \geq -24 \text{ dB} \quad (4.61)$$

Anàlogament definim *disponibilitat de la mesura de Doppler* (Dv) com la probabilitat d'obtenir una SNR_{min}^v (mesurada sobre el *Doppler power profile*) major o igual a una de mínima (SNR_{min}^v) a una determinada hora (h), freqüència (f) i jornada (j):

$$D_v(f, h, j) = p(SNR^v \geq SNR_{min}^v) \Big|_{f, h, j} \quad \text{en l'ample de banda } Bw \quad (4.62)$$

on Bw és l'ample de banda que ocupa el senyal de sondeig durant l'interval de banda ampla. D'acord amb els algorismes descrits a l'apartat 4.8.2, D_v es pot estimar mitjançant l'expressió següent:

$$D_v(f, h, j) = p\left(10 \log_{10} \left(\frac{\max(\Phi[v]), \quad v \in [v_{min}, v_{max}]}{\text{mean}(\Phi[v]), \quad v \notin [v_{min}, v_{max}]} \right) \geq SNR_{min}^v \right) \quad (4.63)$$

La condició de disponibilitat de la mesura de Doppler es pot relacionar amb la SNR_{Bw} identificant a l'expressió (4.42) el màxim marge dinàmic de la mesura de *Doppler* respecte al soroll i la interferència amb la SNR_{min}^v :

$$SNR_{Bw} + 10 \log_{10} \frac{\Delta t}{\tau_2 - \tau_1} \geq SNR_{min}^v \quad (\text{dB}) \quad (4.64)$$

Substituint $\tau_2 - \tau_1 = 7$ ms i $\Delta t = 14$ s, i prenent el valor de SNR_{min}^v indicat per l'equació (4.53), s'obté la mínima SNR_{Bw} que produeix la disponibilitat de la mesura de Doppler:

$$\text{Configuració (1): } SNR_{min}^v = 6 \text{ dB} \rightarrow SNR_{min,2500} \geq -27 \text{ dB} \quad (4.65)$$

$$\text{Configuració (2): } SNR_{min}^v = 6 \text{ dB} \rightarrow SNR_{min,5000} \geq -27 \text{ dB} \quad (4.66)$$

Finalment definim *disponibilitat de la mesura de banda ampla* (D_{mw}) com la probabilitat de que ambdues *disponibilitats* de *multipath* i *Doppler* es produeixin simultàniament:

$$D_{mw}(f, h, j) = p(SNR^r \geq SNR_{min}^r, SNR^v \geq SNR_{min}^v) \Big|_{f, h, j} \quad \text{en l'ample de banda } Bw \quad (4.67)$$

Aquest serà el paràmetre usat per tal de mesurar la probabilitat de recepció del senyal de sondeig durant l'interval de banda ampla.

4.10 Resultats

A continuació es mostren els resultats del sondeig del canal que s'estableix entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre corresponents a l'estiu austral del 2006/07.

En primer lloc es discuteix sobre la disponibilitat de l'enllaç, incloent l'anàlisi de la variabilitat diària, horària i freqüencial. Seguidament s'analitza la influència i limitacions que el sondejador imposa sobre aquests resultats. En aquest context es presenta la mesura de la potència rebuda i una aproximació de les pèrdues de l'enllaç.

En segon lloc es presenten les mesures de SNR usant diferents amples de banda. En base a aquestes mesures s'obté una llista de les freqüències que, a cada hora, maximitzen la probabilitat d'obtenir una SNR mínima. En un enllaç de dades unidireccional, aquestes freqüències serien les més recomanables a l'hora d'establir la comunicació a cada hora.

En tercer lloc s'adjunten els resultats de la mesura de dispersió temporal i freqüencial.

Finalment es remarquen les conclusions més importants i es completa la llista de freqüències òptimes en termes de SNR amb les corresponents mesures de *multipath* i *Doppler spread*.

4.10.1 Disponibilitat

A la figura 4.11 es mostra la disponibilitat de l'enllaç en banda estreta en funció de la freqüència i de l'hora ($Dn(h, f)_{\bar{j}}$) per l'experiment (1).

Es fa palès que no és possible cobrir tota una jornada amb una única freqüència. De forma general, s'observa la tendència següent: (i) Les freqüències més altes estan disponibles abans, per la vesprada, i fins més tard, pel matí, però no ho estan en una àmplia franja horària de la nit; (ii) Freqüències menors estan disponibles més tard, per la vesprada i deixen de rebre's abans, pel matí, però la franja horària sense recepció, per la nit, és més estreta.

Tenint en compte els horaris de posta i sortida del Sol indicats a l'apartat 4.4 i el marge de freqüències i hores estudiat s'observa que:

- La posta de Sol en la trajectòria de l'enllaç es produeix progressivament entre les 18 UTC (en el rebot més proper al receptor) i les 23 UTC (en el rebot més proper a l'emissor). S'observa com durant aquest interval horari s'inicia la propagació de les freqüències per sota de 12 MHz: (i) Començant per 11 MHz - 12 MHz cap a les 19 UTC; (ii) Sobtadament entre 9 MHz i 11 MHz cap a les 20 UTC; (iii) Progressivament entre 9 MHz i 6 MHz des de les 20 UTC fins a mitjanit. Aquesta tendència, determinada per la desaparició progressiva de la radiació solar en la trajectòria de l'enllaç, pot ser explicada a partir de la combinació de les dues causes següents: (i) L'esvaïment de la capa D en trams cada cop majors de l'enllaç provoca una reducció paulatina de l'atenuació total introduïda per aquesta capa, permetent progressivament que ones de freqüències menors assoleixin el receptor amb un nivell de potència per sobre del mínim necessari per ser detectades; (ii) La disminució de la densitat electrònica en les capes E i F incrementa l'alçada de rebot de l'ona electromagnètica, permetent l'establiment de l'enllaç amb menys rebots i, per tant, augmentant la probabilitat d'establir-lo amb èxit.
- Entre les 2 UTC i les 5 UTC la disponibilitat s'anul·la progressivament començant per 16 MHz i fins a 8 MHz - 9 MHz. Aquest efecte pot ser explicat en termes de la reducció de la f_{MUF} a mesura que avança la nit.
- La sortida del Sol es produeix amb una hora de marge en tota la trajectòria de l'enllaç (aproximadament entre les 6:30 UTC i les 7:30 UTC). S'observa que justament cap a les 7 UTC es reprèn de forma sobtada la propagació de les freqüències per sobre de 8 MHz - 9 MHz (degut probablement a l'augment bruscat de la f_{MUF}).
- A partir de les 7 UTC - 8 UTC i fins a les 11 UTC, començant per les freqüències més baixes (5 MHz - 6 MHz) i progressivament fins als 14 MHz, la disponibilitat s'anul·la. Aquest fenomen pot ser explicat per l'increment de l'absorció introduïda per la capa D.

Variabilitat interdiària

A continuació s'analitza la variació interdiària de dn , mesurada en funció del factor de correlació següent:

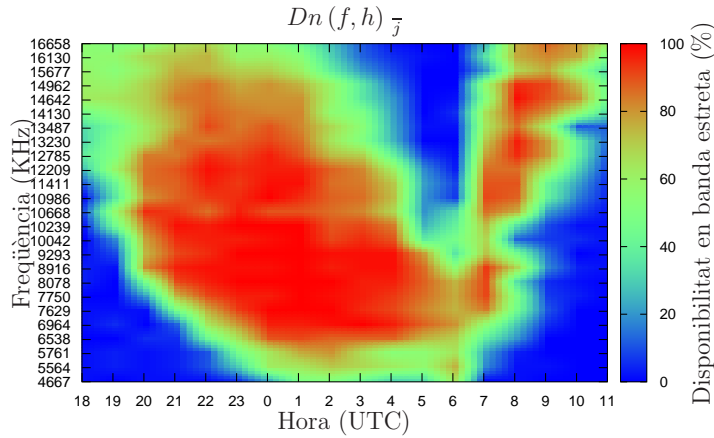


Figura 4.11: Disponibilitat de l'enllaç en banda estreta en funció de la freqüència i de l'hora (experiment (1))

$$Dn(j_n, j_m)_{\bar{f}, \bar{h}}^\rho = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L dn(f_k, h_l, j_n) dn(f_k, h_l, j_m)}{K \cdot L} \quad (4.68)$$

on K és el nombre de freqüències i L és el nombre d'hores de sondeig de cada jornada. A més, recordem que:

$$dn(f, h, j) = \begin{cases} 1, & \text{si s'ha detectat el to de sondeig de banda estreta (veure 4.8.1)} \\ -1, & \text{altrament} \end{cases} \quad (4.69)$$

Es demostra que:

$$i \quad Dn(j_n, j_m)_{\bar{f}, \bar{h}}^\rho \in [-1, 1].$$

$$ii \quad Dn(j_n, j_m)_{\bar{f}, \bar{h}}^\rho = Dn(j_m, j_n)_{\bar{f}, \bar{h}}^\rho.$$

iii Un valor determinat de $Dn(j_n, j_m)_{\bar{f}, \bar{h}}^\rho$ implica que en el $50 \cdot \left(1 + Dn(j_n, j_m)_{\bar{f}, \bar{h}}^\rho\right)$ (%) de les parelles (f_k, h_l) les jornades j_n i j_m són idèntiques en termes de disponibilitat.

A la figura 4.12 es mostra el factor de correlació calculat sobre les jornades de l'experiment (1). Les dues franges amb factor de correlació nul corresponen als dies en què el sondeig estigué aturat. No s'observa cap patró de correlació, ni una significativa major semblança entre dies propers i dies llunyans.

A continuació es calcula el factor de correlació interdiari amitjanat, dependent només de la diferència entre jornades. Concretament,

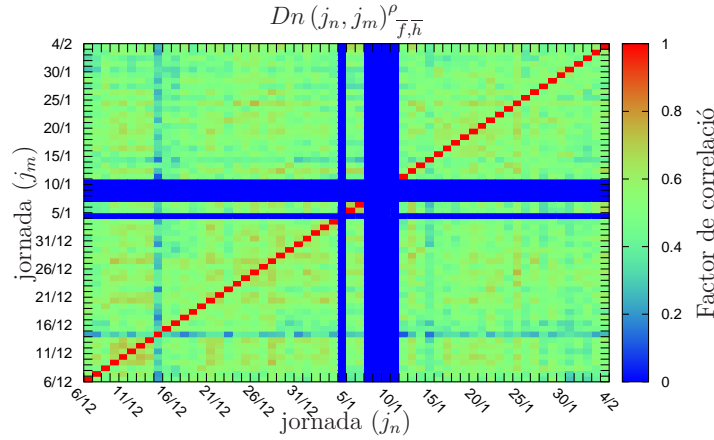


Figura 4.12: Factor de correlació interdiari segons (4.68) (experiment (1))

$$Dn(\Delta j)_{\bar{f}, \bar{h}, \bar{j}}^{\rho} = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ j+\Delta j \leq J}}^J dn(f_k, h_l, j) dn(f_k, h_l, j + \Delta j)}{K \cdot L \cdot (J - \Delta j)} \quad (4.70)$$

A la figura 4.13 s'observa una lleugera tendència decreixent de $Dn(\Delta j)_{\bar{f}, \bar{h}, \bar{j}}^{\rho}$, que varia entre 0.56 per $\Delta j = 1$ fins a 0.5 per $\Delta j = 30$. En mitjana, la semblança de dn entre dues jornades és aproximadament del 77 % (factor de correlació de 0.53), amb diferències poc importants segons si les dues jornades són properes o més llunyanes. La diferència interdiària del 23 % és la mesura d'impredictibilitat de dn per aquest enllaç i en aquestes condicions, i pot ser atribuïda a diversos factors de caire aleatori com ara: (i) Pertorbacions de la ionosfera en algun punt del trajecte de l'ona. Cal tenir en compte que l'enllaç, pel fet de ser de molt llarga distància, està més sotmès a aquest tipus d'events; (ii) Recepcions esporàdiques; (iii) Variacions en les condicions d'interferència en el receptor. Degut a la reduïda potència disponible en recepció i a no disposar de freqüències pròpies per establir l'enllaç, la probabilitat de que la comunicació sigui interferida o bloquejada es gran i imprevisible.

Variabilitat horària

L'anàlisi de la variabilitat interhorària de dn , s'ha mesurat en funció del factor de correlació següent:

$$Dn(h_n, h_m)_{\bar{f}, \bar{j}}^{\rho} = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L dn(f_k, h_m, j_l) dn(f_k, h_n, j_l)}{K \cdot L} \quad (4.71)$$

on K és el nombre de freqüències i L és el nombre de jornades de sondeig de l'experiment. Aquesta mesura dóna una idea de la variabilitat (o estacionarietat) de la ionosfera entre hores,

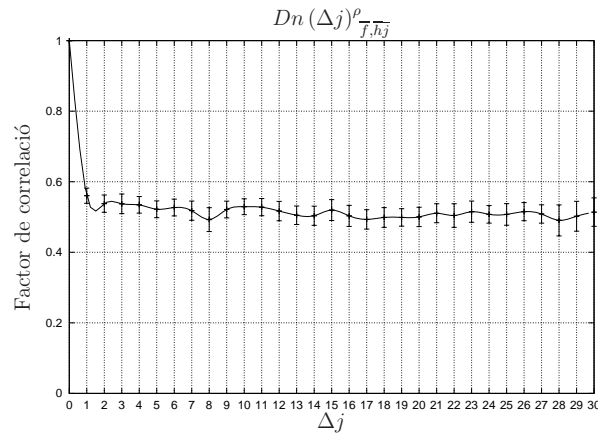


Figura 4.13: Factor de correlació interdiari amitjanat segons (4.70) (experiment (1)).
Les barres d'error corresponen a l'interval de confiança de la mitjana al 95 %

considerant a efectes de comparació el paràmetre de disponibilitat a totes les freqüències i durant totes les jornades de sondeig (més endavant es calcula un paràmetre similar però usant per comparar no només la disponibilitat sinó també la dispersió temporal i freqüencial del canal).

A la figura 4.14 (gràfica esquerra) es mostra $Dn(h_n, h_m)_{\bar{f}, \bar{j}}^\rho$. S'observa que: (i) La variació més abrupta es produeix entre les 6 UTC i les 7 UTC, coincidint amb la sortida del Sol en tota la trajectòria de l'enllaç; (ii) Es dona també una variabilitat significativa durant el procés de posta del Sol, entre les 19 UTC i les 22 UTC; (iii) La major estacionarietat s'observa a mitjanit; (iv) Destaca la similitud entre la disponibilitat a primera hora de la vesprada (18 UTC - 19 UTC) i pel matí (9 UTC - 10 UTC); (v) Finalment, destaca el factor de correlació de 0.4 entre les 23 UTC (el Sol ha justament deixat d'il·luminar tot l'enllaç) i les 7 UTC (moment en el qual el Sol ha sortit a tot l'enllaç). Les observacions (iv) i (v) suggereixen una certa simetria entre el comportament abans de la posta de Sol (18 UTC a les 23 UTC) i després de la sortida del Sol (7 UTC i les 10 UTC), ponderant adequadament el fet que el procés de posta és més lent que el de sortida.

A la figura 4.14 (gràfica dreta) s'expliciten les associacions d'hores amb $Dn(h_n, h_m)_{\bar{f}, \bar{j}}^\rho \geq 0.5$. Concretament es formen els grups següents: $\{18, 10\}$, $\{20, 21\}$, $\{22, 23, 0\}$, $\{23, 0, 1\}$, $\{0, 1, 2\}$, $\{1, 2, 3\}$, $\{3, 4\}$, $\{5, 6\}$, $\{9, 10\}$.

Variabilitat freqüencial

L'anàlisi de la variabilitat interfreqüencial de d_n , s'ha mesurat segons el factor de correlació següent:

$$Dn(f_n, f_m)_{\bar{h}, \bar{j}}^\rho = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L dn(f_n, h_k, j_l) dn(f_m, h_k, j_l)}{K \cdot L} \quad (4.72)$$

on K és el nombre d'hores i L és el nombre de jornades sondejades per l'experiment.

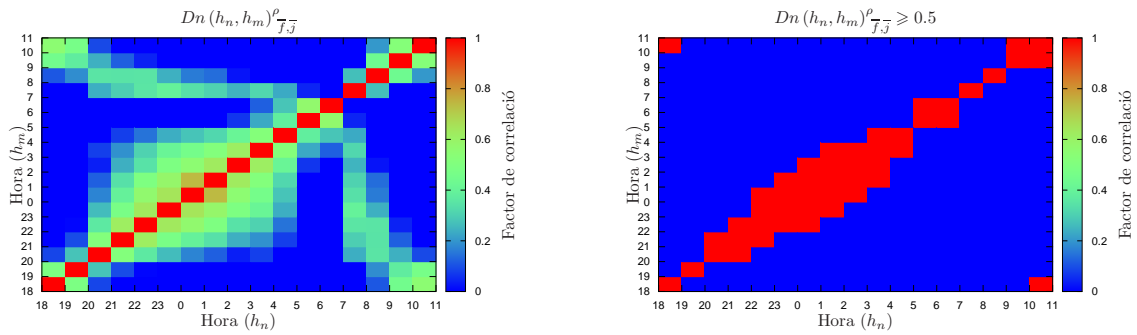


Figura 4.14: Factor de correlació interhorari segons (4.71) (esquerra) i associacions d'hores amb $Dn(h_n, h_m)^{\rho}_{\bar{j}, \bar{h}} \geq 0.5$ (dreta) (experiment (1))

A la figura 4.15 és mostren $Dn(f_n, f_m)^{\rho}_{\bar{h}, \bar{j}}$, les associacions de freqüències amb $Dn(f_n, f_m)^{\rho}_{\bar{h}, \bar{j}} \geq 0.5$ i el factor de correlació interfreqüencial amitjanat (calculat de forma anàloga a l'equació (4.70)).

S'observa que, excloent les baixes freqüències hi ha una forta correlació en el comportament de la disponibilitat entre freqüències adjacents. Concretament, en mitjana cada freqüència s'assembla (en termes de disponibilitat) amb les quatre anteriors i posteriors (d'acord amb la taula 4.2) amb un factor de correlació $Dn(f_n, f_m)^{\rho}_{\bar{h}, \bar{j}} \geq 0.5$ (9 freqüències abarquen, aproximadament, 4 MHz).

4.10.2 Influència del receptor en la mesura de disponibilitat

En aquest apartat s'estudia la influència de les característiques del receptor en els resultats de disponibilitat i se'n proposen modificacions per tal de millorar-ne les prestacions.

Identifiquem tres possibles causes per les quals el resultat d'un sondeig s'avalua com no disponibilitat ($dn(f, h, j) = -1$):

- (i) La sensibilitat del receptor. En aquesta causa hi inclourem tant aquelles ocasions en què la propagació no sigui possible com aquelles en què tot i ser-ho, no és detectable ja que el canal introdueix una atenuació tal que produeix un nivell de potència del senyal en recepció per sota de la sensibilitat.
- (ii) Bloqueig del receptor. Aquesta situació es produirà quan en l'entorn de la freqüència de sondeig, fora de l'ample de banda Bn , hi hagi altres senyals de gran potència que, per tal de no saturar el fons d'escala del convertidor A/D, limiten el guany del receptor. Llavors, independentment que la potència del senyal de sondeig en recepció estigui o no per sobre de la sensibilitat màxima, pot ocórrer que no s'assoleixi un nivell suficient a l'entrada del convertidor A/D i, per tant, el soroll de quantificació emmascari el senyal produint-se així una no disponibilitat.
- (iii) Interferència co-canal, produïda quan dins de l'ample de banda Bn hi ha un senyal interferent de l'ordre (o major) al de sondeig que degrada SNR_{Bn} provocant una no disponibilitat.

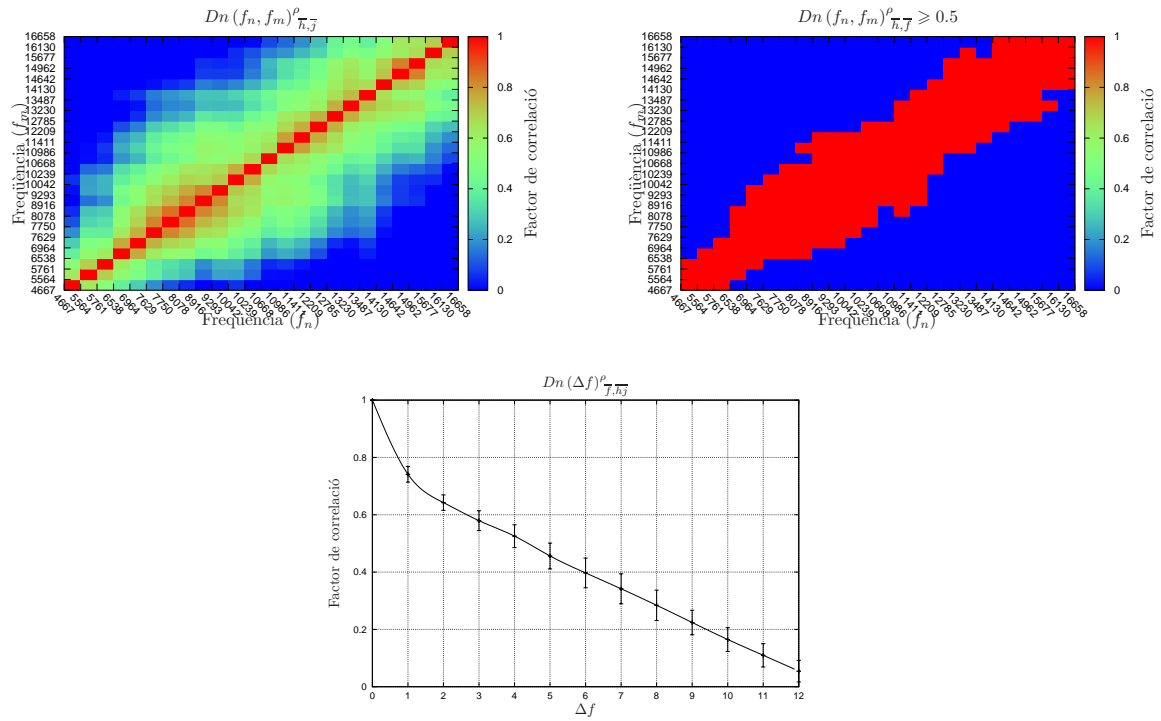


Figura 4.15: Factor de correlació interfreqüencial segons (4.72) (superior - esquerra), associacions de freqüències amb $Dn(f_n, f_m)_{\bar{h}, \bar{j}} \geq 0.5$ (superior - dreta) i factor de correlació interfreqüencial amitjanat $Dn(\Delta f)_{\bar{f}, \bar{h}, \bar{j}}$ (inferior) (experiment (1))

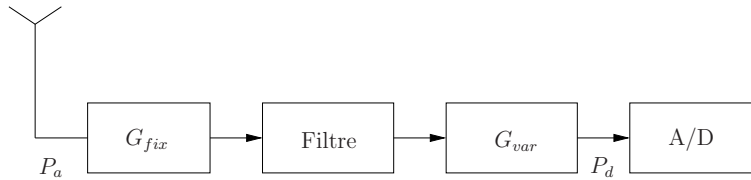


Figura 4.16: Diagrama de blocs simplificat del receptor

En tots tres casos la no disponibilitat pot ser realment deguda a la ionosfera (manca de propagació) o bé al receptor (sensibilitat i bloqueig) i a les condicions d'interferència per aquella freqüència. Les dues situacions no seran distingibles.

Consideri's el diagrama de blocs simplificat del receptor a la figura 4.16.

Per tal de discriminar entre les tres situacions anteriors que produeixen no disponibilitat es proposa observar la distribució de les magnituds següents:

- P_d : potència (en dBm) dins de l'ample de banda Bn a l'entrada del conversor A/D, mesurada en el domini digital, segons l'equació:

$$P_d = FSR - MD + p_d \quad (4.73)$$

on FSR és el fons d'escala (10 dBm) i MD és el marge dinàmic (84 dB) del conversor A/D i p_d és la potència mesurada en el domini digital (adimensional) dins de l'ample de banda Bn . Quan $dn(f, h, j) = 1$, p_d coincideix aproximadament amb la potència del senyal de sondeig, mentre que quan $dn(f, h, j) = -1$, p_d mesura conjuntament el nivell de senyal i de soroll.

- P_a : potència lliurada per l'antena (en dBm) dins de l'ample de banda Bn :

$$P_a = P_d - G_{fix} - G_{var} \quad (4.74)$$

on G_{fix} és el guany aplicat pels amplificadors fixos (al voltant de 40 dB) i G_{var} és el guany variable governat per un CAG (entre -13 dB i 32 dB)

Considerem la representació (*scatterplot*) bidimensional de la figura 4.17, amb P_d a l'eix d'abscisses i P_a a l'eix d'ordenades. La gràfica conté també la informació següent:

- La recta de mínim guany: $P_a = P_d - G_{fix} - G_{var}|_{min} \rightarrow P_a = P_d - 27$
- La recta de màxim guany: $P_a = P_d - G_{fix} - G_{var}|_{max} \rightarrow P_a = P_d - 72$
- El nivell de soroll de quantificació: $P_a = QN = FSR - MD = -74$ dBm
- Els mínims nivells de P_d (llindar SNR a la figura) que poden produir una $dn(f, h, j) = 1$, d'acord amb els algorismes descrits a 4.8.1.

Llavors es pot identificar la causa de la no disponibilitat segons el punt del pla on se situï la corresponent recepció:

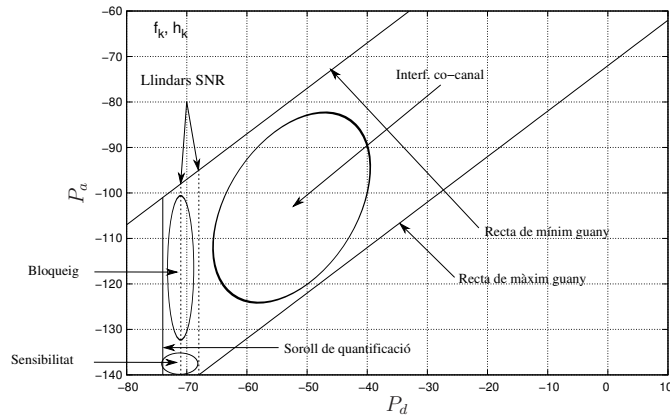


Figura 4.17: Representació bidimensional P_a vs P_d

- Si P_a i P_d són mínimes \rightarrow Sensibilitat. En aquesta situació el receptor aplica un guany màxim, però tot i així el senyal és de l'ordre de magnitud del soroll de quantificació del convertidor A/D.
- Partint de la situació anterior, si P_a és major però P_d continua essent baixa \rightarrow Bloqueig. Efectivament, el receptor no pot treballar amb guany màxim però el senyal a l'entrada del convertidor A/D té un nivell similar al de quantificació.
- Altrament, si P_d és major que els líndars mínims de SNR, però $dn(f, h, j) = -1$, el motiu més probable de la no disponibilitat serà una interferència co-canal.

En aquest cas la no disponibilitat podria ser també deguda a les males prestacions del receptor en termes de figura de soroll. Aquesta possibilitat la descartarem raonant de la forma següent. La potència de soroll tèrmic a 17° centígrads per un ample de banda $Bn = 10$ Hz és:

$$P_s = KTB = -164 \text{ dBm} \quad (4.75)$$

Llavors, aplicant el màxim guany s'obté, a l'entrada de l'A/D: $P_s + 73 \text{ dB} = -91 \text{ dBm}$. Comparant aquesta magnitud amb el soroll de quantificació del convertidor (-74 dBm) es conclou que mentre la figura de soroll del receptor sigui inferior a 17 dB, el soroll de quantificació serà qui limitarà la sensibilitat del receptor. A la pràctica, la temperatura equivalent de soroll a la banda d'HF és molt més elevada que la temperatura ambient i, en conseqüència, la figura de soroll del receptor no és un paràmetre crític.

A continuació es discuteixen els resultats d'aquesta anàlisi. S'han avaluat les dades corresponents a 43 jornades de l'experiment (1) (des del 20 de desembre del 2006 al 5 de febrer del 2007). A les figures 4.18, 4.19 i 4.20 es mostren els *scatterplots* per les freqüències 6964 KHz, 10239 KHz i 14642 KHz a 4 hores diferents (20 UTC, 1 UTC, 6 UTC, 11 UTC). A la taula 4.6 es resumeix, en cada cas, el nivell qualitatiu de disponibilitat (alt, mig o baix) i, quan la disponibilitat és mitja o baixa, se n'indiquen les causes (per ordre d'importància).

	6964 KHz	10239 KHz	14642 KHz
20 UTC	Disp: baixa	Disp: alta	Disp: alta
	co-canal, bloqueig	-	-
1 UTC	Disp: alta	Disp: alta	Disp: mitja
	-	-	co-canal, sensibilitat
6 UTC	Disp: alta	P_a : mitja	P_a : baixa
	-	co-canal	sensibilitat
11 UTC	Disp: baixa	Disp: baixa	Disp: alta
	co-canal	co-canal, bloqueig	-

Taula 4.6: Resum de l'anàlisi basat en els *scatterplot* P_a vs P_d per les freqüències 6964 KHz, 10239 KHz i 14642 KHz avaluades a quatre hores: 20 UTC, 1 UTC, 6 UTC i 11 UTC. En cada cas es mostra el nivell qualitatiu de disponibilitat, el marge de potència lliurat per l'antena (P_a) i, quan la disponibilitat és mitja o baixa, les causes

S'observa que a baixes i mitges freqüències, la principal causa de la no disponibilitat està relacionada principalment amb la interferència co-canal, i en segon terme amb el bloqueig, mentre que a altes freqüències la no disponibilitat té a veure també amb la interferència co-canal i amb la sensibilitat.

A continuació s'enumeren un conjunt de millores en el receptor que farien possible afinar més en l'avaluació de la disponibilitat:

- La incidència de la interferència co-canal es reduiria usant una antena directiva.
- Per tal de millorar les prestacions del receptor en termes de bloqueig hi ha diverses alternatives: (i) Usar una antena directiva; (ii) Millorar el filtre; (iii) Incrementar el nombre de bits del convertidor A/D.

En relació amb aquest darrer punt, s'observa que el guany mínim que cal aplicar per tal d'obtenir una $dn(f, h, j) = 1$ és:

$$G_{min} = QN + SNR_{min, Bn} - P_a \quad (4.76)$$

Per altra banda, el guany que el receptor aplicarà serà:

$$G = FSR - \alpha - P_f \quad (4.77)$$

on α és el marge de guarda que el CAG aplica respecte al fons d'escala del convertidor A/D i P_f és la potència total a la sortida del filtre (veure figura 4.16). Llavors:

$$G \geq G_{min} \rightarrow P_f - P_a \leq MD - \alpha - SNR_{min, Bn} \quad (4.78)$$

En conseqüència, incrementant el nombre de bits del convertidor A/D s'incrementa la diferència màxima que el receptor admet entre la potència total a la sortida del filtre i la potència del senyal de sondeig dins de l'ample de banda Bn per a que $dn(f, h, j) = 1$. En el nostre cas $\alpha = 9$ dB i $SNR_{min, Bn}$ val 3 dB o 6 dB, i per tant, $P_f - P_a \leq 69$ dB.

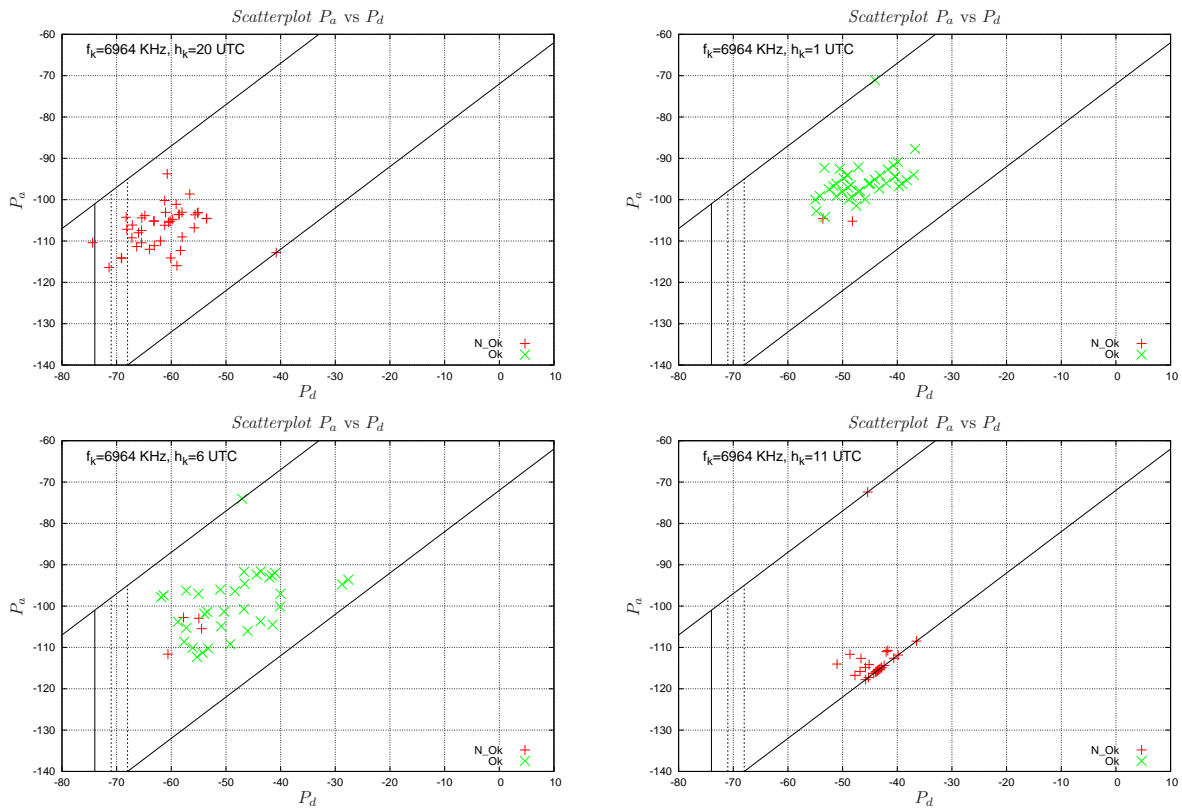


Figura 4.18: Scatterplot P_a vs P_d per la freqüència 6964 KHz, avaluada a quatre hores: 20 UTC, 1 UTC, 6 UTC, 11 UTC. En verd les recepcions detectades d'acord amb el procediment explicat a l'apartat 4.8.1; altrament en vermell

- Per tal d'incrementar la sensibilitat del receptor (admetent que està limitada pel soroll de quantificació de l'A/D) es proposa: (i) Incrementar el nombre de bits del convertidor A/D; (ii) Incrementar el guany dels amplificadors; (iii) Incrementar el guany de l'antena.

Per tant, a la vista d'aquestes conclusions i dels resultats resumits a la taula 4.6 es pot afirmar que el major benefici s'obtindria usant una antena directiva, ja que les prestacions serien millors pel que fa a co-canal i bloqueig (que són els dos efectes amb major incidència). Si la directivitat va acompanyada de major guany, llavors també es milloraria en termes de sensibilitat.

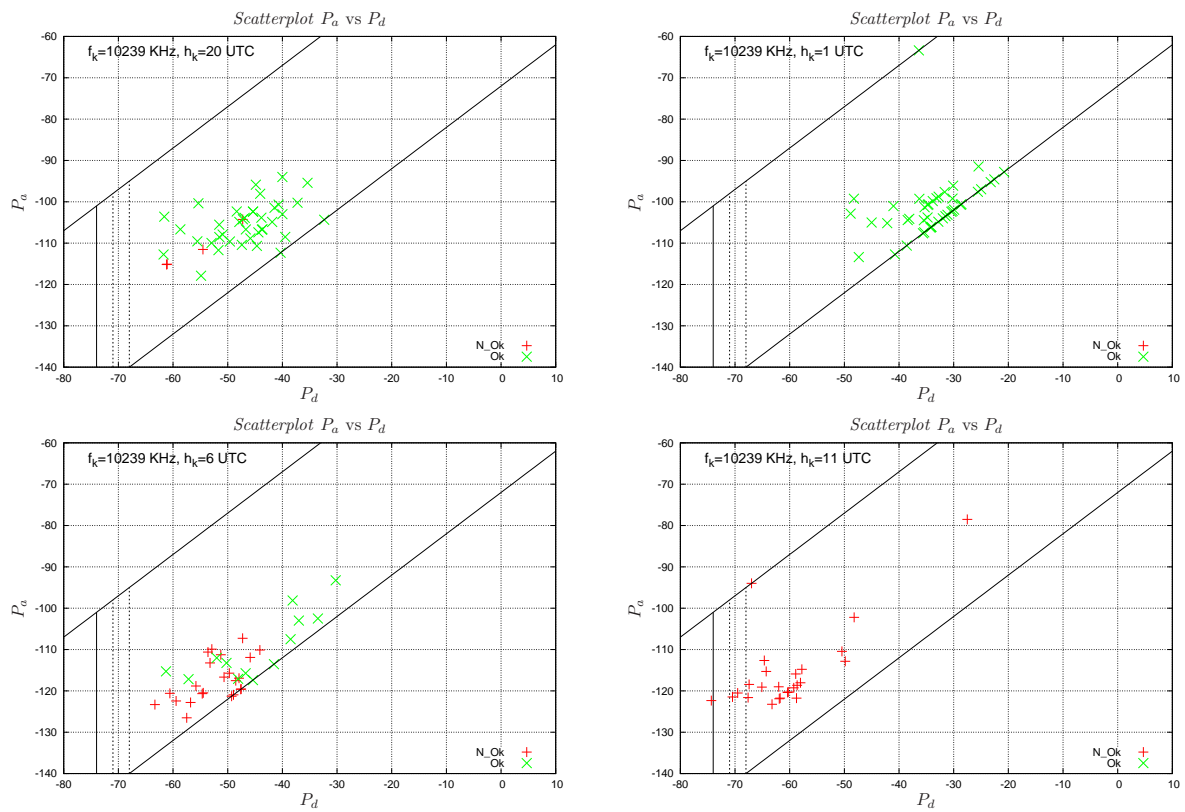


Figura 4.19: Scatterplot P_a vs P_d per la freqüència 10239 KHz, avaluada a quatre hores: 20 UTC, 1 UTC, 6 UTC, 11 UTC. En verd les recepcions detectades d'acord amb el procediment explicat a l'apartat 4.8.1; altrament en vermell

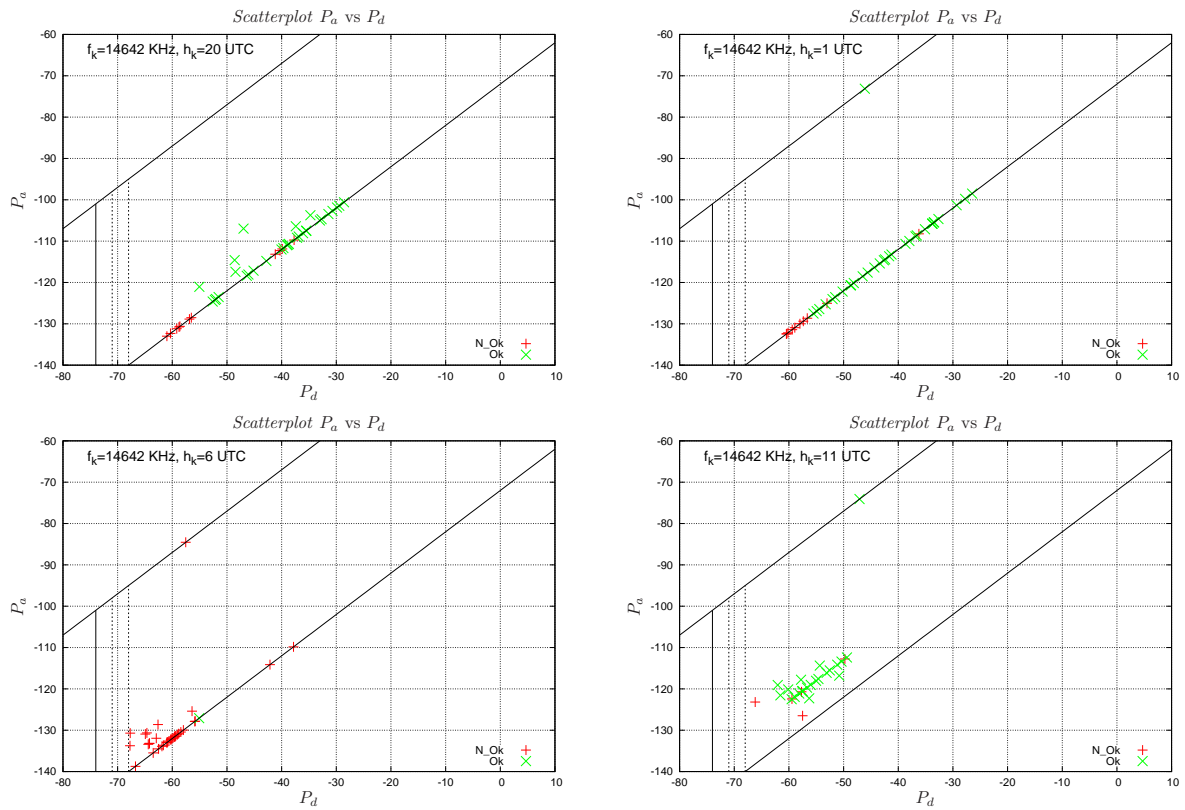


Figura 4.20: Scatterplot P_a vs P_d per la freqüència 14642 KHz, avaluada a quatre hores: 20 UTC, 1 UTC, 6 UTC, 11 UTC. En verd les recepcions detectades d'acord amb el procediment explicat a l'apartat 4.8.1; altrament en vermell

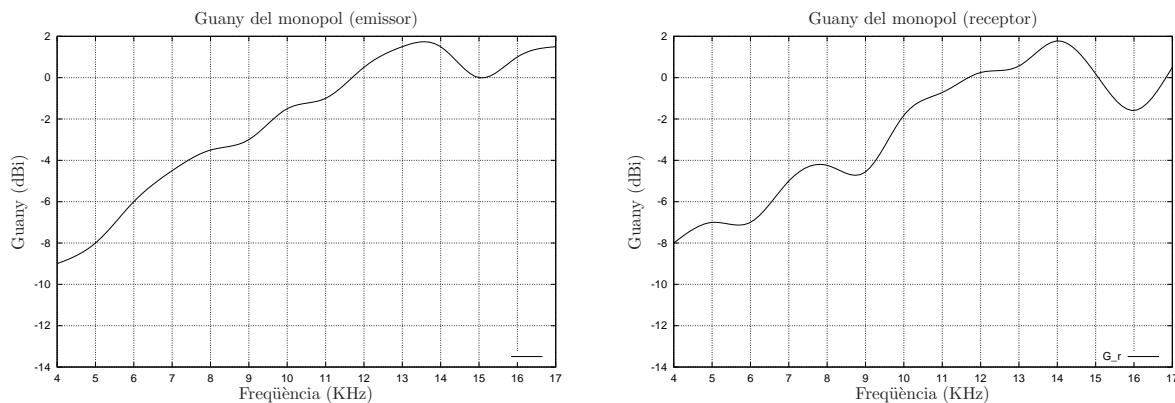


Figura 4.21: Mesura del guany de l'antena monopol a l'emissor (esquerra) i al receptor (dreta)

Potència rebuda

A continuació es discuteixen els resultats referents a la potència rebuda en funció de la freqüència i l'hora. Aquestes dades estan condicionades per la resposta en freqüència dels components del sondejador, tant en emissió com en recepció: A/D, amplificadors, filtres, cables, adaptació i antenes.

En emissió la potència lliurada per l'amplificador s'ajusta en el domini digital aconseguint així una planura millor a 1.5 dB en tot el marge de freqüències de sondeig. En recepció, el conjunt format pels cables, amplificadors i filtres presenten una planura de l'ordre de 2 dB en tot el marge de freqüències usat per sondejar. S'ha verificat que l'adaptació dels monopols, tant en emissió com en recepció, s'aconsegueix amb una relació d'ona estacionària de 2 en el pitjor dels casos.³

Per altra banda, a la figura 4.21 es mostra la resposta en freqüència de les antenes (en ambdós casos un monopol de 7.5 metres). En emissió s'ha mesurat usant un monopol calibrat, aproximadament en la direcció de l'enllaç, a uns 2 quilòmetres de l'antena. A l'Observatori de l'Ebre la mesura s'ha realitzat mitjançant una sonda de camp proper. Tant en emissió com en recepció, la diferència màxima de guany a dues freqüències diferents és de l'ordre d'uns 10 dB.

Tenint en compte aquestes dades, es conclou que la resposta de les antenes és el factor que més influeix en la lectura de la potència rebuda a cada freqüència.

A la figura 4.22 (esquerra) es mostra la potència lliurada per l'antena en recepció (mediana) en funció de la freqüència i l'hora. Per tal de realitzar la gràfica s'han pres només aquelles mesures amb $dn(f, h, j) = 1$ corresponents a les jornades de sondeig entre el 20 de desembre del 2006 i el 5 de febrer del 2007 de l'experiment (1). A la mateixa figura, a la dreta, es replica la gràfica compensant el guany de les dues antenes i, per tant, simulant una situació en que s'usessin antenes amb un guany de 0 dB a tot el marge de freqüències de sondeig. S'observa que:

- (i) Les freqüències amb major potència màxima rebuda (mediana) són les compreses entre 7 MHz i 10 MHz (entre -90 dBm i -100 dBm). En segon lloc, les freqüències per sota de

³Aquestes mesures i ajustos s'han dut a terme abans d'iniciar la primera jornada de la campanya, i s'han revisat periòdicament.

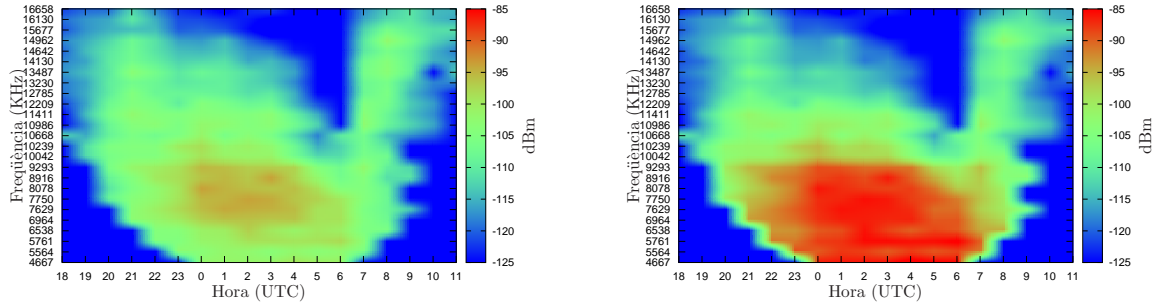


Figura 4.22: Potència lliurada per l'antena (P_a) en recepció (mediana) calculada a partir de les dades corresponents a 41 jornades de l'experiment (1) (esquerra). A la figura de la dreta s'han compensat els efectes de les antenes

7 MHz (al voltant de -100 dBm). Finalment per sobre de 10 MHz la potència rebuda sol estar per sota de -100 dBm.

- (ii) Tenint en compte la resposta de les antenes, s'observa menor atenuació de l'enllaç com menor és la freqüència de sondeig. Al voltant de 10 MHz hi ha una variació brusca de l'atenuació d'entre 6 dB a 10 dB (no s'ha trobat cap explicació satisfactòria per aquest fenomen).

4.10.3 Relació senyal soroll

A continuació es discuteixen els resultats corresponents a la mesura de la SNR a diferents amplituds de banda Bw . Les gràfiques s'expressaran en funció de la mediana, mesurada en les condicions especificades per les variables utilitzant les recepcions amb $dn(f, h, j) = 1$ corresponents a l'experiment (1). Per tant, les figures es poden interpretar sabent que en el 50 % dels casos la SNR ha estat major al valor que hi apareix.

A la figura 4.23 es mostra la $SNR(f, h)_{\bar{j}}$ per tres amplituds de banda Bw : 1000 Hz, 3000 Hz i 5000 Hz. S'observa que:

- (i) A 1 KHz d'amplitud de banda, hi ha una àmplia zona compresa entre 8 MHz i 13 MHz i entre les 0 UTC i les 4 UTC amb SNR entre -4 dB i 0 dB. Per sobre de 13 MHz s'aprecien aquests mateixos nivells, però més esporàdics, entre les 21 UTC i la 1 UTC. La millor SNR (mediana) és de 0.5 dB a les 0 UTC entre 10 MHz i 11 MHz.
- (ii) A 3 KHz es mesura un descens mitjanat de la SNR al voltant de 4.5 dB respecte a 1 KHz, mentre que la distribució de les millors zones de SNR no varia.
- (iii) La tendència anterior es manté en incrementar l'amplitud de banda fins a 5 KHz (descens mitjanat de 2.4 dB respecte a 3 KHz).

Per tant, es constata que per amplituds de banda d'aquest ordre de magnitud (1000 Hz, 3000 Hz i 5000 Hz) el soroll es pot considerar, en mitjana, distribuït de forma uniforme en freqüència (en doblar l'amplitud de banda, la SNR empitjora uns 3 dB).

Per altra banda, tenint en compte la disponibilitat de l'enllaç (figura 4.11), la potència lliurada per l'antena en recepció (figura esquerra de 4.22), la mesura de SNR (figura 4.23), i els resultats derivats de l'anàlisi del receptor (figures 4.18, 4.19 i 4.20) es conclou que:

- (i) Per sota de 7 - 8 MHz: (i.a) La potència lliurada per l'antena és moderada (l'atenuació de l'enllaç és baixa però les antenes introdueixen una atenuació elevada); (i.b) Durant la vesprada i el matí el receptor funciona limitat per bloqueig i interferència co-canal; (i.c) Durant la nit, la disponibilitat és elevada, la potència rebuda és moderada i la SNR és baixa (probablement degut a una ocupació espectral elevada)
- (ii) Entre 8 MHz i 10 MHz: (ii.a) La potència lliurada per l'antena és alta; (ii.b) La disponibilitat és elevada durant un ampli interval horari de la nit; (ii.c) La relació senyal a soroll és elevada. Aquesta banda freqüencial constitueix la millor alternativa entre 22 UTC i les 4 UTC.
- (iii) Entre 10 MHz i 13 MHz: (iii.a) La potència lliurada per l'antena baixa sobtadament; (iii.b) La disponibilitat és elevada durant la nit (22 UTC a 4 UTC) i a primera hora del matí (entre les 7 UTC i les 8 UTC); (iii.c) La SNR és moderada durant la nit.
- (iv) Per sobre de 13 MHz: (iv.a) La potència lliurada per l'antena es baixa, degut a l'atenuació de l'enllaç; (iv.b) La disponibilitat és moderada durant el vespre i la nit (20 UTC a 4 UTC) i pel matí (entre les 7 UTC i les 11 UTC); (iv.c) La SNR és moderada durant la nit i pel matí (probablement gràcies a la baixa ocupació espectral). Aquesta banda freqüencial constitueix la millor alternativa per la vesprada i pel matí.

Funció de probabilitat acumulada de SNR

A continuació s'estudia la distribució de SNR a partir de la probabilitat acumulada d'obtenir una $SNR_{Bw} \geq SNR_{min,Bw}$ a una determinada hora i freqüència, estimada mitjançant les observacions de totes les jornades corresponents a l'experiment (1), essent $SNR_{min,Bw}$ la variable independent.

Concretament a la figura 4.24 s'adjunten les gràfiques corresponents a les parelles (h_k, f_k) següents: (21 UTC, 14962 KHz), (0 UTC, 8916 KHz), (3 UTC, 8916 KHz), (8 UTC, 14962 KHz) usant un ample de banda de 3 KHz. S'observa que: (i) A 14962 KHz, tant a les 21 UTC com a les 8 UTC, la disponibilitat cau força linealment amb el requeriment de $SNR_{min,Bw}$: es perd aproximadament un 10 % de disponibilitat per cada increment de 5 dB (a les 21 UTC), i de 4 dB (a les 8 UTC); (ii) A 8916 KHz, tant a les 0 UTC com a les 3 UTC, hi ha una caiguda aproximadament lineal de la disponibilitat en el marge comprès entre -11 dB i -2 dB de $SNR_{min,Bw}$ (entre un 7 i un 10 % per dB).