

# SENYAL I COMUNICACIONS DIGITALS PER SATÈL·LIT MÈTODES DE DESCOMPOSICIÓ EN VALORS SINGULARS, PER ESTIMACIÓ CONJUNTA DE FREQUÈNCIA I SINCRONISME DE BIT

*M. CABRERA.*

Dept. de teoria del senyal i comunicacions,  
E.T.S.E. Telecomunicació, UPC  
Apt. 30002, 08080-Barcelona.

## 1. INTRODUCCIÓ

Les tècniques de tractament digital al món de les comunicacions per satèl·lit són de creixent interès. Últimament han anat apareixent molts mètodes digitals per a estimar el paràmetre de sincronisme de bit dins una perspectiva de màxima versemblança. Com a casos més generals i de més interès hi ha tots aquells mètodes que al mateix algorisme també incorporen conjuntament l'estimació de la fase del senyal portador. Com a contrapartida, aquests algorismes es dissenyen clàssicament mijantçant una estructura de llaç tancat i a més tampoc no s'han fet molts esforços per a incloure l'estimació de la freqüència portadora dins una perspectiva òptima de màxima versemblança, a l'etapa d'adquisició.

A fi d'aconseguir una transmissió d'informació molt ràpida, és molt necessari que l'estimació de fase i freqüència portadora, així com del paràmetre de transicions de símbol, es desenvolupi mijantçant una tècnica de llaç obert, i a partir d'una trama de símbols relativament curta. A continuació es presenta un mètode per a fer l'estimació conjunta de freqüència i de transicions de símbols, utilitzant trames de senyal curtes i des d'una perspectiva de màxima versemblança.

Per a senyals modulats digitalment en fase (PSK) i en freqüència mantenint un mínim canvi de fase (MSK), transmesos per un canal de soroll additiu blanc i gaussià, s'anàlitzarà la funció logarítmica de probabilitat, agafant una trama curta de símbols. El senyal rebut és mostrejat, a fi d'obtenir una estructura completament digital per al processador. Si a la etapa d'estimació no s'utilitza cap tipus d'informació prèvia del senyal (protocols), el vector

resultant de la operació de mostrejat és una variable aleatòria gaussiana multivariable [1]. La funció logarítmica de probabilitat que resulta és una forma quadràtica del vector de dades. Els paràmetres que s'han d'estimar són freqüència  $\omega_D$  i transicions de símbol  $\tau$ . La freqüència pot ésser desconeguda al receptor, per possibles efectes Doppler produïts sobre el senyal transmès. Aquestes dues variables es diu que parametritzen l'estructura de la matriu de covariància o de correlació. A la secció 2 es presenta l'anàlisi d'aquesta matriu de correlació del senyal rebut i mostrejat.

Observant l'estructura de la matriu de correlació d'una trama de senyal rebut, es poden identificar diferents submatrius, són submatrius d'autocorrelació de símbol i submatrius de correlació creuada entre símbols diferents. Fent una descomposició en valors singulars d'aquestes submatrius es veurà com el paràmetre de transicions de símbol es pot obtenir a partir dels autovalors del subespai de senyal i que tots els autovectors associats al subespai de senyal direccionen o enfoquen a la freqüència Doppler. Aquestes anàlisis es presenten a la secció 3, així com alguns resultats obtinguts per simulacions. A la mateixa secció també es presenta una proposta final per a l'algorisme com a alternativa als mètodes d'estimació de llaç tancat. Finalment, a la secció 4, es poden observar les conclusions més importants de l'article.

## 2. FUNCIO DE MÀXIMA PROBABILITAT LOGARÍTMICA

El senyal rebut és tractat dins l'etapa de sincronització. Això vol dir que ha estat preprocessat per un filtre passa banda, traslladat a banda base a fi d'obtenir les components en fase i quadratura del senyal, i finalment s'ha mostrejat. El senyal resultant  $x(n)$ , per fer la identificació dels paràmetres, es pot veure a (1) com una seqüència de  $N_s$  símbols, mostrejats a  $N_{ms}$  mostres per símbol. La forma del pols en banda base, s'assumeix inicialment de duració temporal limitada a la duració d'un període de símbol, amb la qual cosa se simplificarà el problema de manera considerable.

$$x(n) = A \sum_{k=1}^{N_s} e^{j(\phi_k + \phi_c)} p(n - kN_{ms} - \tau) e^{j\omega_D n} + n(n) = s(n) + n(n). \quad (1)$$

La variable temporal "n" s'ha normalitzat al període de mostrejat  $T_m$ .  $s(n)$  representa la seqüència de senyal desitjat. Aquest senyal  $s(n)$  és parametritzat per diferents paràmetres desconeguts a recepció, com són la fase moduladora, es a dir la seqüència de símbols  $\phi_k$ , la fase del senyal portador  $\phi_c$ , el paràmetre de transicions de símbol  $\tau$ , i la freqüència Doppler  $\omega_D$ . L'amplitud  $A$  no es considera de gran interès car els senyals a processar són de mòdul constant, i per tant, a partir d'aquí serà considerada igual a la unitat.  $n(n)$  és el senyal de soroll, considerat com una distribució complexa i gaussiana amb parts real i imaginària independents, de mitjana zero i de variança  $\sigma^2$ .

En processar  $N_s$  símbols, es tindrà un vector  $\underline{X}$  de dimensió  $N=N_s \times N_{ms}$  i amb una distribució gaussiana  $N(\underline{S}, 2\sigma^2 \underline{I})$ . El vector  $\underline{S}$  representa les mostres de senyal desitjat, que estan parametritzades per alguns paràmetres no coneguts a recepció.

$$\underline{S} = \underline{S}(\omega_D, \tau, \phi_c, \Phi) \quad \Phi = \{\phi_k ; k = 1..N_{ms}\}. \quad (2)$$

La incertesa respecte a la fase dels components del senyal desitjat  $\underline{S}$  ( $\phi_k$  fase dels símbols i  $\phi_c$  fase de portadora) és eliminada, fent la mitjana del senyal de tractament  $\underline{X}$ , per tots els possibles valors que pot tenir segons els símbols a transmetre ( $\phi_k$ ). Així, la funció de probabilitat logarítmica a què dona lloc es pot interpretar com una forma quadràtica (5.b).

### 2.1. Matrius de covariança o correlació amb senyals PSK

Amb un senyal PSK, la fase és modulada per una seqüència de símbols independents. Tenint en compte que aquestos símbols són equiprobables i que pertanyen a un alfabet limitat, el vector mitjà resultant és igual a zero.

$$E[e^{j\phi_k}] = 0, k = 1..N_s; \quad E[\underline{X}] = \underline{0} \quad (3)$$

E és l'operador estadístic. A la expressió (3) es pot apreciar que la dependència o parametrització del senyal per la fase dels símbols ha desaparegut. A partir d'aquest punt serà el mateix parlar de covariança que de correlació, atès que els senyals de tractament són de mitjana zero.

En calcular de la mateixa manera la matriu de correlació, també apareixen algunes simplificacions per a aquesta expressió. Dues mostres  $s(i)$  i  $s(k)$  d'un mateix símbol estan molt fortament correlacionades, i dues mostres procedents de dos símbols diferents no tenen cap tipus de correlació creuada, a causa de la independència estadística de la seqüència de símbols que modulen el senyal.

$$r(i,k) = E[s(i)s^*(k)] = \begin{cases} e^{j(i-k)\omega_D} & 0 \leq i-k \leq N_s; \\ 0 & \text{altres casos} \end{cases} \quad (4)$$

Les propietats anteriors fan que a l'estructura de la matriu de correlació calculada per una trama de símbols de curta durada com la de la figura 1, apareguin molts elements nuls i que just els elements no nuls (no zero) estiguin distribuïts dins la matriu total de correlació al llarg de la diagonal principal, formant submatrius de dimensió  $N_{ms} \times N_{ms}$ , que anomenarem  $\underline{R}_o$ . A l'expressió (5.a) es pot veure aquesta estructura de la matriu de correlació  $\underline{C}$  per una trama de 5 símbols i a (5.b) la funció de probabilitat logarítmica resultant  $\Lambda$ .

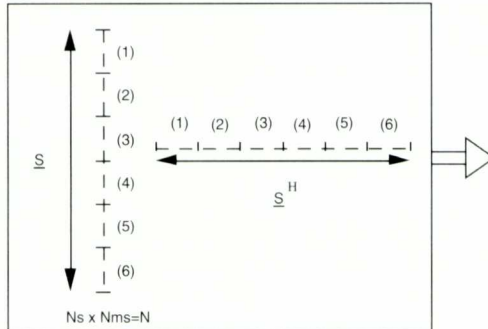


Figura 1. Trama de tractament de  $N_s$  símbols.

$$\underline{\underline{C}} = \begin{pmatrix} \underline{\underline{R}}_0 & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{R}}_0 & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{R}}_0 & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{R}}_0 & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{R}}_0 \end{pmatrix} \tag{5.a}$$

$$\Lambda = \Lambda(\omega_D, \tau) = \underline{\underline{X}}^H \underline{\underline{C}} \underline{\underline{X}} \tag{5.b}$$

La submatriu  $\underline{\underline{R}}_0$  representa l'autocorrelació d'un vector d'un sol símbol "i", i està generada pel vector de senyal desitjat  $\underline{\underline{V}}(\omega_D)$  i pels components de soroll. La fase del vector  $\underline{\underline{V}}(\omega_D)$ , enfoca o direcciona a la freqüència Doppler del senyal portador  $\omega_D$ , i el modul és constant gràcies a les condicions d'amplitud constant dels senyals PSK.

$$E[\underline{\underline{X}}(i)\underline{\underline{X}}(i)^H] = \underline{\underline{R}}_0 = \underline{\underline{V}}(\omega_D)\underline{\underline{V}}^H(\omega_D) + 2\sigma^2\underline{\underline{I}} \tag{6.a}$$

$$\underline{\underline{V}}(\omega_D)^T = \{\exp(-j\omega_D(i), i=0, \dots, N_{ms}-1)\} \tag{6.b}$$

$^H$  representa el vector transpost i conjugat (hermitic).

S'ha vist que les mostres de dos símbols diferents estan incorrelacionades. La informació respecte al paràmetre de transició de símbols provoca aquesta estructura tan especial per la matriu de correlació, considerant la localització dels elements nuls i no nuls. Els elements de la diagonal principal es repeteixen periòdicament, amb període igual al nombre de mostres per símbol  $N_{ms}$ , i el mateix fenomen es pot observar per les altres diagonals paral·leles a la principal. Aquestes característiques són causades per les condicions de cicloestacionarietat d'aquest tipus de modulacions digitals. L'estructura de la



matriu de correlació  $\underline{\underline{C}}$  queda així parametritzada per la freqüència  $\omega_D$  que direcciona la submatriu  $\underline{\underline{R}}_O$  i pel paràmetre de transicions de símbol  $\tau$ .

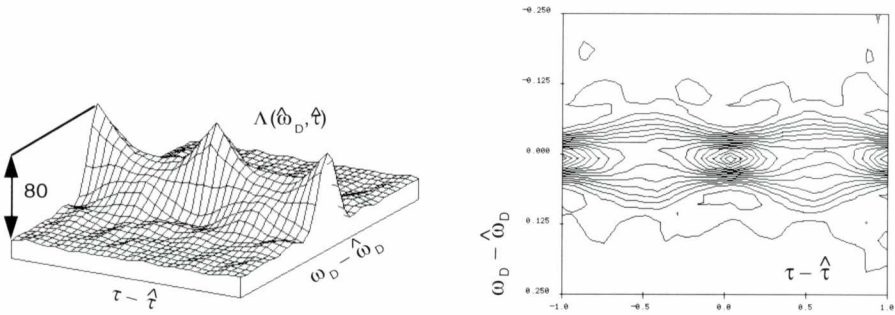


Fig. 2. Funció de probabilitat logarítmica  $\Lambda(\omega_D, \tau)$  (nepers) amb una relació de potències senyal a soroll SNR = 5dB.

A la figura 2 es pot veure el resultat obtingut per la funció de probabilitat logarítmica  $\Lambda$ , en tractar una trama de senyal PSK, de 10 símbols i amb una relació de potències entre el senyal desitjat i el soroll de 5 dB. Un eix representa l'error entre la freqüència rebuda i l'esperada pel senyal, i l'altre eix representa l'error produït en estimar les transicions de símbol. El marge per l'error de transicions de símbol és de dos símbols i per l'error de freqüència es de 0,5 considerant la normalització que s'ha fet de les mostres respecte a la freqüència de compte. A la figura es pot apreciar que els màxims apareixen a les tres situacions correctes de sincronització (error de freqüència igual a zero i error de transicions de símbol igual a -1,0,+1 símbols).

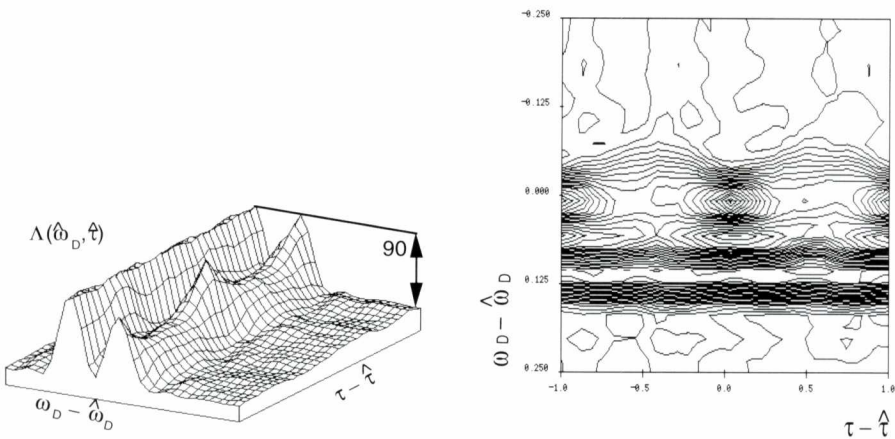


Fig. 3. Funció de probabilitat logarítmica amb SNR = 5dB, quan un senyal interferent a 0 dB respecte al senyal desitjat és present a l'escenari de tractament  $\omega_I = \omega_D + 0.1$ .

Si un senyal interferent, sinusoidal i no desitjat se superposa al senyal de tractament, la funció de probabilitat logarítmica pot donar la informació de tots dos senyals, del senyal PSK modulat i del senyal sense modular. A la figura 3 es pot observar que tots dos senyals es poden distingir amb una resolució correcta.

## 2.2. Matriu de correlació amb senyals MSK

En treballar amb modulacions de tipus MSK, cada dos símbols seguits, és a dir, consecutius, de la seqüència de modulació, són dependents entre si. Aquest fenomen es pot apreciar si observem el diagrama d'evolució de la fase de modulació del senyal desitjat a la figura 4. En comparar dos símbols no consecutius la dependència desapareix totalment amb aquest tipus de modulació.

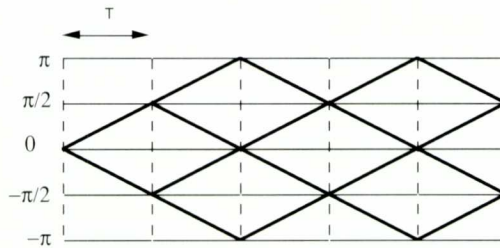


Fig. 4. Evolució de la fase de la modulació MSK.

Així, a la matriu total de correlació, apareixen dos tipus diferents de submatrius, les d'autocorrelació de símbol  $\underline{R}_0$  i les de correlació creuada entre dos símbols consecutius  $\underline{R}_1$ . A l'expressió (7) es pot observar aquesta correlació per una trama de 5 símbols de la modulació MSK. Les mostres de correlació no nul·les que apareixen entre dos símbols seguits són provocades per la codificació de la fase instantània del senyal MSK, que és necessària per a obtenir una fase contínua en aquest tipus de modulació.

$$\underline{C}(\omega_D, \tau) = \begin{pmatrix} \underline{R}_0 & \underline{R}_1 & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{R}_1^H & \underline{R}_0 & \underline{R}_1 & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{R}_1^H & \underline{R}_0 & \underline{R}_1 & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{R}_1^H & \underline{R}_0 & \underline{R}_1 \\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} & \underline{R}_1^H & \underline{R}_0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

De nou, es produeix una estructura periòdica a totes les diagonals de la matriu de covariància. Els vectors de senyal que generen la matriu d'auto-

correlació  $\underline{R}_0$  i el vector de senyal que genera la matriu de correlació creuada  $\underline{R}_1$  enfoquen la freqüència de modulació positiva ( $\underline{V}(+)$ ) o bé la freqüència de modulació negativa, sumada a la freqüència del senyal portador  $\omega_D$ .

$$\underline{R}_0 = E[\underline{X}(i)\underline{X}(i)^H] = \frac{1}{2} (\underline{V}(+)\underline{V}^H(+) + \underline{V}(-)\underline{V}^H(-)) + 2\sigma^2 \underline{I} \quad (8)$$

$$\underline{R}_1 = E[\underline{X}(i)\underline{X}(i+1)^H] = \frac{1}{4} (-j\underline{V}(+) + j\underline{V}(-))(\underline{V}(+) + \underline{V}(-))^H \quad (9)$$

$$\underline{V}(\pm) = \{\exp(ji(\omega_D \pm \frac{\pi}{2N_{ms}})); i = 0, \dots, N_{ms}-1\} \quad (10)$$

A l'expressió (10) es defineixen les dues freqüències de modulació, la positiva i la negativa, per senyal MSK [2]. La dependència estadística entre dos símbols seguits de modulació MSK produeix les matrius de correlació creuada  $\underline{R}_1$  a més de les matrius d'autocorrelació de símbol  $\underline{R}_0$ . En analitzar resultats de simulació per ordinador amb modulacions MSK, s'obtenen resultats de tipus semblant als de les modulacions PSK presentats abans.

### 3. DESCOMPOSICIÓ EN VALORS SINGULARS

L'evaluació de la funció de probabilitat logarítmica ens dona la informació necessària dels dos paràmetres de sincronització, freqüència Doppler i paràmetre de transicions de símbol. El cost de computació per arribar a aquesta funció i extreure'n els seus punts màxims és, però, molt elevat. S'hauria de fer un càlcul de tots els seus valors reals, per mitjà d'un sincronitzador digital.

Analitzant l'evaluació de la funció de probabilitat logarítmica, implícitament s'estan comparant les submatrius teòriques de correlació  $\underline{R}_i$  amb les submatrius reals de la trama de senyal tractat. A partir d'aquesta trama de senyal rebut, es proposa a continuació identificar directament aquestes submatrius reals, com a alternativa al càlcul complet de la funció de probabilitat logarítmica. Amb una descomposició en valors singulars d'aquestes matrius de correlació, es podran identificar directament els dos paràmetres d'interès, freqüència i transicions de símbol, a partir del subespai de senyal desitjat.

#### 3.1. Subespai de senyal amb modulacions PSK

El vector de tractament de  $N_s \times N_{ms}$  components es divideix en  $N_s$  vectors més petits de  $N_{ms}$  components cadascun d'ells. D'aquests vectors es fa la mitjana a fi d'obtenir les estimacions  $\hat{\underline{R}}_0$  amb modulacions PSK.

$$\hat{\underline{R}}_0 = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \underline{X}(i)\underline{X}(i)^H \quad (11)$$

Segons quina sigui la primera mostra agafada per a fer la mitjana del vector total de tractament, és a dir, depenent del valor inicial assumit per les transicions de símbol  $\hat{\tau}$ , es tindran diferents possibilitats per a la matriu estimada  $\hat{\underline{R}}_0$ . Si es fa la mitjana de la trama de tractament sense fer un error de transicions de símbols  $\tau = \hat{\tau}$ , la matriu estimada  $\hat{\underline{R}}_0$  solament és generada pel vector d'enfocament  $\underline{V}(\omega_D)$  i els components de soroll, com es pot apreciar a la expressió (6). En aquesta situació el rang del subespai de senyal és mínim i igual a 1, i el vector de senyal desitjat  $\underline{V}(\omega_D)$  és l'autovector generador del subespai de senyal. L'autovalor associat és directament l'energia d'aquest autovector, sumada a la potència de soroll. Els  $N_s - 1$  autovectors restants són components de soroll i generen l'anomenat subespai ortogonal.

$$\underline{\epsilon} = \underline{V}(\omega_D) \quad \lambda = \underline{V}^H(\omega_D)\underline{V}(\omega_D) + 2\sigma^2 = N_{ms} + 2\sigma^2 \quad (12)$$

En situacions de sincronisme de transicions de símbol no correctes, les mostres que pertanyen a dos símbols diferents no estan correlacionades, i per tant apareixen elements iguals a zero dins la matriu estimada  $\hat{\underline{R}}_0$ . A les expressions (13) i (14) es presenta un exemple agafant  $N_{ms} = 5$  mostres per símbol i un error inicial de transicions de símbol igual a dues mostres. L'autovalor màxim determina l'error de sincronisme de símbol i els dos autovectors de senyal enfoquen a la freqüència  $\omega_D$ .

$$\underline{\epsilon}_1^H = (1, e^{-j\omega_D}, e^{-2j\omega_D}, 0, 0), \quad \lambda_1 = N_{ms} - (\tau - \hat{\tau}) + 2\sigma^2 \quad (13)$$

$$\underline{\epsilon}_1^H = (0, 0, 1, e^{-j\omega_D}), \quad \lambda_2 = (\tau - \hat{\tau}) + 2\sigma^2 \quad (14)$$

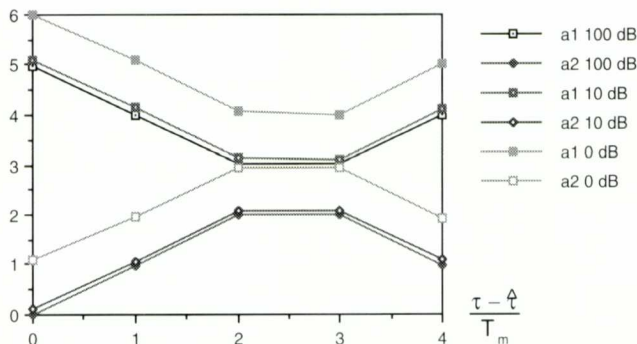


Fig. 5. Evolució dels autovalors de senyal  $\lambda_1$  i  $\lambda_2$  amb l'error de sincronisme de símbol.  $\lambda_1 = a_1$ ,  $\lambda_2 = a_2$ ,  $N_{ss} = 5$ ,  $T_m$  representa el període de mostratge.

Els autovectors millors per a obtenir l'estimació de la freqüència mitjançant tècniques d'estimació espectral són aquells que apareixen en una situació de



sincronisme de bit correcta. A la figura 5 es pot observar l'evolució dels autovalors de senyal amb l'error de sincronisme de símbol, quan es tracta d'una trama de 500 símbols, mostrejats a  $N_{ms} = 5$  mostres per símbol, i per a diferents valors de relació senyal soroll. L'autovalor màxim  $\lambda_1$  decreix amb l'error de sincronisme de símbol i el segon autovalor de senyal  $\lambda_2$  augmenta a mesura que aquest error també augmenta. A la figura 6 es pot observar el periodograma de l'autovector de senyal en una situació de sincronisme de símbol correcta. El màxim apareix a la freqüència del senyal portador.

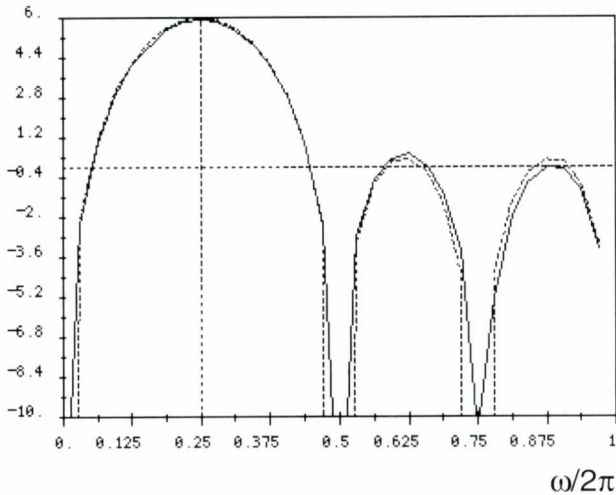


Fig. 6. Periodograma de l'autovector de senyal, valor de la freqüència a estimar.  $\omega_D = 0,25$

Fent un estudi de l'evolució dels autovalors de senyal amb el nombre de símbols de la trama de tractament  $N_s$ , utilitzats per a estimar la matriu d'autocorrelació de símbol  $\underline{R}_0$ , s'ha arribat a la conclusió que amb trames de 25 símbols i relació de potències senyal soroll de 0 dB, el paràmetre de sincronisme de símbol es pot obtenir amb una resolució prou acurada.

### 3.2. Subespai de senyal amb modulacions MSK

Atès que amb modulacion MSK apareixen dues submatrius diferents a la matriu total de correlació, la d'autocorrelació de símbol  $\underline{R}_0$  i la de correlació creuada entre dos símbols consecutius  $\underline{R}_1$ , es tenen dues possibilitats diferents per a fer l'anàlisi de descomposició en valors singulars i agafar per tant el subespai de senyal per a obtenir la informació dels paràmetres de sincronisme: freqüència portadora i sincronisme de bit. L'estimació de la primera  $\underline{R}_0$  en situació de sincronisme correcta ja presenta un subespai de senyal de dos

autovectors, que augmenten a tres en produir error de sincronisme de símbol. Els autovalors corresponents a cada una d'aquestes situacions es poden trobar a [3]. En analitzar el subespai de senyal de la submatriu estimada  $\underline{\hat{R}}_1$ , apareix un sol autovector de senyal en no considerar error de sincronisme de símbol, i n'apareixen dos en cas contrari. Aquesta situació (figura 7) és anàloga a l'obtinguda amb modulacions PSK, i fa que l'autovalor màxim sigui suficient per a detectar el sincronisme de bit.

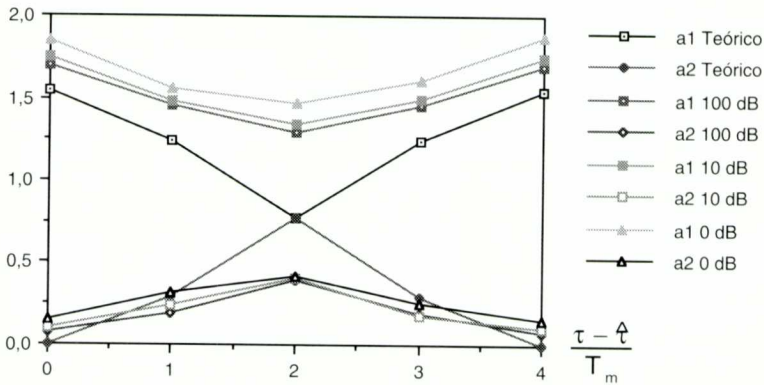


Fig. 7. Evolució dels autovalors de senyal  $\lambda_1$  i  $\lambda_2$  de la matriu  $\underline{R}_1$  amb l'error de sincronisme de símbol.  $\lambda_1=a1$ ,  $\lambda_2=a2$ ,  $N_{ms}=5$ .

Es pot apreciar que l'evolució de l'autovalor màxim detecta correctament les situacions de sincronisme de símbol.

### 3.3. Algorisme proposat

Per a obtenir conjuntament la freqüència portadora i el valor del paràmetre de sincronisme de símbol, a partir del subespai de senyal, s'estimarà la matriu de correlació de símbol amb modulacions PSK i la de correlació creuada entre dos símbols consecutius amb modulacions MSK. Mijantçant la descomposició en valors singulars de la corresponent matriu, calculada a partir de la trama de símbols de tractament, s'agafarà el mínim autovalor obtingut per a decidir directament quin és el valor del paràmetre de sincronisme de símbol, és a dir, quantes mostres s'han agafat malament en fer la divisió de la trama de senyal rebut en símbols diferents. Finalment, i a partir de l'autovector associat an aquest autovalor, s'obtindrà el valor de la freqüència portadora del senyal, fent servir qualsevol tècnica de estimació espectral [4], com per exemple el periodograma.

#### 4. CONCLUSIONS

La introducció de la freqüència dins la funció de probabilitat logarítmica, en treballar amb modulacions PSK i MSK, es pot considerar com un avantatge respecte a aquells sistemes que ja han de conèixer aquest valor prèviament a les etapes de sincronització del senyal. La sensibilitat d'aquesta funció amb el soroll i amb altres efectes no desitjats s'ha presentat aquí, on s'ha vist que es poden rebutjar interferències de banda estreta, entre d'altres característiques.

L'estimació dels dos paràmetres de sincronisme freqüència i transicions de símbol, a partir del subespai de senyal, dona al problema una perspectiva lineal, amb els conseqüents avantatges quant a convergència i resolució. L'autovector de senyal representa el millor filtre adaptat que es pot trobar per al senyal rebut. Aquest vector implícitament té la informació de tots els possibles canvis que el canal ha pogut produir sobre el senyal transmès i el seu autovalor associat és el valor òptim de correlació per a detectar sincronisme de símbol. Per tant, s'ha proposat una alternativa al filtre adaptat per a detectar sincronisme de bit i simultàniament al banc de filtres per a detectar freqüència.

Finalment, es podria remarcar que aquesta tècnica es pot generalitzar fàcilment a qualsevol tipus de modulació digital més general que les dues que han estat analitzades aquí.

#### RESUM

La detecció conjunta de sincronisme de bit i de paràmetres de portadora aplicada a comunicacions digitals es presenta com una alternativa de recent interès, comparada amb la possibilitat de fer estimacions individualitzades per a cadascun dels paràmetres. La finalitat d'aquest treball és presentar un mètode de descomposició de la matriu de covariança del senyal en valors singulars, aplicat a sincronitzar conjuntament freqüència portadora i sincronisme de bit (detecció de les transicions de símbol) en un receptor de comunicacions totalment digital. En treballar amb senyals PSK i MSK transmesos per un canal de soroll additiu blanc i gaussià, s'obté una etapa d'adquisició molt ràpida. Els paràmetres d'interès s'estimen a partir del subespai del senyal, tècnica que constitueix una alternativa al filtre adaptat i computacionalment molt eficient, per a detectar les transicions de símbol, i una alternativa al banc de filtres utilitzat clàssicament per a estimar la freqüència del senyal portador.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] L. SHARF. "Statistical Signal Processing, Detection, Estimation, Time Series Analysis". Addison Wesley, 1991.
- [2] A. CARLSON. Communication Systems. McGraw Hill 1987.
- [3] M. CABRERA. "Aplicación de Técnicas de DSP a Estimación de Parámetros de Sincronismo en Comunicaciones Digitales". Ph. D. Dissertation, TSC Dpt. UPC University, 1991.
- [4] L. MARPLE "Digital Spectral Analysis" Prentice-Hall 1987.