

ESTIMACIÓ DE FREQUENCIA EN COMUNICACIONS VIA SATÈL·LIT AMB DFD's ADAPTATIUS

MERITXELL LAMARCA, GREGORI VÀZQUEZ

Dept. de Teoria del Senyal i Comunicacions

Universitat Politècnica de Catalunya

Aptat. 30002 Barcelona 08080

Tel: 93-401 64 40

Fax: 93-401 64 47

1. INTRODUCCIÓ

La introducció dels satèl·lits ha permès l'avanç de les comunicacions fins el punt actual.

El satèl·lit actua sempre com a element d'enllaç entre un emissor d'un missatge i el seu receptor, ambdós situats a la Terra. En un principi, els satèl·lits eren simples repetidors del senyal transmès per l'emissor, però els darrers avanços de la tecnologia han fet possible el disseny de satèl·lits amb certa intel·ligència: satèl·lits que tracten el senyal procedent de l'emissor abans de retransmetre'l cap a l'estació receptora del missatge («*on board processing*»). Els darrers satèl·lits demodulen el senyal, el decodifiquen, decideixen quin és el seu destí (funció de conmutació), i el codifiquen i modulen de nou.

Aquest article tracta sobre les aportacions del processat adaptatiu a les comunicacions via satèl·lit, i s'inscriu dins d'aquest entorn de tractament de les dades en el propi satèl·lit. Les aportacions són dues:

a) Un satèl·lit de comunicacions pot utilitzar-se per a comunicacions punt a punt convencionals, però la característica clau dels satèl·lits de comunicacions és el seu caràcter d'accés múltiple, és a dir la seva capacitat per treballar en aplicacions de radiodifusió (un emissor/molts receptors) o multiusuari (molts emissors/molts receptors).

En aquests casos, el satèl·lit pot estar rebent simultàneament varis senyals. Per aquest motiu, quan es considera la transmissió d'un determinat missatge, el senyal rebut pel satèl·lit consta tant d'una component desitjada (el missatge en qüestió) com d'una component indesitjada o interferent que degrada la

comunicació (els missatges dels altres usuaris). Per tal de discriminar entre els diferents senyals que reb, el satèl·lit es basa en el diagrama de radiació de les seves antenes: és el problema de la conformació de feix.

En aquest entorn, el processat adaptatiu permet l'obtenció de diagrames de radiació òptims segons un cert criteri; per exemple, es pot minimitzar l'efecte de les interferències en el senyal procedent de l'antena situant un nul del diagrama de radiació en la direcció interferent i un màxim en la direcció desitjada.

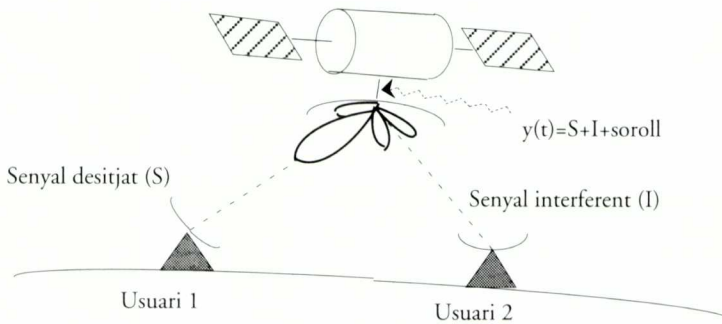


Fig. 1. Cancel·lació de l'efecte de les interferències amb el diagrama de radiació.

En aquest cas, es parlaria d'una aplicació del processat adaptatiu en el domini de l'espai: un filtrat espacial del senyal rebut en el satèl·lit. L'estructura del sistema seria la mostrada en la fig. 2a: es disposa d'una agrupació d'antenes i es pondera la sortida de cada una d'elles amb uns certs pesos w_i ; el senyal d'entrada al receptor del satèl·lit s'obté com la suma d'aquestes sortides individuals ponderades

b) Tot i haver seleccionat la direcció desitjada, el senyal en antena tindrà components interferents en major o menor mesura. La importància relativa de la interferència es quantifica mitjançant el SIR o «*signal to interference ratio*»: la relació entre les potències de tots dos senyals. Arribats aquí, es pot millorar encara més la qualitat del senyal mitjançant la seva caracterització freqüencial: un tractament del senyal en el temps pot permetre discriminar tots dos senyals quan aquests tenen diferent espectre.

En aquest cas es parlaria d'una aplicació del processat adaptatiu en el domini temporal o freqüencial: un filtrat temporal. El sistema es resumiria en l'esquema de la fig. 2b: es prenen mostres del senyal en instants de temps successius i es ponderen amb uns certs pesos w_i per tal d'obtenir la sortida.

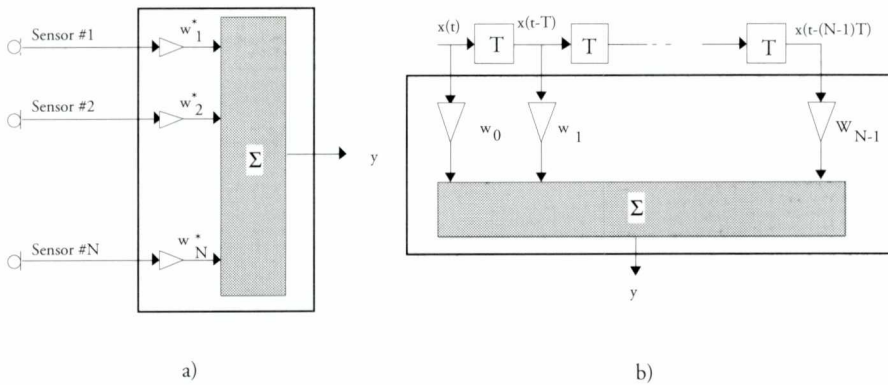


Fig. 2. a) Conformació de feix; b) Filtre FIR

Observi's que, tot i que a primera vista totes dues aplicacions del processat adaptatiu poden semblar diferents, de fet poden resumir-se en un únic plantejament: com sumar ponderadament un conjunt de senyals per tal de que el resultat d'aquesta suma sigui el que nosaltres desitgem (en altres paraules, per a que el senyal interferent que estava present en tots ells no aparegui a la sortida)?

Matemàticament això es formula:

$$y = \sum_i w_i^* x(i) \quad (1)$$

o utilitzant notació vectorial:

$$y = \underline{w}^H \underline{x} \quad ; \quad \underline{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T \quad (2)$$

$$\underline{x} = [x(1) \ x(2) \ \dots \ x(N)]^T$$

El caràcter adaptatiu d'aquest plantejament ve donat pel fet de que la solució òptima al problema formulat dependrà de les condicions de treball del sistema (senyal desitjat, interferències i soroll presents), de forma que si aquestes canvien també ho farà la nova solució trobada. Els sistemes adaptatius es dissenyen de forma que són capaços de respondre davant els canvis produïts a l'entorn i evolucionar cap a la nova solució òptima.

Tot sovint, les aplicacions de conformació de feix i de filtrat temporal adaptatiu han resultat en una mateixa solució matemàtica, donada la total analogia entre tots dos problemes. La contribució d'aquest article, i el tema que

es tractarà en els propers apartats, és proposar l'adaptació per al filtrat temporal d'una tècnica que tradicionalment s'havia aplicat sempre en el conformació de feix.

En els propers apartats es descriurà el problema a resoldre, es veurà quina era la solució clàssica aplicada fins ara i es veurà que el filtrat adaptatiu pot millorar les prestacions del sistema.

2. L'ESTIMACIÓ DE FREQUÈNCIA I ELS DFD'S.

En les comunicacions digitals abans de la transmissió de les dades pròpiament dites cal assegurar el correcte sincronisme entre l'emissor i el receptor. El primer paràmetre a estimar és sempre la freqüència de la portadora.

L'estimació de la freqüència és especialment important en aquells casos on aquesta freqüència té variacions grans al llarg del temps: en els satèl·lits d'òrbita síncrona amb el sol o d'òrbita polar el senyal rebut té desplaçaments de freqüència de magnitud i rapidesa considerables degut a l'efecte Doppler.

S'han descrit diverses tècniques per a l'estimació de freqüència, però la majoria d'elles no poden treballar amb errors de freqüència superiors a la velocitat de modulació. D'entre les tècniques disponibles una sembla adequada per a la detecció i correcció de l'error de freqüència: la basada en els Detectors per Filtres Duals (DFD) introduïda per Alberty i Hespelt [1].

Aquesta tècnica aplica a la correcció de la freqüència una estructura en llaç tancat: un detector d'error de freqüència (el DFD) genera un senyal error (e), aquest error es multiplica per un factor constant μ (l'anomenat pas d'actualització) i entra en un NCO per tal de realimentar el llaç tancat i portar el senyal a la freqüència desitjada:

$$f_{NCO} = f_{NCO} + \mu e \tag{3}$$

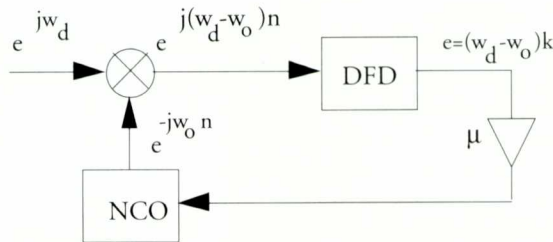


Fig. 3. Estimació de la freqüència en llaç tancat.

El DFD és un dispositiu no lineal que segueix el diagrama de blocs de la fig.4 consisteix en dos filtres H_1 i H_2 (amb coeficients w_1 i w_2), un operant a freqüències majors que la freqüència central desitjada (o situació d'error nul), i un altre operant a freqüències inferiors. Tots dos filtres tenen respostes en freqüència simètriques respecte a aquesta freqüència central.

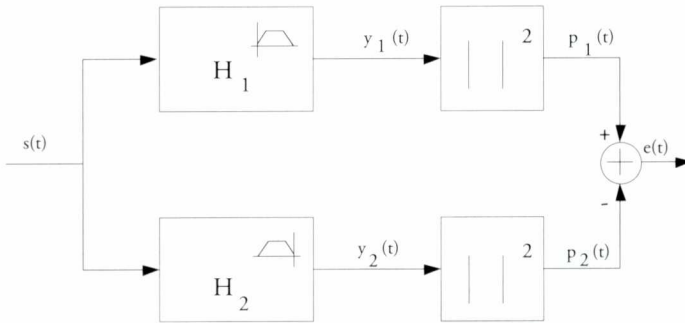


Fig. 4. Diagrama de blocs del DFD.

Els filtres del DFD actuen com a integradors que evaluen la potència del senyal rebut en totes dues bandes de freqüència. D'aquesta manera, treballant en la hipòtesi de que el senyal d'entrada és simètric respecte a la seva freqüència central, hom pot decidir si hi ha error de freqüència o no comparant la potència de la sortida dels dos filtres: si la freqüència s'ha estimat correctament les dues potències de sortida seran la mateixa i no es generarà senyal error; en canvi, si hi ha un error de freqüència les dues sortides estaran desequilibrades i el senyal error forçarà un canvi en la freqüència del NCO. Això es mostra a la fig. 5.

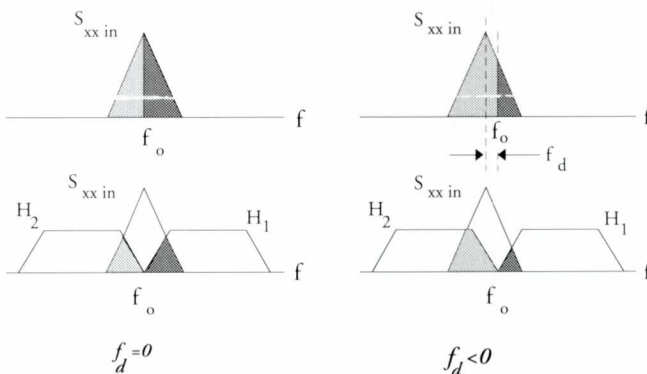


Fig. 5. Forma d'operar del DFD.

Aquesta funció error que ha de comparar les sortides dels dos filtres, pot definir-se de diverses maneres. En aquest article, i gràcies a l'analogia entre els DFD's i el radar monopuls, la funció error original proposada en [1]

$$e = |y_1|^2 - |y_2|^2 \quad (4)$$

s'ha substituït per:

$$e = \frac{|y_1|^2 - |y_2|^2}{|y_1|^2 + |y_2|^2} \quad (5)$$

Aquesta nova funció error té l'avantatge de que produeix una estimació de l'error de freqüència que no depèn de la potència del senyal d'entrada. A més a més, en la fase d'adquisició un dels termes és molt major que l'altre, mentre que en seguiment tots dos tenen magnituds similars; això provoca que el sistema tingui una sensibilitat major en adquisició que en seguiment o, el que és el mateix, que el valor efectiu del pas d'actualització del llaç tancat d'estimació de la freqüència sigui més petit en seguiment que en adquisició. En definitiva, aquesta nova funció permet millorar el compromís entre el temps d'adquisició i la variança de l'estimació en seguiment típic dels detectors de zero.

Aquest esquema d'operació permet que el DFD treballi amb errors superiors a la velocitat de modulació (en definitiva superiors a l'ample de banda del senyal). La única restricció és que l'error de freqüència ha de ser menor que l'ample de banda dels filtres. D'aquesta manera resulta evident que si es volen estimar errors de freqüència majors també haurà de ser major l'ample de banda dels filtres.

Malgrat tot, els filtres no poden tenir un ample de banda molt gran: també és evident que la influència del soroll blanc en l'estimació està estretament lligada a aquest ample de banda: quant major és aquest, major és la potència del soroll a la sortida del DFD. En conseqüència, cal assolir un compromís entre l'error de freqüència o Doppler màxim que es vol estimar i la qualitat d'aquesta estimació. No obstant, aquest compromís pot ser evitat:

L'error de freqüència màxim a estimar és un paràmetre de la fase d'adquisició, mentre que la variança en l'estimació és un paràmetre de la fase de seguiment. Idealment, hom desitjaria tenir un ample de banda molt gran en adquisició i petit en seguiment; en definitiva, hom desitjaria tenir un ample de banda inicial gran que s'anés reduint lentament a mesura que el sistema convergís, per arribar a un valor final adaptat a l'ample de banda del senyal d'entrada. Aquest és un dels objectius de l'aplicació del filtrat adaptatiu als DFD's.

El segon gran objectiu fa referència a les situacions on la hipòtesi inicial de que el senyal és simètric respecte a la seva freqüència central no és cert. Aquest és el cas quan s'utilitza un esquema de mostreig en IF del senyal

(l'espectre imatge destrueix la simetria), quan hi ha una interferència, o en general quan hi ha soroll colorejat.

En aquests casos, la pertorbació pot causar que el sistema es perdi o, en el millor dels casos, un augment de la variança de l'estimació. El paper del filtrat adaptatiu en aquests casos és el disseny d'una resposta en freqüència dels filtres que cancel·li l'espectre imatge o la interferència, de manera que aquests no alterin el comportament del sistema.

En resum, els objectius de la introducció dels algoritmes dependents de les dades o adaptatius en l'estructura clàssica dels DFD's són:

- aconseguir filtres d'ample de banda variable (filtres autosintonitzats).
- proporcionar un sistema capaç de reballar en un entorn amb interferències i soroll colorejat.

Cap dels dos objectius pot ser assolit amb els DFD's descrits fins ara en la literatura.

3. DISSENY ADAPTATIU DELS FILTRES.

En aquest apartat es proposa pel disseny dels filtres un esquema adaptatiu que treballa recursivament. Així, el sistema de detecció de freqüència està compost per to dues estructures en llaç tancat treballant en paral·lel: una per a l'estimació de la freqüència i l'altre per a l'actualització dels coeficients del filtre.

Es pot preveure que la major dificultat d'aquests sistemes estarà en l'elecció adequada de la velocitat de convergència dels dos llaços tancats: en adquisició el llaç de freqüència ha de convergir més ràpidament que el d'actualització dels filtres per tal d'assegurar l'adquisició del senyal, mentre que en seguiment el llaç dels filtres ha de convergir més ràpid que l'altre per tal de cancel·lar les interferències que puguin aparèixer abans de que el sistema es perdi.

L'algorisme adaptatiu s'ha de dissenyar per tal de que l'actualització dels coeficients dels filtres proporcioni un nou conjunt de coeficients que també verifiquin les restriccions de disseny dels DFD's: Els filtres del DFD han de verificar en tot moment dues condicions:

Condició 1) Per tal assegurar que l'estimació no és esbiaixada en el cas d'error nul per a senyals d'espectre simètric, les dues respostes en freqüència han de ser una la imatge especular de l'altre :

Es pot veure que la condició per a l'obtenció de estimacions de l'error no esbiaixades és:

$$\int_0^{\infty} S_{xx}(f) \left[|H_1(f)|^2 - |H_2(f)|^2 \right] = 0 \quad (6)$$

essent $S_{xx}(f)$ l'espectre del senyal d'entrada i $H_1(f)$ i $H_2(f)$ les respostes en freqüència de \underline{w}_1 i \underline{w}_2 . Si l'espectre del senyal és simètric:

$$S_{xx}(f_o - \delta f) = S_{xx}(f_o + \delta f) \quad (7)$$

aleshores l'equació (6) serà zero si el terme entre claudàtors té simetria imparella entorn la freqüència central f_o , i això és cert si

$$\left| H_1(f_o + \delta f) \right| = \left| H_2(f_o - \delta f) \right| \quad (8)$$

Com que el DFD treballarà amb el senyal centrat a freqüència zero ($f_o=0$ a efectes del DFD) (8) es pot expressar

$$\left| H_1(f) \right| = \left| H_2(-f) \right| \quad (9)$$

Les restriccions de disseny només fan referència al mòdul de la resposta del filtre, però per tal de simplificar el disseny és convenient imposar que

$$H_1(f) = H_2^*(-f) \quad (10)$$

o el que és el mateix

$$\underline{w}_1 = \underline{w}_2^* \quad (11)$$

Condició 2) La resposta en freqüència dels dos filtres ha de ser diferent: és evident en (7) que sinó les sortides dels dos filtres serien idèntiques independentment del valor de l'error de freqüència.

La primera restricció s'aconsegueix verificar actualitzant els coeficients d'un dels filtres i escollint l'altre mitjançant (11); la segona restricció només es pot verificar introduint restriccions a l'algorisme de disseny.

Aquest article ha desenvolupat un algorisme per calcular els coeficients del filtre basat en un procés d'optimització amb restriccions lineals. Aquestes tècniques s'han desenvolupat per aplicacions de filtrat espacial, però aquest article mostra que també es poden aplicar amb èxit al disseny dels filtres del DFD, tenint cura de la diferent interpretació de les restriccions: Mentre que en conformació de feix les restriccions identifiquen la direcció d'arribada del senyal desitjat, ara només especifiquen el guany del filtre a certes freqüències

que no coincideixen amb l'espectre del senyal degut a la modulació d'aquest. La formulació proposada és l'optimització d'una certa funció de cost imposant com a restricció el guany a una determinada freqüència:

$$\underline{d}^H(f_c) \underline{w} = g^* \quad ; \quad \underline{d}(f_c) = [1 \quad e^{-j2\pi f_c} \quad \dots \quad e^{-j2\pi f_c(N-1)}]^T \quad (12)$$

(essent f_c la freqüència on s'imposa la restricció de guany i N el número de coeficients del filtre), o a vèries freqüències en el cas més general:

$$\underline{C}^H \underline{w} = \underline{f} \quad (13)$$

La matriu C s'anomena matriu de restriccions i f és el vector de guany.

Per tal d'implementar l'optimització amb restriccions de guany s'ha utilitzat una arquitectura basada en el Cancel·lador de Lòbuls Laterals Generalitzat (*Generalised SideLobe Canceller o GSLC*) introduït per Griffiths i Jim [2]. L'estructura del GSLC consisteix en la descomposició del filtre adaptatiu amb restriccions en tres mòduls, essent adaptatiu només un d'ells. El seu objectiu és separar les restriccions del procés d'optimització per tal de simplificar l'algorisme d'actualització dels pesos.

Els filtres implementats amb l'estructura del GSLC estan compostats de dues branques (en la fig 6 es mostra el diagrama de blocs d'un dels filtres). La branca superior és un filtre clàssic que verifica les restriccions; el filtre equivalent de la branca inferior, que conté l'algorisme adaptatiu, té zeros a les freqüències de les restriccions, de forma que el filtre global sempre verifica les restriccions, independentment de quin sigui el valor dels coeficients del filtre adaptatiu. Per obtenir els zeros a les freqüències de les restriccions es descomposa la branca inferior en dues etapes: un banc de filtres amb zeros a les freqüències de les restriccions (habitualment anomenat matriu de bloqueig) i un filtre adaptatiu que pondera les seves sortides. Això es pot formular:

$$\underline{w} = \underline{w}_q - \underline{W}_s \underline{w}_a \quad (14)$$

$$\underline{C}^H \underline{W}_s = \underline{0} \quad \Rightarrow \quad \text{si} \quad \underline{C}^H \underline{w}_q = \underline{f} \quad \text{aleshores} \quad \underline{C}^H \underline{w} = \underline{f} \quad (15)$$

Per a la implementació dels filtres dels DFD's, s'escull com a filtre per la branca superior del sistema el filtre clàssic del DFD (resposta en freqüència fixe); així el guany a les freqüències de les restriccions serà fixat com el guany

del filtre clàssic. El filtre ubicat en la branca inferior es calcula per a cancel·lar les interferències i el soroll a la sortida.

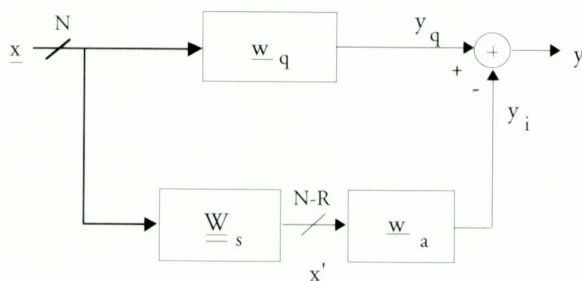


Fig. 6. Arquitectura del GSLC.

Les restriccions s'escullen per a aconseguir dos objectius:

- assegurar que les respostes dels dos filtres són diferents
- evitar la cancel·lació del senyal desitjat, és a dir, assegurar un guany no nul en la banda de freqüències ocupades per aquest.

El senyal desitjat es va desplaçant en freqüència a mesura que l'estimació de la freqüència s'actualitza. Per tant, no és possible identificar-lo en tot moment mitjançant restriccions lineals (és a dir, especificant el guany del filtre a una determinada freqüència). La única possibilitat és especificar un guany no nul del filtre per la banda de freqüències ocupades pel senyal quan el sistema està en seguiment (senyal ubicat a la freqüència central). Aquest algoritme, que pot semblar massa simple a primera vista, funciona bé en les simulacions degut a que la temporització adequada de la convergència dels dos bucles evita que el filtre adaptatiu convegeixi abans d'haver adquirit el senyal.

Tot i que un número finit de restriccions de guany no identifica completament el senyal les simulacions mostren que no es requereix una caracterització completa del senyal (encara que seria desitjable) i que el conjunt limitat de restriccions evita de forma efectiva la cancel·lació del senyal desitjat.

Un altre aspecte a considerar és el número de restriccions: en la banda del senyal es poden imposar una o varies restriccions. En general, quant major és el número de restriccions, menor és el número de graus de llibertat disponibles, i per tant més ràpida és la convergència però menor és la capacitat del sistema d'optimitzar la resposta en freqüència. El cas d'una sola restricció és d'especial interès perquè porta a una simplificació molt important del hardware necessari:

Si la restricció de guany és

$$\underline{W}_s^H \underline{d} = k \quad ; \quad \underline{d} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi f_c} & \dots & e^{-j2\pi f_c(N-1)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

aleshores la matriu \underline{W}_s ha de verificar

$$\underline{W}_s^H \underline{d} = \underline{0} \quad (17)$$

i això es pot obtenir escollint

$$\underline{W}_s = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi f_c} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & e^{-j2\pi f_c} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 & e^{-j2\pi f_c} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Aleshores el banc de $N-1$ filtres d'ordre N que implementen la matriu \underline{W}_s es redueix a un únic filtre de primer ordre (fig.7). Així, el cost computacional es redueix dràsticament.

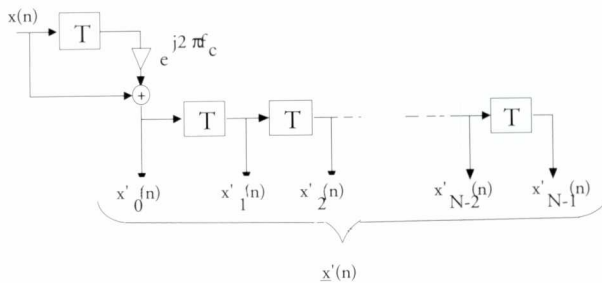


Fig. 7. Reducció del banc de filtres a un únic filtre de primer ordre

En aquest article s'han analitzat dos algorismes adaptatius. Tots dos utilitzen la mateixa estructura basada en el GSLC, però apliquen criteris de disseny diferents (tot i perseguir el mateix objectiu).

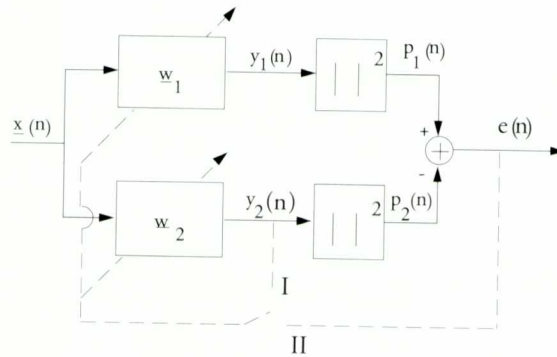


Fig. 8. Dues realimentacions diferents per als dos algorismes.

*** Algorisme I:**

Aquest algorisme utilitza l'observació de la sortida dels filtres per actualitzar els seus coeficients (fig.8). El criteri d'optimització és la minimització de les interferències i soroll a la sortida del filtre. Això es pot expressar:

$$[\min] \underline{w}^H \underline{R} \underline{w} \text{ manten int } \underline{C}^H \underline{w} = \underline{f} \quad ; \quad \underline{R} = E[\underline{x} \underline{x}^H] \quad (19)$$

Donat que les restriccions impedeixen la cancel·lació del senyal desitjat, la minimització de la potència de sortida porta a la mateixa solució que la minimització del soroll i les interferències. Aquest és el criteri aplicat en el GSLC tal com va ser proposat en [2], i per tant es poden aplicar els algorismes tradicionals de filtrat adaptatiu (LMS, RLS, etc.). La solució òptima a la que convergirà el sistema en condicions estacionàries és coneguda:

$$\underline{W}_o = \underline{R}^{-1} \underline{C} \left(\underline{C}^H \underline{R}^{-1} \underline{C} \right)^{-1} \underline{f} \quad (20)$$

Tot i que l'algorisme aplicat a l'optimització és el mateix que en el GSLC, el disseny del filtre de la branca superior i el procés d'escollir les restriccions en

el DFD són diferents als del l'aplicació original, per lo que qualsevol comparació s'ha de fer amb compte. Per exemple, la resposta '*quiescent*' o filtre òptim pel GSLC en presència únicament de soroll blanc (que de fet era el filtre de la branca superior del GSLC) no té sentit aquí.

En aquest algorisme una restricció és suficient per a garantir la diferent resposta en freqüència dels filtres, de forma que es pot aprofitar la simplificació de la implementació de la matriu de bloqueig.

Les simulacions mostren que aquest algorisme proporciona bons resultats en quant a la sensibilitat davant soroll blanc i cancel·lació de l'espectre imatge, i que el sistema es pot mantenir en seguiment inclús si apareixen interferències fortes un cop ja s'ha adquirit la freqüència. A més a més, els resultats es mantenen si la freqüència del senyal desitjat és altament no estacionari.

Tot i que les prestacions del sistema són bones, aquest sistema no pren en consideració el soroll de modulació o '*pattern noise*' (el soroll en l'estimació de la freqüència degut a la modulació del senyal). Això és degut a la funció de cost escollida: la sortida de cada filtre individual sempre té soroll de modulació, només la comparació de les dues sortides pot estar-ne lliure. Per això, l'algorisme anterior, treballant a un nivell local, no pot evitar-lo. Per introduir aquest soroll en l'optimització es va desenvolupar un segon algorisme:

* Algorisme II:

Gardner [3] ha mostrat que, en el cas de modulacions sense offset, poden dissenyar-se els filtres per proporcionar un senyal lliure de soroll de modulació quan l'error de freqüència és nul: els filtres s'han de seleccionar com a rèpliques del filtre adaptat desplaçades en freqüència. No obstant, aquest és un disseny molt restringit. Hom desitjaria tenir un DFD que proporcionés una sortida optimitzada en quant al jitter, calculat aquest com la suma de les contribucions a la sortida del soroll del canal, les interferències i el soroll de modulació. D'aquesta manera s'arriba a la funció de cost analitzada en aquest article:

El segon disseny busca minimitzar el "*jitter*" de la sortida, és a dir, la variança del senyal error:

$$[\min] E[(e - E[e])^2] \quad (21)$$

Per aconseguir-ho s'ha desenvolupat un algorisme basat en una estimació instantània del gradient de la funció de cost:

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) - \frac{1}{4} \mu \hat{\nabla}_{\underline{w}} \left\{ \mathbb{E} \left[(e - \mathbb{E}[e])^2 \right] \right\} \quad (22)$$

L'expressió final pel filtre adaptatiu és, després de certs desenvolupaments algebraics,

$$\underline{w}_1(n+1) = \underline{w}_1(n) - \mu \frac{e}{d} \left((1-e) \underline{x} y_1^* - (1+e) \underline{x}^* y_2 \right) \quad (23)$$

Malhauradament, els avantatges teòrics d'aquest algorisme sobre l'anterior desapareixen al fer les simulacions:

Observi's que la variança de l'error té una dependència de quart ordre amb els coeficients del filtre, mentre que en el primer disseny només hi havia una dependència de segon ordre; això provoca que aquest algorisme tingui una convergència més lenta que el primer. Aquest fet és important perquè, degut a que l'algorisme adaptatiu per a l'actualització dels coeficients del filtre està treballant en paral·lel amb un altre bucle tancat per a l'estimació de la freqüència, la combinació de totes dues convergències resulta en un "jitter" major a la sortida.

Les simulacions mostren que l'algorisme II té un comportament davant de l'espectre imatge i del soroll similar al de l'algorisme I, però la seva lenta convergència és un obstacle en front de senyals no estacionaris. A més a més, el sistema queda aturat en presència d'interferències: recordant la funció error aplicada en aquest disseny, es pot veure que el sistema redueix l'error e augmentant la interferència en totes dues sortides en el mateix grau, en vès de cancel·lar-la.

4. SIMULACIONS.

Les fig. 9 i 10 mostren el comportament dels algorismes I i II pel cas en que el senyal desitjat està modulad en QPSK, s'ha aplicat una freqüència de mostreig de 16 mostres per símbol i s'utilitzen filtres de 16 coeficients.

En la fig. 9 es mostren els resultats obtinguts amb el DFD clàssic i els dos algorismes proposats prèviament pel cas en que no hi ha soroll ni interferències (només pertorben el funcionament del sistema el soroll de modulació i l'espectre imatge).

En la fig. 10 es mostra el comportament de l'algorisme I quan $E_b/N_0=6$ dB i apareix una interferència en la fase de seguiment.

5. CONCLUSIONS.

En aquest article s'ha mostrat una de les aplicacions del processat adaptatiu a les comunicacions via satèl·lit: l'aplicació del filtrat adaptatiu al

disseny dels filtres de l'estimador de freqüència anomenat DFD o detector per filtres duals. S'han recordat les principals característiques dels DFD's i s'han proposat dos dissenys adaptatius dels seus filtres.

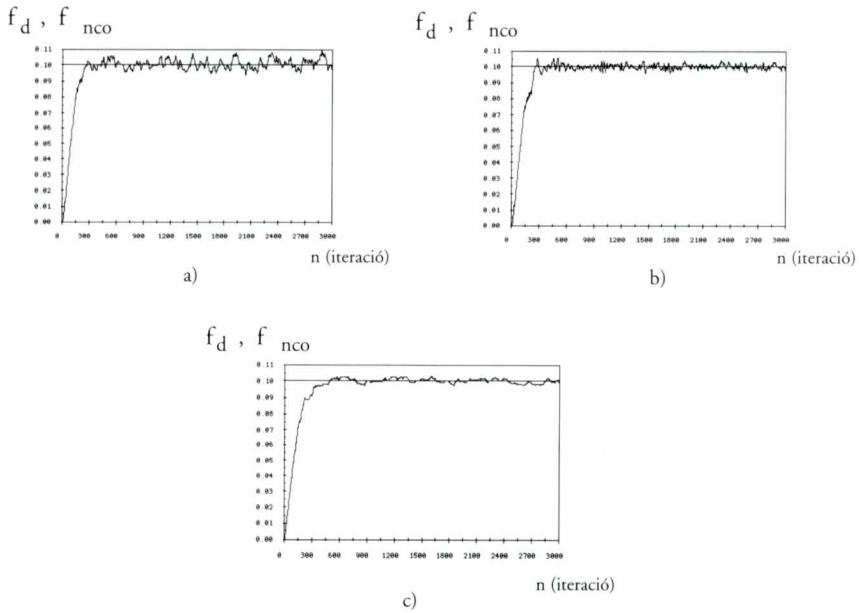


Fig. 9. Comportament dels diferents DFD's davant l'espectre imatge i del soroll de modulació. Es mostren la freqüència Doppler i la seva estimació. a) Un disseny clàssic del DFD; b) Algorisme I; c) Algorisme II

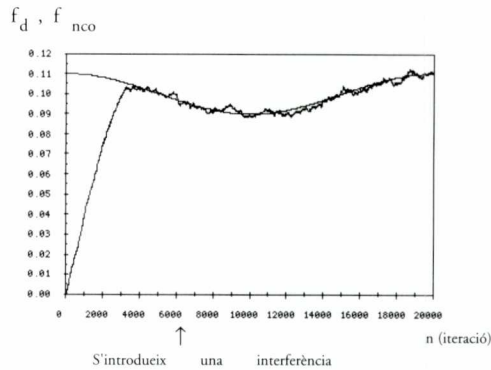


Fig. 10. Comportament de l' Algorisme I si a la iteració 6000 apareix una interferència.

Les simulacions mostren que l'algorisme I té prestacions millors que el II, tot i que el plantejament del disseny feia predir el contrari. L'arquitectura del GSLC i l'algorisme I han assolit els objectius proposats, millorant el jitter degut al soroll blanc, l'espectre imatge i les interferències. No obstant, el soroll de modulació no era considerat en cap moment.

Aquesta millora en les prestacions del DFD ha requerit un increment relativament petit del cost computacional. No obstant, com que els DFD's només són necessaris quan el desplaçament Doppler és gran en comparació amb la velocitat de senyalització, és a dir, per a la gama més baixa de velocitats de transmissió, la seva implementació és totalment viable des del punt de vista tecnològic.

REFERENCIES

- [1] T. ALBERTY AND V. HESPELT, «A New Pattern Jitter Free Frequency Error Detector», *IEEE Trans. on Communications*, COM-37, Feb. 1989
- [2] L.J.GRIFFITHS C.W. JIM, «An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming», *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol AP-30, Jan. 1982
- [3] F.M. GARDNER, *Demodulator Reference Recovery Techniques Suited for Digital Implementation, Final Report*, ESTEC Contr. No.6847/86/NL/DG European Space Agency, 1988
- [4] F.M. GARDNER, *Frequency Detectors for Digital Demodulators Via Maximum-Likelihood Derivation, Final Report*, ESTEC Contract No. 8022/88 NL/DG, European Space Agency, 1990
- [5] G.VÁZQUEZ, J. SALA, M.A. LAGUNAS, J. FERNÁNDEZ, *Advanced Demodulator Using Parallel Signal Processing Techniques, Report Phase 1.A*, ESTEC Contract 9246/90/NL/US(SC), European Space Agency, 1991