

CONTRIBUȚII LA ÎMBUNĂTĂȚIREA RECEPȚIEI SEMNALELOR UTILIZÂND ALGORITMI DOA ȘI BEAMFORMINGUL ADAPTIV

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI
TELECOMUNICAȚII de către

Ing. Arpad IOZSA

Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing Ioan NAFORNIȚĂ
prof.dr.ing. Monica BORDA
conf.univ.dr.ing. Romulus TEREBEȘ
prof.univ.dr.ing. Florin ALEXA

Ziua susținerii tezei: 15.03.2013

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|--|---------------------------------------|
| 1. Automatică | 8. Inginerie Industrială |
| 2. Chimie | 9. Inginerie Mecanică |
| 3. Energetică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 4. Ingineria Chimică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 5. Inginerie Civilă | 12. Inginerie și management |
| 6. Inginerie Electrică | 13. Arhitectură și urbanism |
| 7. Inginerie Electronică
și Telecomunicații | |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2006

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,

tel. 0256 403823, fax. 0256 403221

e-mail: editura@edipol.upt.ro

CUVÂNT ÎNAINTE

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul firmei Alcatel-Lucent.

La finalul acestei etape, gândurile și recunoștința mea se îndreaptă spre toți cei care m-au sprijinit în elaborarea și finalizarea tezei de doctorat.

Îi mulțumesc domnului Prof. Dr. Ing. Ioan Naforniță care mi-a fost un sprijin permanent, care mi-a însuflat curajul de a aborda o temă atât de complexă și care mi-a dat tăria de a o finaliza. Îi mulțumesc pentru ajutorul acordat în structurarea lucrării în sintetizarea aspectelor importate și eliminarea celor neesențiale.

Mulțumesc distinșilor referenți Prof.Dr.Ing. Monica Borda, Conf.Univ.Dr.Ing. Romulus Terebeș, Prof.Univ.Dr.Ing. Florin Alexa; mulțumesc pentru bunăvoința de a accepta să-mi analizeze lucrarea și îngăduința în aprecieri. Mulțumesc pentru onoarea ce mi-o conferă acceptând să participe la susținerea publică a lucrării.

Mulțumesc colegului meu de doctorat, Ing. Andy Vesa, pentru ajutorul și sfaturile pe parcursul întregii perioade de elaborare a lucrării.

Doresc să îi mulțumesc lui Emeric Markus pentru ajutorul acordat pe parcursul finalizării referatului 3.

Îi mulțumesc soției mele, Alina, pentru răbdarea, sprijinul și încurajările pe tot parcursul acestor ani; și fiicei mele, Inke, ii prezint scuzele mele pentru momentele în care am lipsit de lângă ea.

Doresc, totodată, să mulțumesc părinților mei, familiei, colegilor și prietenilor pentru înțelegerea și sprijinul în toată munca mea.

Timișoara, Martie 2013

Arpad IOZSA

Bunicilor mei.

IOZSA, Arpad

Contribuții la îmbunătățirea recepției semnalelor utilizând algoritmi DoA și beamformingul adaptiv

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 62, Editura Politehnica, 2013, 114 pagini, 75 figuri, 8 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-606-554-643-1

Cuvinte cheie:

beamforming adaptiv; antene adaptive; MIMO; algoritmi de estimare; estimari DoA; ESPRIT;

Rezumat:

Prezenta teză își are originea în preocuparea pentru identificarea unor metode de îmbunătățire a prelucrării semnalelor la recepția acestora într-un sistem de antene. Astfel, subiectul principal al lucrării este reprezentat de analiza modelării undelor la recepție în completarea a mai multor tipuri de algoritmi de estimare a frecvenței respectiv a direcției de sosire a undelor radio. Sistemele de recepție utilizate în cazul tuturor simulărilor descrise în aceasta teză, reprezintă sisteme de antene liniare cu mai multe elemente, numărul acestora variind în funcție de calitatea recepției dorite.

CUPRINS

Cuvânt înainte	3
Lista figurilor	7
Lista Tabelelor	10
Introducere	11
CAPITOLUL 1	
Sisteme de antene	13
1.1 Noțiuni de bază	13
1.2 Sisteme liniare de antene spațiate uniform	17
1.3 Sisteme liniare de antene spațiate neuniform	22
1.4 Sisteme planare de antene	23
1.5 Sisteme de antene non-planare.....	26
1.6 Sisteme de antene fazate	29
1.6.1 Sisteme de antene fazate lineare.....	30
1.6.2 Sisteme de antene fazate planare.....	31
1.7 Erorile sistemelor de antene	32
1.7.1 Introducere	32
1.7.2 Directivitatea.....	34
1.7.3 Eroarea de direcționare a fascicolului (beam pointing)	34
1.7.4 Valoarea de vârf a lobilor laterali	35
1.8 Concluzii.....	36
CAPITOLUL 2	
Algoritmi de estimare	38
2.1 Direcția de sosire	38
2.2 Algoritmi de estimare.....	39
2.3 Familia ESPRIT.....	41
2.3.1 Estimarea frecvenței și a direcției de sosire folosind metoda LS-ESPRIT.....	43
2.3.2 Estimarea frecvenței și a direcției de sosire folosind metoda TLS-ESPRIT	45

2.3.3	Estimarea direcției de sosire folosind metoda R-ESPRIT	47	
2.3.4	Estimarea direcției de sosire folosind metoda RB-ESPRIT	50	
2.3.5	Estimarea direcției de sosire folosind metoda TAM.....	53	
2.3.6	Estimarea direcției de sosire folosind metoda URV ESPRIT ..	55	
2.4	Analiza rezultatelor. Simulare comparativă a algoritmilor prezențați.....	58	
2.5	Concluzii.....	78	
CAPITOLUL 3			
Beamformerul adaptiv			82
3.1	Introducere	82	
3.2	Tehnici de beamforming	82	
3.3	Beamforming adaptiv	83	
3.4	Performanțele beamformerului adaptiv.....	85	
3.5	Simularea beamformerului adaptiv	88	
3.5.1	Beamformer în absența interferenței.....	88	
3.5.2	Beamformer în prezența unei interferențe îndepărtate	91	
3.5.3	Beamformer în prezența unei interferențe apropiate.....	94	
3.5.4	Beamformer în prezența unei interferențe foarte apropiate .	97	
3.6	Concluzii.....	101	
CAPITOLUL 4			
Contribuții personale și concluzii			104
Bibliografie			108
Lista lucrărilor publicate			111

LISTA FIGURILOR

Nr. Ordine	Denumirea figurii	Pagina
Fig.1.1	Sistem de transmisie (MIMO).....	14
Fig.1.2	Sistem de antene adaptiv	15
Fig.1.3	Beamformer convențional	16
Fig.1.4	Sistem liniar de antene.....	18
Fig.1.5	Reprezentarea în planul complex a variabilei z	21
Fig.1.6	Exemplu de undă în vecinătatea unui nul	22
Fig.1.7	Sistem liniar spațiat neuniform	23
Fig.1.8	Modele de sisteme de antene planare: a) rectangular; b) circular; c) hexagonal	24
Fig.1.9	Sistem circular	25
Fig.1.10	Dimensiuni de apertură a) dimensiunea aperturii este mult mai mică decât raza curburii; b) dimensiunea aperturii este comparabilă cu raza curburii	26
Fig.1.11	Sisteme de antene circulare și cilindrice	28
Fig.1.12	Sisteme liniare de antene fazate	30
Fig.1.13	Sistem planar de antene fazate	31
Fig.1.14	Nivelul mediu al lobilor laterali pentru un sistem de antene cu erori de fază și amplitudine	33
Fig.1.15	Eroarea normalizată a sistemului	36
Fig. 2.1	Sistem de recepție cu înglobarea estimării DoA.....	39
Fig.2.2	Filtrarea semnalelor la recepție	40
Fig.2.3	Rezultat al simulării LS-ESPRIT pentru frecvența normalizată 0.15 (exemplu punctual)	44
Fig.2.4	Rezultat al simulării LS-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)	45
Fig.2.5	Rezultat al simulării TLS-ESPRIT pentru frecvența normalizată - 0.31 (exemplu punctual)	46
Fig.2.6	Rezultat al simulării TLS-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)	47
Fig.2.7	Rezultat al simulării R-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)	50

Fig.2.8	Rezultat al simulării RB-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)	53
Fig.2.9	Rezultat al simulării TAM pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)	55
Fig.2.10	Rezultat al simulării URV-ESPRIT a două unghiuri de incidență...	57
Fig.2.11	Rezultat al simulării URV-ESPRIT a patru unghiuri de incidență...	58
Fig.2.12	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (SNR=0dB).....	60
Fig.2.13	Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (SNR=0dB)	60
Fig.2.14	Rezultat al simulării repetate TAM (SNR=0dB)	61
Fig.2.15	Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (SNR=0dB)	61
Fig.2.16	Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (SNR=0dB).....	62
Fig.2.17	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (SNR=-10dB).....	63
Fig.2.18	Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (SNR=-10dB).....	63
Fig.2.19	Rezultat al simulării repetate TAM (SNR=-10dB)	64
Fig.2.20	Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (SNR=-10dB)	64
Fig.2.21	Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (SNR=-10dB)	65
Fig.2.22	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (SNR=10dB)	66
Fig.2.23	Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (SNR=10dB)	67
Fig.2.24	Rezultat al simulării repetate TAM (SNR=10dB).....	67
Fig.2.25	Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (SNR=10dB)	68
Fig.2.26	Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (SNR=10dB).....	68
Fig.2.27	Rezultat al simulării repetate pentru valori diferite ale SNR = [-10dB, 10dB], unghi de incidență 60°	70
Fig.2.28	Rezultat al simulării repetate pentru valori diferite ale SNR = [-10dB, 10dB], unghi de incidență 15°	71
Fig.2.29	Rezultat al simulării URV-ESPRIT, 32 elemente de antena, 4 surse, 1 sursă dinamică și 3 surse statice	73
Fig.2.30	Rezultat al simulării URV-ESPRIT (exemplu punctual)	74
Fig.2.31	Rezultat al simulării URV-ESPRIT, 32 elemente de antena, 4 surse dinamice	75
Fig.2.32	Rezultat al simulării URV-ESPRIT, prima sursă	76
Fig.2.33	Rezultat al simulării URV-ESPRIT, a doua sursă	76
Fig.2.34	Rezultat al simulării URV-ESPRIT, a treia sursă	77
Fig.2.35	Rezultat al simulării URV-ESPRIT, a patra sursă	77

Fig. 3.1	Beamformer generic	84
Fig.3.2	Sistem de coordonate cu un sistem de antene liniar amplasat de-a lungul axei z și centrat în origine	86
Fig.3.3	Formarea lobilor de către beamformer	87
Fig.3.4	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (fără interferență)	88
Fig.3.5	Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (fără interferență).....	89
Fig.3.6	Rezultat al simulării repetate TAM (fără interferență)	89
Fig.3.7	Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (fără interferență)	90
Fig.3.8	Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (fără interferență)	90
Fig.3.9	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 60°) ...	91
Fig.3.10	Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (interferență la 60°)...	92
Fig.3.11	Rezultat al simulării repetate TAM (interferență la 60°)	92
Fig.3.12	Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (interferență la 60°)	93
Fig.3.13	Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (interferență la 60°) ...	93
Fig.3.14	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 15°) ...	94
Fig.3.15	Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (interferență la 15°)...	95
Fig.3.16	Rezultat al simulării repetate TAM (interferență la 15°)	95
Fig.3.17	Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (interferență la 15°)	96
Fig.3.18	Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (interferență la 15°) ...	96
Fig.3.19	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 5°)	97
Fig.3.20	Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (interferență la 5°) ...	98
Fig.3.21	Rezultat al simulării repetate TAM (interferență la 5°)	98
Fig.3.22	Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (interferență la 5°).....	99
Fig.3.23	Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (interferență la 5°).....	99
Fig.3.24	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la -5°) ...	100
Fig.3.25	Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 6°)	101

LISTA TABELELOR

Nr. Ordine	Denumirea tabelului	Pagina
Tab1.1	Poziția senzorilor precum și distanța dintre senzorii	23
Tab.2.1	Rezultatele algoritmilor: 8 elemente de antenă ($\lambda/2$), SNR=0dB, amplitudinea semnalului 1, sursă statică.....	59
Tab.2.2	Rezultatele algoritmilor: 8 elemente de antenă ($\lambda/2$), SNR=-10dB, amplitudinea semnalului 1, sursă statică.....	65
Tab.2.3	Rezultatele algoritmilor: 8 elemente de antenă ($\lambda/2$), SNR=10dB, amplitudinea semnalului 1, sursă statică.....	69
Tab.2.4	Rezultatele algoritmilor: 16 elemente de antenă ($\lambda/2$), SNR=0dB, amplitudinea semnalului 1, sursă statică.....	72
Tab.2.5	Analiza comparativă a algoritmilor prezentate	80
Tab.3.1	Analiza comparativă a valorilor obținute în subcapitolul ...	102
Tab.3.2	Valorile PCF obținute în cazul celor cinci variante de algoritmi	103

INTRODUCERE

Prezenta teză își are originea în preocuparea pentru identificarea unor metode de îmbunătățire a prelucrării semnalelor la recepția acestora într-un sistem de antene. Astfel, subiectul principal al lucrării este reprezentat de analiza modelării undelor la recepție în completarea a mai multor tipuri de algoritmi de estimare a frecvenței respectiv a direcției de sosire a undelor radio. Sistemele de recepție utilizate în cazul tuturor simulărilor descrise în aceasta teză, reprezintă sisteme de antene liniare cu mai multe elemente, numărul acestora variind în funcție de calitatea recepției dorite.

Prelucrarea semnalului recepționat este o tehnică utilizată în mai multe domenii, cum ar fi radar, sonar, comunicațiile fără fir, astronomie, seismologie, acustică, etc. Contribuțiile de început au fost, în majoritatea cazurilor, concentrate în jurul comunicațiilor fără fir iar algoritmi dezvoltați în această primă fază au evoluat de-a lungul timpului în algoritmi de o precizie ridicată asigurând astfel tehnologiei comunicațiilor fără fir o calitate ridicată, augmentând calitatea serviciilor și experiența utilizatorilor.

Astfel, m-am concentrat asupra prelucrării semnalelor la recepție. Datele ce se preiau de la fiecare element de antenă depind în întregime de sursele emițătoare, canalul de transmitere, zgomotul adițional semnalului util și sistemul de antene în sine. Obiectivele tipice în astfel de cazuri reprezintă estimarea numărului de surse, direcția de sosire a semnalelor (DoA), frecvența de sosire, etc.. Datorită varietății aplicațiilor, considerând diferitele modele de semnal și obiectivele de procesarea semnalului, aceasta arie de cercetare este foarte vastă.

Algoritmii utilizați pentru estimările menționate mai sus sunt mulți și diverși, printre cei mai cunoscuți situându-se și algoritmi **ESPRIT** (**E**stimation of **S**ignal **P**arameters via **R**otational **I**nvariance **T**echniques), acești algoritmi reprezentând baza acestei teze; motivația alegerii a fost pe de o parte modul de implementare al algoritmilor din această familie în comparație cu alte metode – mai simplu și cu rezultate mai bune –, iar pe de altă parte varietatea algoritmilor din această familie, ceea ce permite o analiză diversificată a prelucrării semnalelor recepționate de un sistem de antene; cu ajutorul acestor algoritmi am încercat să evidențiez calitățile beamformerului adaptiv, adăugând fiecărui algoritm de estimare secvența beamformerului.

În cadrul *capitolului 1*, am prezentat bazele sistemelor de antene și variantele esențiale. Trecând în revistă sistemele de antene spațiate uniform, spațiate neuniform, sistemele planare și non-planare de antene am introdus sistemele de antene fazate în cadrul cărora am evidențiat variantele lineare și planare. Tot în acest capitol am discutat și pe subiectul erorilor sistemelor de antenă pentru a înțelege varietatea de erori ce sunt introduse de-a lungul acestor sisteme

de antenă datorate imperfecțiunilor elementelor și a distribuției rețelelor; aceste erori reduc precizia excitației sistemului de antene.

În *capitolul 2*, am tratat algoritmi de estimare DoA din familia ESPRIT. Am simulat performanțele algoritmilor în diverse scenarii de SNR, număr de elemente de antenă, etc., performanțele fiind comparate în cazul existenței a două surse de semnal statice. Analiza aprofundată a acestor algoritmi am ales-o în ideea determinării comportamentului fiecărui algoritm în parte printr-o abordare comparativă, tocmai pentru a ști exact în care algoritm în ce scenariu se comportă cel mai bine, astfel pregătind analiza ulterioară în combinație cu secvența beamformerului adaptiv.

Ca și un punct separat am prezentat performanța unui algoritm ESPRIT, denumit URV-ESPRIT (decompoziție de matrice ce produce subspații de semnal și de zgomot), care se aplică mai multor surse în același timp, atât statice cât și în mișcare. Am prezentat acest ultim algoritm în special pentru a scoate în evidență performanțele speciale ale familiei ESPRIT, dar pentru a putea profila mai bine noțiunea beamformingului, nu am inclus URV-ESPRIT în șirul algoritmilor folosiți în combinație cu beamformerul adaptiv.

În *capitolul 3* am prezentat beamformerul adaptiv, apoi am insistat pe situațiile în care secvența beamformerului se aplică fiecărui algoritm prezentat în capitolul anterior în situațiile a două surse de semnal: unul dintre semnale am considerat-o a fi sursă de interes emițând semnalul de interes, până când cealaltă sursă reprezintă o interferență. Variantele analizate sunt bazate pe distanța semnalului interferență față de semnalul de interes și precizia beamformerului în aceste situații. Totodată am analizat și mecanismul implementat în beamformerul adaptiv aplicat, pentru a menține precizia. Am ales această modalitate de abordare pentru a evidenția faptul că soluția algoritm de estimare în combinație cu beamformingul poate prezenta o soluție alternativă pentru soluții de beamforming cu capacitatea de estimare inclusă în algoritm.

În *capitolul 4* am însumat concluziile din capitolele anterioare, marșând pe evidențierea contribuțiilor personale în atingerea rezultatelor din aceste capitole. Beamformerul aplicat algoritmilor de estimare este o variantă lipsită de capacitatea de estimare și se bazează pe formarea modelului de putere pentru fiecare algoritm.

CAPITOLUL 1

SISTEME DE ANTENE

1.1 NOȚIUNI DE BAZĂ

Comunicațiile fără fir (WIRELESS) au cunoscut o îmbunătățire substanțială prin dezvoltarea unor tehnici pentru creșterea ratei de transfer a datelor fără a fi necesară mărirea benzii de frecvență sau a puterii de emisie. Una dintre aceste tehnici se bazează pe utilizarea sistemelor de antene. Unul din sistemele ce se bazează pe utilizarea a mai multor antene în procesul de transmisie este așa zisul sistem MIMO (Multiple Input Multiple Output), Fig1.1, a cărui principală caracteristică este îmbunătățirea eficienței spectrale comparativ cu sistemele clasice ce utilizează o singură antenă.

Canalele radio constituie un mediu de propagare foarte bun, însă, datorită zgomotului, propagării undelor pe căi multiple, interferențelor, etc. conduc la apariția fluctuațiilor semnalului la recepție (FADING). Una din soluțiile pentru combaterea acestor fenomene care afectează transmisia semnalelor pe canalele radio constă în utilizarea unui receptor cu diversitate capabil să prelucreze (ideal, în mod independent) mai multe replici ale semnalului transmis.

Un sistem MIMO poate fi considerat ca fiind un sistem de comunicație punct la punct de bandă îngustă care utilizează M_t antene de transmisie și respectiv M_r antene de recepție, figura 1.1.[Ago,05].

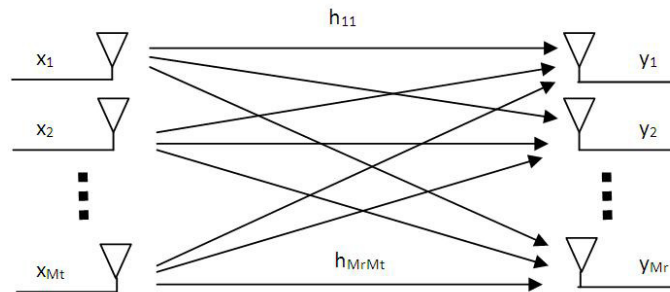


Fig. 1.1. Sistem de transmisie MIMO

Caracteristica de transfer a unui astfel de sistem este:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1.1)$$

unde \mathbf{y} reprezintă vectorul simbolurilor recepționate de către cele M_r antene de recepție, $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{M_r}]^T$, \mathbf{H} reprezintă matricea canalului,

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & \dots & h_{M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1} & \dots & h_{M_r,M_t} \end{pmatrix} \quad (1.1')$$

iar h_{ij} reprezintă câștigul legăturii între antena de emisie j și antena de recepție i , \mathbf{x} reprezintă vectorul simbolurilor transmise de către cele M_t antene de emisie, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{M_t}]^T$, iar \mathbf{n} reprezintă vectorul zgomot, $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{M_r}]^T$. La recepție semnalul, corespunzător fiecărei antene M_r , va reprezenta o combinație liniară a diferitelor căi de propagare afectate de atenuare și zgomot (conform principiului superpoziției). Relația (1.1') evidențiază câștigurile corespunzătoare fiecărui canal de propagare și ne relevă faptul că la fiecare antenă de recepție se obține un semnal ce conține o componentă de la fiecare antenă de emisie. Astfel se obține câștigul de diversitate datorită existenței a M_r copii ale semnalului emis.

În cazul în care canalul nu are proprietățile constante, semnalul recepționat la momentul de timp t va fi dependent de semnalele transmise la momentele de timp anterioare lui t . Un aspect important în comportarea canalului îl reprezintă corelația dintre câștigurile pe diferitele căi de parcurgere a semnalului în diferite intervale de timp. În cazul unui canal cvasi-static, aceste câștiguri sunt constante pe un interval de timp T , ele modificându-se cu fiecare durată de timp T . În cele mai multe cazuri se presupune că valoarea câștigului dependentă de traiectorie variază independent de la un interval de timp T la altul. Dacă un bloc de date este transmis pe o durată mai mică decât intervalul de timp T , atunci fluctuațiile semnalului (fading) de la recepție sunt lente. În acest caz, atenuările și câștigurile dependente de traiectorie pot fi considerate constante pe durata transmisiei unui bloc de date. Dacă pe durata transmisiei unui bloc de date valorile câștigurilor dependente de traiectorie se modifică, atunci fluctuațiile semnalului de la recepție sunt rapide [VKu,06].

Pentru valoarea câștigului dependentă de traiectorie se pot evidenția următoarele posibilități:

- Independența în domeniul spațial (câștigurile corespunzătoare diferitelor legături sunt independente). Această situație poate fi considerată în cazul în care între două antene distanța este mai mare decât $\lambda/2$.
- Corelație spațială între câștigurile diferitelor traiectorii, posibilitate care poate să apară atunci când între antene distanța de separare nu este suficient de mare.

Comportamentul sistemelor în banda de bază depinde de puterea semnalului emis și de puterea zgomotului. Dacă puterea medie a simbolurilor transmise este E_s , atunci raportul semnal - zgomot recepționat va fi:

$$\gamma = \frac{NE_s}{N_0} \quad (1.2)$$

unde N_0 reprezintă densitatea spectrală de putere a zgomotului alb Gaussian. În cazul în care se utilizează o constelație cu o putere medie egală cu $\mathbf{1}$ pentru simbolurile transmise și puteri unitare ale eșantioanelor zgomotului, relația (1.1) poate fi rescrisă sub forma:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{\gamma}{N}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1.3)$$

unde \mathbf{y} reprezintă raportul semnal-zgomot recepționat.

Semnalele care sunt recepționate de diferitele elemente ale unui sistem de antene sunt procesate în vederea obținerii unui singur semnal la ieșirea sistemului de antene respectiv. Acest proces de combinare a semnalelor de la ieșirea diferitelor elemente poartă denumirea de filtrare spațială sau „beamforming” [BLH,02].

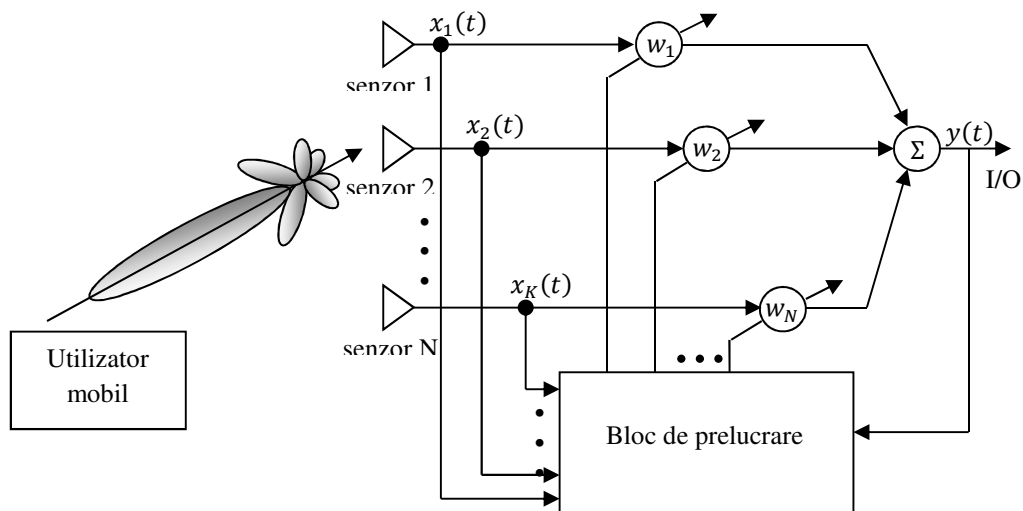


Fig.1.2 Sistem de antene adaptiv

Sistemul de antene realizează localizarea fiecărui utilizator prin crearea unui fascicul pentru fiecare dintre aceștia în funcție de dispunerea în aria de acoperire cu semnal de către sistemul de antene respectiv. Structura procesorului de semnal depinde de cantitatea de informație disponibilă sau care poate fi estimată la nivel de stație de bază. Această informație include tipul de modulație și de semnalizare, numărul de căi pe care se poate realiza recepția, direcția de sosire și întârzierea semnalelor ce sosesc pe căi multiple, complexitatea mediului prin care se realizează propagarea.

Structura de bază a unui beamformer este constituită dintr-un sistem de antene dispuse liniar și spațiate uniform (figura 1.2). Fiecare semnal transmis utilizatorilor va fi ponderat cu o valoare complexă, numărul ponderilor fiind egal cu numărul antenelor care compun sistemul respectiv. Într-o astfel de transmisiune, semnalele emise de fiecare antenă din sistem se vor deosebi prin fază, datorită distanței existente între antene, precum și prin amplitudine, datorită ponderilor diferite cu care este multiplicat semnalul de la intrarea sistemului.

În cazul în care sistemul este constituit din N elemente de recepție, atunci la intrarea fiecărui senzor vom avea o replică întârziată a semnalului transmis. Pentru a modifica intrarea fiecărui senzor, trebuie ca semnalele să fie aliniate în timp și mai apoi adunate. Un astfel de procesor este cunoscut sub numele de beamformer „delay-and-sum” sau beamformer convențional. Structura unui astfel de sistem este prezentată în figura 1.3.

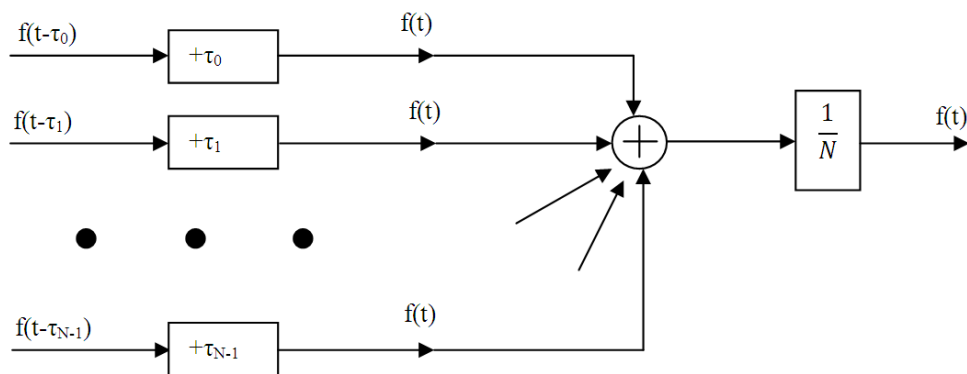


Fig.1.3. Beamformer convențional

Principalele criterii de clasificare a sistemelor de antene sunt [NIZ,89]:

- a) după tipul de semnal procesat: sisteme de antene cu procesare analogică, respectiv sisteme de antene cu procesare digitală
- b) după semnalul utilizat de procesor:
 - sisteme de antene cu prelucrarea semnalului de la ieșirea sistemului
 - sisteme de antene cu prelucrarea diferenței dintre semnalul de la ieșirea sistemului și un semnal de referință

- c) după tipul de informație pe care îl prelucrează:
- semnalul recepționat de către sistemul de antene este cunoscut;
 - semnalul recepționat de către sistemul de antene este necunoscut, dar se cunoaște direcția de sosire a semnalului;
 - semnalul recepționat de către sistemul de antene este necunoscut, nu se cunoaște direcția de sosire a semnalului, dar se cunoaște nivelul puterii semnalului ce urmează a fi recepționat;
 - semnalul recepționat de către sistemul de antene este necunoscut, nu se cunoaște direcția de sosire a semnalului, dar se cunoaște polarizarea semnalului ce urmează a fi recepționat;
 - sisteme de antene care recepționează/prelucrează semnale despre care nu se cunoaște nimic.
- d) după parametrul optimizat:
- sisteme de antene care minimizează eroarea medie pătratică
 - sisteme de antene care maximizează raportul semnal – zgomot
 - sisteme de antene care minimizează dispersia zgomotului
 - sisteme de antene care maximizează câștigul.
- e) după domeniul în care se realizează prelucrarea: sisteme de antene cu adaptare în domeniul timp, sisteme de antene cu adaptare în domeniul frecvență, sisteme de antene cu adaptare în domeniul razelor.
- f) după banda de frecvențe în care lucrează: sisteme de antene de bandă îngustă, respectiv sisteme de antene de bandă largă.
- g) după tehnica de ponderare a semnalului pe elementele sistemului de antene: sisteme de antene care ponderează semnalul recepționat de către fiecare antenă, respectiv sisteme de antene care ponderează adaptiv o fracțiune din numărul total de semnale recepționate de antene, restul semnalelor fiind ponderate cu o valoare fixă.

1.2 SISTEME LINIARE DE ANTENE SPAȚIATE UNIFORM

Unul dintre sistemele cele mai des utilizat este sistemul liniar de antene în care elementele de antenă sunt poziționate de-a lungul unei axe, distanțate egal sau inegal.

Un astfel de sistem liniar de antene este prezentat în figura 1.4.

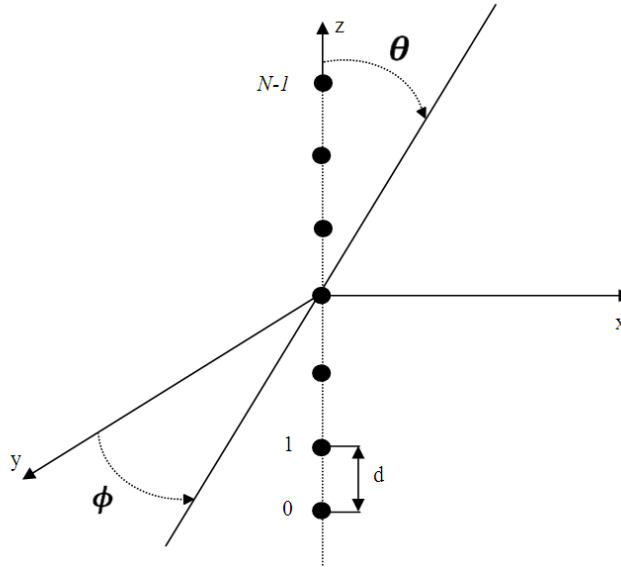


Fig.1.4. Sistem liniar de antene

Cele N elemente sunt dispuse pe axa z la o distanță egală d . Considerăm că sistemul de antene este centrat pe originea sistemului de coordonate.

Ponderile uniforme sunt de forma:

$$w_n = \frac{1}{N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.4)$$

Într-un mediu omogen modelul planar de propagare al fasciculelor este reprezentat astfel [VTR,02]:

$$B_\theta(\theta) = e^{-j\left(\frac{N-1}{2}\right)\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\theta} \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* e^{jn\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\theta}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (1.5)$$

$$B_u(u) = e^{-j\left(\frac{N-1}{2}\right)\frac{2\pi d}{\lambda}u} \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* e^{jn\frac{2\pi d}{\lambda}u}, \quad -1 \leq u \leq 1 \quad (1.6)$$

$$B_\psi(\psi) = e^{-j\left(\frac{N-1}{2}\right)\psi} \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* e^{jn\psi}, \quad -\frac{2\pi d}{\lambda} \leq \psi \leq \frac{2\pi d}{\lambda} \quad (1.7)$$

unde θ este unghi polar, față de axa z (figura 1.4) al direcției analizate, u se definește prin $u = \cos\theta$ și este cosinusul direcțional raportat la axa z , iar ψ se definește prin ecuația $\psi = \frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta \cdot d$.

Modelul razelor în spațiul u poate fi scris sub forma:

$$B_u(u) = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{\pi N d}{\lambda} u\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} u\right)} \quad (1.8)$$

În cazul sistemelor liniare standard, expresia modelului de raze devine:

$$B_u(u) = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{\pi N u}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi u}{2}\right)} \quad (1.9)$$

Dacă considerăm că toate ponderile sunt reale și simetrice, atunci este mai avantajos să utilizăm poziția elementului n ca și index. Pentru acesta vom utiliza elementul central ca element de referință utilizând transformarea:

$$\tilde{n} = n - \frac{N-1}{2}, \quad n \in \{0, 1, \dots, N-1\} \quad \tilde{n} \in \left\{-\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2}\right\} \quad (1.10)$$

În cazul în care numărul de elemente (N) este impar, ponderile de tip cosinus vor fi:

$$w(\tilde{n}) = \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \cos\left(\frac{\pi\tilde{n}}{N}\right), \quad -\frac{N-1}{2} \leq \tilde{n} \leq \frac{N-1}{2} \quad (1.11)$$

în care termenul $\sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)$ este constant și deci $B_u(\mathbf{0}) = 1$. Scriind funcția cosinus în formă exponențială, relația (1.11) devine:

$$w(\tilde{n}) = \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \left[\frac{e^{j\frac{\pi\tilde{n}}{N}} + e^{-j\frac{\pi\tilde{n}}{N}}}{2} \right] \quad (1.12)$$

Utilizând forma vectorului multiplu al sistemului (rel.1.6), modelul razelor va fi:

$$B_u(\mathbf{u}) = \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \left[\sum_{\tilde{n}=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{j\frac{\pi\tilde{n}}{N}} e^{-j\tilde{n}\pi\mathbf{u}} + \sum_{\tilde{n}=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{-j\frac{\pi\tilde{n}}{N}} e^{-j\tilde{n}\pi\mathbf{u}} \right] \quad (1.13)$$

Relația (1.13) conține doi termeni: primul termen corespunde unui model de raze convențional ce converge spre $\mathbf{u}_s = \frac{1}{N}$, în timp ce al doilea corespunde unui model de raze convențional ce converge spre $\mathbf{u}_s = -\frac{1}{N}$. Prin urmare:

$$B_u(\mathbf{u}) = \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \left[\frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(\mathbf{u} - \frac{1}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(\mathbf{u} - \frac{1}{N}\right)\right)} + \frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(\mathbf{u} + \frac{1}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(\mathbf{u} + \frac{1}{N}\right)\right)} \right] \quad (1.14)$$

În scopul obținerii unei performanțe cât mai bune, din punct de vedere al prelucrării și pentru a utiliza atât caracteristicile ponderării liniare cât și cele ale ponderării cosinusoidale, vom utiliza pentru ponderare o combinație a celor două tipuri de ponderare:

$$w(\tilde{n}) = c(p) \left[p + (1-p) \cos\left(\pi \frac{\tilde{n}}{N}\right) \right], \quad \tilde{n} = -\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2} \quad (1.15)$$

unde $c(p) = \frac{p}{N} + \frac{1-p}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)$ este o constantă și deci $B_u(\mathbf{0}) = 1$. Pe măsură ce p descrește, înălțimea primului lob descrește, iar lățimea lobului principal crește.

Ponderarea cosinusoidală se poate realiza și cu ajutorul funcțiilor cosinus de ordin superior, $\cos^m\left(\frac{\pi\tilde{n}}{N}\right)$ caz în care ponderile sistemului vor fi:

$$w_m(\tilde{n}) = \begin{cases} c_2 \cos^2\left(\frac{\pi\tilde{n}}{N}\right), & m = 2 \\ c_3 \cos^3\left(\frac{\pi\tilde{n}}{N}\right), & m = 3 \\ c_4 \cos^4\left(\frac{\pi\tilde{n}}{N}\right), & m = 4 \end{cases} \quad (1.16)$$

unde c_2, c_3 și c_4 sunt constante normalizate. Ponderarea cu ajutorul funcției \cos^2 mai poartă și numele de ponderare Hann. Dacă ordinul funcției cosinus crește, atunci lobul principal devine mai accentuat decât lobi secundari.

Pentru ordinul 2 putem scrie:

$$w(\tilde{n}) = c_2(p) \left[p + (1-p) \cos^2 \left(\frac{\pi \tilde{n}}{N} \right) \right] = \frac{c_2(p)}{2} \left[(1+p) + (1-p) \cos^2 \left(\frac{2\pi \tilde{n}}{N} \right) \right] \quad (1.17)$$

unde $c_2(p)$ este o constantă normalizată.

Ponderarea Hamming exploatează caracteristicile modelului dreptunghiular și modelul cosinus pătrat pentru a plasa un nul atunci când primul lob secundar atinge valoarea maximă. Funcția de ponderare are expresia:

$$w(\tilde{n}) = g_0 + g_1 \cos \left(\frac{2\pi \tilde{n}}{N} \right), \quad \tilde{n} = -\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2} \quad (1.18)$$

Coefficienții g_0 și g_1 sunt aleși astfel încât să existe un nul la $u = \frac{3}{N}$. În acest caz pentru funcția de ponderare obținem :

$$w(\tilde{n}) = 0,54 + 0,46 \cos \left(\frac{2\pi \tilde{n}}{N} \right) \quad (1.19)$$

Acesta corespunde unei valori $p=0,08$ în relația (1.17).

Caracteristica unei reprezintă o sumă de trei modele convenționale:

$$B_u(u) = 0,54 \frac{\sin\left(\frac{N\pi u}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi u}{2}\right)} + 0,23 \left[\frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(u-\frac{2}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(u-\frac{2}{N}\right)\right)} + \frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(u+\frac{2}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(u+\frac{2}{N}\right)\right)} \right] \quad (1.20)$$

Ponderarea Blackman - Harris reprezintă o simplă extindere ce dezvoltă nuluri atunci când primii doi lobi secundari ating valoarea maximă. Funcția de ponderare are expresia:

$$w(\tilde{n}) = 0,42 + 0,5 \cos \left(\frac{2\pi \tilde{n}}{N} \right) + 0,08 \cos \left(\frac{4\pi \tilde{n}}{N} \right), \quad \tilde{n} = -\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2} \quad (1.21)$$

În acest caz modelul razei reprezintă o sumă de modele convenționale:

$$B_u(u) = 0,42 \frac{\sin\left(\frac{N\pi u}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi u}{2}\right)} + 0,25 \left[\frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(u-\frac{2}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(u-\frac{2}{N}\right)\right)} + \frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(u+\frac{2}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(u+\frac{2}{N}\right)\right)} \right] + 0,04 \left[\frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(u-\frac{4}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(u-\frac{4}{N}\right)\right)} + \frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(u+\frac{4}{N}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(u+\frac{4}{N}\right)\right)} \right] \quad (1.22)$$

Pentru sistemele liniare uniform spațiate modelul razei poate fi reprezentat în termenii unui șir polinomial. Caracteristica unei se scrie în spațiul ψ astfel:

$$B_\psi(\psi) = e^{-j\left(\frac{N-1}{2}\right)\psi} \left(\sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-jn\psi} \right)^* \quad (1.23)$$

Definind $z = e^{j\psi}$, putem scrie expresia (1.23) sub forma unei transformate Z:

$$B_z(z) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n z^{-n} \quad (1.24)$$

în care variabila reală ψ este înlocuită cu o variabilă complexă z de modul unitar. În aceste condiții, variabila ψ reprezintă faza variabilei complexe z așa cum se vede în figura (1.5):

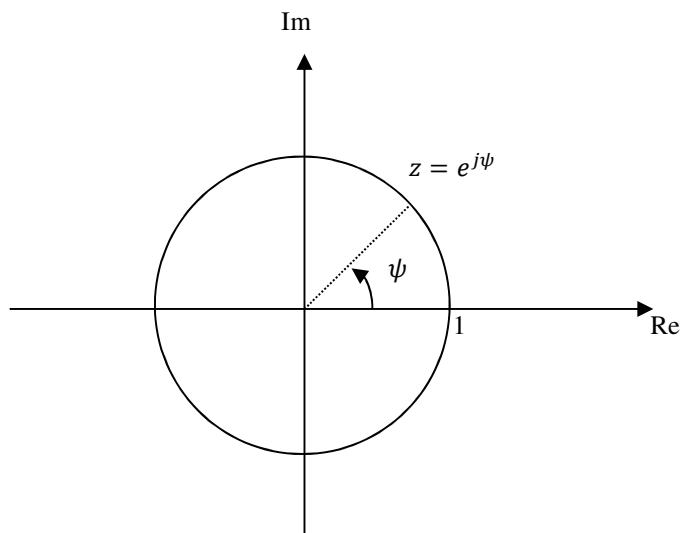


Fig.1.5. Reprezentarea în planul complex a variabilei z

Ținând cont de cele de mai sus, caracteristica unei poate fi scrisă sub forma:

$$B_{\psi}(\psi) = z^{-\frac{N-1}{2}} B_z^*(z), \quad z = e^{j\psi} \quad (1.25)$$

În cazul în care ponderile sunt simetrice, pentru un număr impar de elemente, se poate scrie:

$$w(n) = w(N-1-n), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1.26)$$

Datorită simetriei putem defini:

$$M = \frac{N-1}{2} \quad (1.26')$$

și deci:

$$B_z(z) = z^{-M} \{w(M) + w(M-1)[z + z^{-1}] + w(M-2)[z^2 + z^{-2}] + \dots + w(0)[z^M + z^{-M}]\} \quad (1.27)$$

Înlocuind $z = e^{j\psi}$ vom obține:

$$B_z(e^{j\psi}) = e^{-jM\psi} \{w(M) + 2w(M-1)\cos\psi + 2w(M-2)\cos 2\psi + \dots + w(0)\cos M\psi\} \quad (1.28)$$

și modelul definit de relația (1.25) devine:

$$B_{\psi}(\psi) = w(M) + 2 \sum_{m=1}^{M-1} w(m) \cos(M-m)\psi \quad (1.29)$$

Pentru un sistem liniar în planul u modelul de fascicul poate fi scris:

$$B_u(u) = \frac{\sin \alpha u}{\alpha u} \quad (1.30)$$

unde $\alpha = \frac{\pi L}{\lambda}$. Modelul în vecinătatea unui nul, u_n , are reprezentarea grafică din figura 1.6:

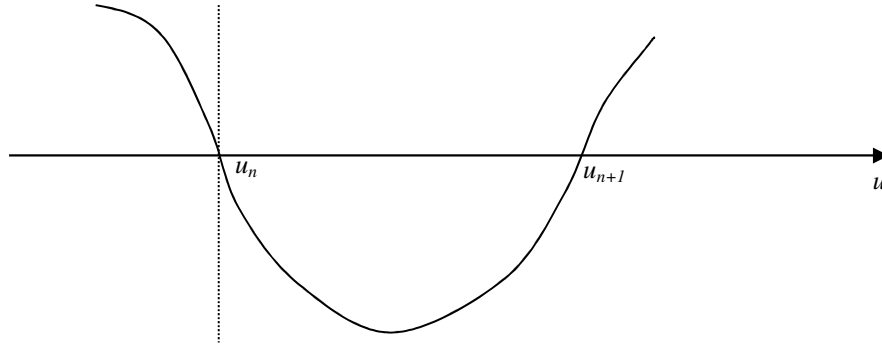


Fig.1.6. Exemplu de undă în vecinătatea unui nul

Dacă introducem definiția $u_0 = u - u_n$ și considerăm că $u_n \gg \frac{\lambda}{L}$, expresia modelului de raze devine:

$$B_{u_0}(u_0) = B_u(u_0 + u_n) = \frac{\sin \alpha(u_0 + u_n)}{\alpha(u_0 + u_n)} = \frac{\sin \alpha u_0 \cos \alpha u_n + \cos \alpha u_0 \sin \alpha u_n}{\alpha(u_0 + u_n)} \quad (1.31)$$

Deoarece $\sin \alpha u_n = 0$ și $\cos \alpha u_n = \pm 1$, rezultă că:

$$B_{u_0}(u_0) = \pm \frac{\sin \alpha u_0}{\alpha(u_0 + u_n)} \quad (1.32)$$

Întrucât pentru $\alpha u_0 \rightarrow 0$, $\sin \alpha u_0 \cong \alpha u_0$, iar $u_0 \ll u_n$, ecuația (1.31) devine:

$$B_{u_0}(u_0) \cong \pm \frac{u_0}{u_n} \quad (1.33)$$

Prin urmare, modelul este liniar în regiunea trecerii prin nul.

În concluzie prezența unui singur nul conduce la apariția unui nul pronunțat. Dacă dorim eliminarea efectului unei perturbații, este necesară localizarea exactă a sursei ce produce perturbația precum și frecvența acesteia. În acest caz, pentru localizare, se poate utiliza un nul dublu, caz în care modelul este caracterizat de un nul extins.

1.3 SISTEME LINIARE DE ANTENE SPAȚIATE NEUNIFORM

Pentru reducerea costurilor și a complexității, sistemul liniar poate fi realizat printr-o amplasare neuniformă a elementelor. Acest lucru conduce la apariția unor sisteme caracterizate printr-o concentrare a elementelor pe un anumit segment de linie și respectiv o densitate mai scăzută pe alt segment de linie. Disponerea acestor elemente pe linie se realizează într-o manieră aleatorie, în funcție de aplicația în care sunt utilizate. Un exemplu de aplicație îl constituie sistemul de elemente atașat unui vapor în vederea localizării submarinelor.

Un exemplu de sistem liniar spațiat neuniform este cel din în figura 1.7:

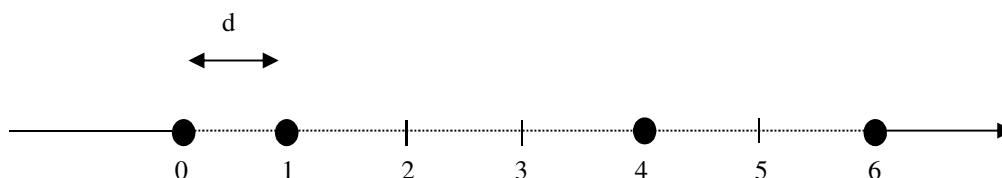


Fig.1.7. Sistem liniar spațiat neuniform

Sistemul se caracterizează prin faptul că este realizat din doar 4 elemente dispuse în mod aleatoriu, care corespund unui sistem liniar uniform spațiat constituit din 7 elemente. Tabelul 1.1. conține poziția senzorilor precum și distanța dintre aceștia.

Locația senzorilor	Distanța dintre senzori
0-1	d
1-4	3d
4-6	2d

Tab1.1. Poziția senzorilor precum și distanța dintre senzorii

Prin utilizarea ponderării neuniforme putem îmbunătăți comportamentul în ceea ce privește caracteristica lobilor secundari.

1.4 SISTEME PLANARE DE ANTENE

Sistemele planare de antene sunt sisteme de antene constituite din elemente dispuse într-un plan. Organizarea spațială a elementelor sistemelor poate fi făcută în mai multe moduri, așa cum se observă în figura 1.8:

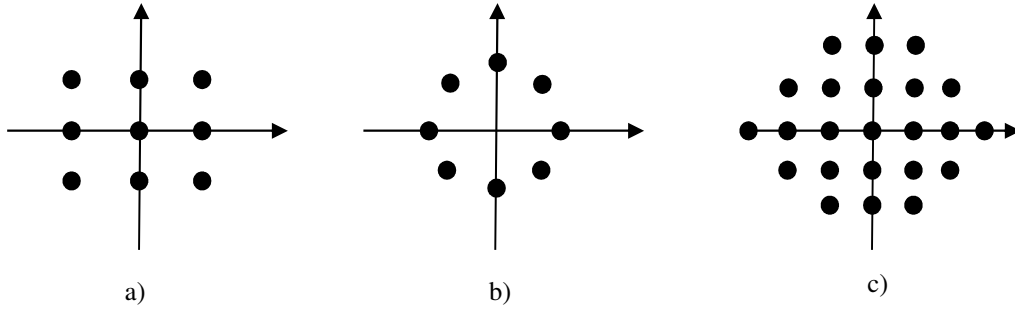


Fig.1.8. Modele de sisteme de antene planare: a) rectangular; b) circular; c) hexagonal

Pentru un sistem rectangular uniform, funcția ponderării poate fi scrisă sub forma:

$$B(\psi_x, \psi_y) = e^{-j\left(\frac{N-1}{2}\psi_x + \frac{M-1}{2}\psi_y\right)} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{nm}^* e^{j(n\psi_x + m\psi_y)} \quad (1.34)$$

unde:

$$\begin{aligned} \psi_x &= \frac{2\pi}{\lambda} d_x \sin\theta \cos\phi \\ \psi_y &= \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin\theta \sin\phi \end{aligned} \quad (1.35)$$

Dacă notăm:

$$\begin{aligned} u_x &= \sin\theta \cos\phi \\ u_y &= \sin\theta \sin\phi \end{aligned} \quad (1.36)$$

Pentru $d_x = d_y = \frac{\lambda}{2}$, expresiile (1.35) devin:

$$\begin{aligned} \psi_x &= \pi u_x \\ \psi_y &= \pi u_y \end{aligned} \quad (1.37)$$

Pentru cazul special în care ponderile pot fi separate, $w_{nm} = w_n * w_m$, modelul fasciculelor se obține ca un produs între doi factori de sistem individuali:

$$B(\psi_x, \psi_y) = B(\psi_x)B(\psi_y) \quad (1.38)$$

Dacă ponderarea este uniformă în ambele direcții, atunci:

$$B(\psi_x, \psi_y) = \left[\frac{1 \sin\left(\frac{N}{2}\psi_x\right)}{N \sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right] \left[\frac{1 \sin\left(\frac{M}{2}\psi_y\right)}{M \sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right] \quad (1.39)$$

Un sistem circular este constituit din N elemente dispuse pe un cerc de rază R , ca în figura 1.9. [LIL, 96]

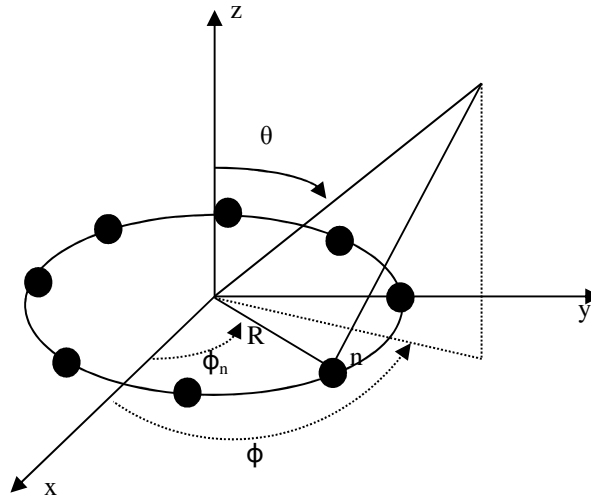


Fig.1.9. Sistem circular

Fiecare element este ponderat cu ajutorul unei ponderi complexe, w_n , $n=0,1,\dots, N-1$. Elementele sunt uniform distribuite pe cercul de rază R , iar unghiul azimut corespunzător elementului al n -lea (figura 1.9) este determinat cu ajutorul relației:

$$\phi_n = \frac{2n\pi}{N} \quad (1.40)$$

Dacă unda plană sosește dintr-o direcție determinată de unghiurile $[\theta, \phi]$, atunci faza relativă față de elementul al n -lea, care respectă centrul șirului, este dată de relația:

$$\beta_n = -nR \cos(\phi - \phi_n) \sin\theta \quad (1.41)$$

Modelul fasciculelor poate fi determinat cu ajutorul relației:

$$B(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} w(\phi_1) e^{jk_0 R \sin\theta [\cos(\phi - \phi_1)]} R d\phi_1 \quad (1.42)$$

unde $k_0 = |k| = \frac{2\pi}{\lambda}$ reprezintă numărul de undă.

Funcția pondere este periodică în raport cu ϕ și are expresia:

$$w(\phi) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} w'_m e^{jm\phi} \quad (1.43)$$

unde :

$$w'_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} w(\phi) e^{-jm\phi} d\phi \quad (1.44)$$

Una dintre caracteristicile principale ale sistemului circular constă în prezența lobilor secundari de nivel ridicat în modelul de undă asociat.

O altă configurație de sisteme planare o reprezintă sistemul sub formă de hexagon, elementele acestui sistem fiind așezate sub forma unei grile triunghiulare, cu spațiere uniformă. În acest caz, determinarea modelului de raze nu se realizează atât de simplu ca și în cazul sistemelor planare rectangulare, însă o modalitate de determinare ar fi ca un astfel de sistem de antene să fie tratat ca și un sistem având un element central și un număr de $M \times 6$ elemente dispus pe cercuri de raze diferite.

1.5 SISTEME DE ANTENE NON-PLANARE

O clasă importantă de aplicații pentru sisteme de antene necesită conformarea lor la anumite suprafețe non-planare. Sistemele de antene modelate pe suprafețe non-planare pot fi împărțite în funcție de suprafețele definite în figura 1.10:

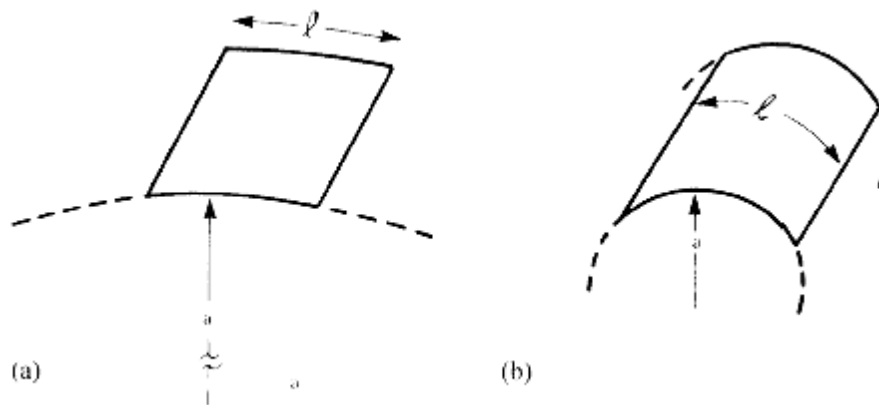


Fig.1.10. Dimensiuni de apertură a) dimensiunea aperturii este mult mai mică decât raza curburii; b) dimensiunea aperturii este comparabilă cu raza curburii

Denumirea generică a acestor tipuri de sisteme de antene, este de sisteme de antene adaptive.

Dacă dimensiunile sistemului de antene sunt mici în comparație cu raza curburii (figura 1.10 (a)), sistemul de antene este considerat a fi planar local, cu elemente de sistem de antene planare în concordanță cu geometria suprafeței curbate.

Dacă dimensiunile sistemului de antene sunt mai mari în comparație cu raza curburii (figura 1.10 (b)), sistemul de antene poate fi folosit pentru scanarea unui sector mai întins dacă iluminările sunt comutate în jur pe suprafață [MAI,05]. Aceste tipuri de sisteme de antene sunt mai complexe decât cele menționate anterior sau decât sistemele de antene planare. Astfel analiza și sinteza lor va fi diferită față de cazul sistemelor de antene planare și mai complicată, pentru că elementele nu sunt

în același plan și distanța între ele nu este întotdeauna egală. De asemenea este necesară luarea de măsuri în vederea reducerii lobilor laterali, ceea ce conduce la creșterea complexității. O altă problemă ce poate apărea este polarizarea radiației elementelor, ce nu poate fi ușor de realizat întrucât elementele nu sunt amplasate în același plan. În această situație poate rezulta o polarizare încrucișată. Un alt factor ce poate conduce la creșterea puterii în lobi secundari o reprezintă amplasarea elementelor pe suprafețe profilate, caz în care pot să apară distorsiuni și scăderea performanțelor în exploatare.

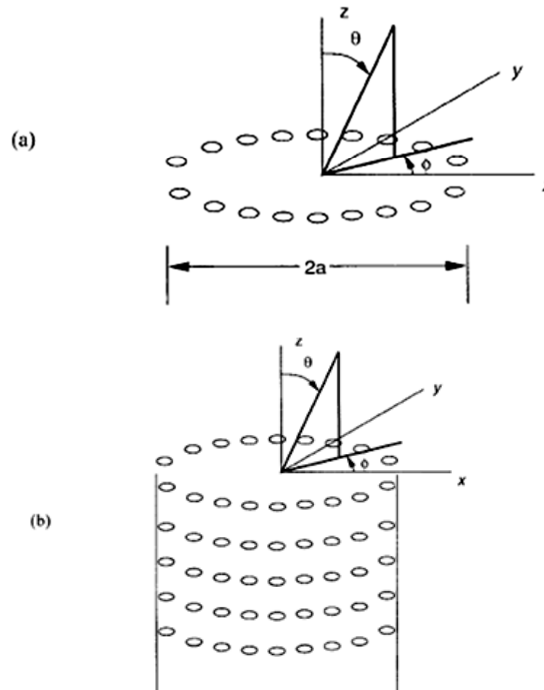
Metode de analiză pentru sistemele de antene adaptive

Analiza antenelor și a sistemelor de antene adaptive se face prin diverse metode, dependente de dimensiunile antenei sau a sistemului de antene.

Pentru acest caz s-au dovedit a fi utile metodele hibride – cum ar fi Metoda de Moment Hibridă/Funcția Green, Metoda de Moment-UTD (Uniform geometrical Theory of Diffraction), Metoda de Moment-GTD (Geometrical Theory of Diffraction) - și nu metodele numerice (Metoda de Moment, Elemente Finite, etc).

În cazul acestor analize trebuie să se țină cont și de interacțiunea între elemente, interacțiune ce trebuie luată în considerare la determinarea soluției finale.

Sistemele de antene cilindrice și circulare oferă avantajul simetriei în azimut fiind ideale pentru acoperire la 360° [MAI,05]. Cazul în care se dorește acoperirea unei zone circulare:



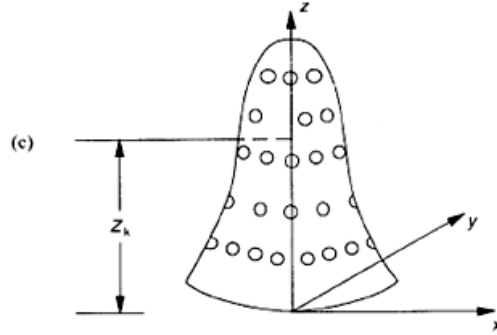


Fig.1.11. Sisteme de antene circulare și cilindrice

Figura 1.11 prezintă principalele tipuri de antene circulare și cilindrice.

În figura 1.11 (a) este prezentată o construcție ce conține un grup de elemente dispuse circular. Caracteristica sistemului circular de rază a cu N elemente plasate în locații definite prin $\phi' = n\Delta\phi$ și

$$r_n = R_0 - a \sin\theta \cos(\phi - n\Delta\phi) \quad (1.45)$$

Este:

$$B(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n f_n(\theta, \phi) e^{+jka \sin\theta \cos(\phi - n\Delta\phi)} \quad (1.46)$$

În această expresie caracteristica elementelor este exprimată ca o mărime scalară, însă în cazul general aceasta este un vector. Datorită simetriei, caracteristica elementului sistemului poate fi scrisă ca:

$$f_n(\theta, \phi) = f(\theta, \phi - n\Delta\phi) \quad (1.47)$$

Pentru a obține un fascicul în fază și direcționat la un unghi (θ_0, ϕ_0) vom considera

$$I_n f_n(\theta_0, \phi_0) = |I_n f_n(\theta_0, \phi_0)| e^{-jka \sin(\theta_0) \cos(\phi_0 - n\Delta\phi)} \quad (1.48)$$

Valoarea lui I_n se alege constantă în fiecare caz în care radiația este apropiată de funcția f .

Sistemele de antene circulare sunt importante, pentru că stau la baza sistemelor de antene cilindrice, precum cel din figura 1.11 (b). Pentru un sistem de antene cu simetrie circulară generalizat (figura 1.11 (c)) caracteristica câmpului depărtat pentru cel de-al k -lea sistem circular, poate fi scrisă utilizând raza locală a_k și vectorul de poziție \mathbf{r}' astfel [VTR,02]:

$$\mathbf{r}'_{nk} = \hat{x}x_{nk} + \hat{y}y_{nk} + \hat{z}z_{nk} \quad (1.49)$$

unde

$$x_{nk} = a_k \cos \phi_{nk}$$

$$y_{nk} = a_k \sin \phi_{nk} \quad (1.50)$$

Iar vectorul poziție în spațiu pentru un unghi (θ, ϕ)

$$\hat{p} = \hat{x}u + \hat{y}v + \hat{z} \cos \phi \quad (1.51)$$

De unde se poate obține

$$\begin{aligned} r'_{nk} \cdot \hat{p} &= a_k \cos \phi_{nk} \sin \theta \cos \phi + a_k \sin \phi_{nk} \sin \theta \sin \phi + z_k \cos \phi = \\ &= a_k \sin \theta \cos(\phi - \phi_{nk}) + z_k \cos \phi \end{aligned} \quad (1.52)$$

Ținând cont de aceasta rezultă ecuația câmpului buclei cu numărul k cu N_k elemente localizate în unghiuri egale la $\phi_{nk} = n\Delta\phi_k$

$$B_k(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N_k-1} I_{nk} f_{nk}(\theta, \phi) e^{+jk|a_k \sin \theta \cos(\phi - \phi_{nk}) + z_k \cos \phi|} \quad (1.53)$$

În cazul sistemului de antene cilindric (figura 1.11 (b)), câmpul este dat de relația:

$$B(\theta, \phi) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \sum_{m=1}^M w_{nm}^* e^{-jk^T p_{nm}}; \quad N \text{ impar} \quad (1.54)$$

Relația poate fi scrisă sub forma

$$B(\theta, \phi) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{jk_0 z_n \cos \theta} \left\{ \sum_{m=1}^M w_{nm}^* e^{jk_0 R \sin \theta \cos(\phi - \phi_1)} \right\} \quad (1.55)$$

Suma din paranteză reprezintă caracteristica pentru al n -lea sistem circular de antene care este de fapt un element al unui sistem liniar de antene

$$B_{cir,n}(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M w_{nm}^* e^{jk_0 R \sin \theta \cos(\phi - \phi_1)} = w_n^* \quad (1.56)$$

Daci se poate separa w_{nm}^* în forma

$$w_{nm}^* = w_n^* w_m^* \quad (1.57)$$

caz în care (1.53) devine

$$B(\theta, \phi) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n^* e^{jk_0 z_n \cos \theta} B_{cir}(\theta, \phi) = B_{lin}(\theta, \phi) B_{cir}(\theta, \phi) \quad (1.58)$$

Astfel caracteristica unei pentru un sistem de antene cilindric poate fi redusă la o combinație între caracteristicile sistemului liniar de antene și cel circular.

1.6 SISTEME DE ANTENE FAZATE

Sistemele de antene fazate reprezintă o grupare de antene, în care fazele relative ale semnalelor ce alimentează elementele sistemului se schimbă în așa fel încât caracteristica radiației efective a sistemului de antene este întărită într-o direcție dorită și suprimată în alte direcții ce nu reprezintă interes.

Acest tip de sistem de antene este utilizat în special în:

- sisteme de comunicații mobile terestre

- sisteme de comunicații stratosferice
- sisteme de comunicații prin sateliți

Sistemele de antene fazate au la bază sistemele de antene lineare și planare, identificându-se sisteme de antene fazate liniare și sisteme de antene fazate planare.

1.6.1 SISTEME DE ANTENE FAZATE LINEARE

Schema bloc a unui sistem fazat cu K elemente este prezentată în figura 1.12 [VIS,05]

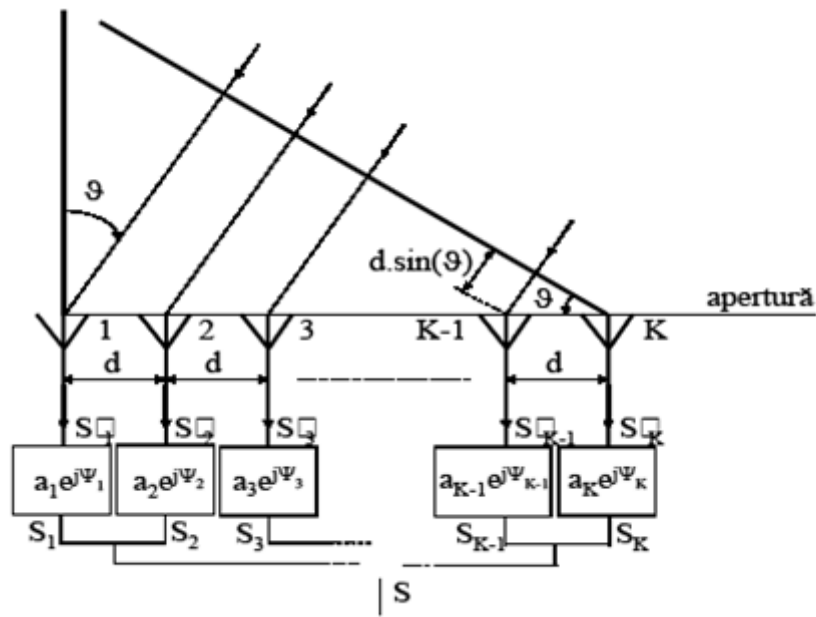


Fig.1.12. Sisteme liniare de antene fazate

Funcția de transfer este dată de relația

$$H_i(\vartheta) = \frac{S_i(\vartheta)}{S_i} = a_i e^{j\psi_i} \quad (1.59)$$

În consecință caracteristica de radiație a acestui sistem este:

$$S(\vartheta) = \sum_{i=1}^K S_i(\vartheta) = S_e(\vartheta) \sum_{i=1}^K a_i e^{j[k_0(K-i)d\sin(\vartheta) + \psi_i]} \quad (1.60)$$

Dacă considerăm că distribuția de amplitudini este uniformă, adică $a_i = 1$ pentru $i = 1, 2, \dots, K$ atunci factorul de antenă este,

$$S_a(\vartheta) = \sum_{i=1}^K e^{j[k_0(K-i)d\sin(\vartheta) + \psi_i]} \quad (1.61)$$

În condiția în care

$$\psi_i = -k_0(K - i)d\sin(\vartheta_0) \quad i = 1, 2, \dots, K \quad -90^\circ \leq \vartheta_0 \leq 90^\circ \quad (1.62)$$

Factorul de antenă poate fi rescris sub forma

$$S_a(\vartheta) = \sum_{i=1}^K e^{jk_0(K-i)d[\sin(\vartheta) - \sin(\vartheta_0)]} \quad (1.63)$$

Valoarea maximă fiind obținută atunci când:

$$\sin(\vartheta) - \sin(\vartheta_0) = 0 \quad (1.64)$$

1.6.2 SISTEME DE ANTENE FAZATE PLANARE

În figura 1.13 [VIS,05] este prezentat un sistem de antene fazat planar cu $K \times L$ elemente poziționate într-o rețea rectangulară într-un sistem Cartezian de coordonate:

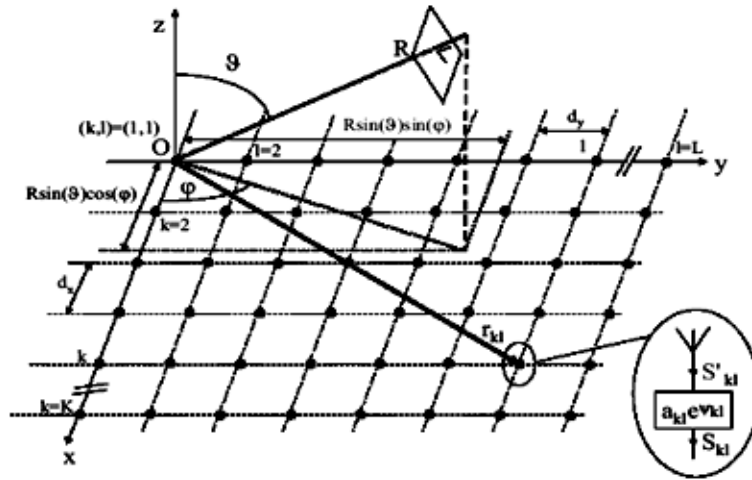


Fig.1.13. Sistem planar de antene fazate

Dacă

$$\psi_{kl} = -k_0(k - 1)d_x \sin(\vartheta_0) \cos(\varphi_0) - k_0(l - 1)d_y \sin(\vartheta_0) \sin(\varphi_0) \quad (1.65)$$

Atunci factorul sistemului de antena este:

$$S_a(\vartheta, \varphi) = \sum_{k=1}^K e^{jk_0(k-1)d_x[\sin(\vartheta)\cos(\varphi) - \sin(\vartheta_0)\cos(\varphi_0)]} e^{jk_0(l-1)d_y[\sin(\vartheta)\sin(\varphi) - \sin(\vartheta_0)\sin(\varphi_0)]} \quad (1.66)$$

Sistemele de antene fazate planare sunt cel mai des întâlnite în sistemele radar precum și în sistemele de comunicații optice (ca și separator de lungime de undă).

1.7 ERORILE SISTEMELOR DE ANTENE

1.7.1 INTRODUCERE

O mare parte din erorile sistemelor de antene sunt generate de imperfecțiunile elementelor precum și de amplasarea acestora în cadrul rețelei. Astfel un sistem proiectat pentru obținerea unei caracteristici de directivitate cu lobi secundari reduși poate avea ca rezultat al erorilor, lobi secundari mari [MAI,05].

În cele ce urmează se vor analiza aceste tipuri de erori.

Nivelul ridicat al lobilor laterali și scăderea directivității din cauza erorilor aleatorii a sistemelor de antene a fost subiectul mai multor articole. În cele ce urmează vom analiza comportamentul unui sistem de antene cu o eroare de amplitudine δ_n și o eroare de fază Φ_n pentru elementul n .

Eroarea de amplitudine δ_n se identifica cu eroarea ce apare la componenta n de forma $(1 + \delta_n)A_n$, unde A_n este amplitudine corectă. Eroarea de fază este definită prin eroarea față de faza corectă a fascicolului fiind considerată ca eroare multiplicativă de tipul $\exp(j\Phi_n)$. Adicional, sistemul de antene are componente total nefuncționale de-a lungul sistemului. Acestea sunt plasate astfel încât, dacă probabilitatea ca elementul n să fie funcțional (exceptând erorile apriori menționate) este P , atunci probabilitatea ca acel element să nu fie funcțională este $(1-P)$.

Astfel incluzând erorile de fază și de amplitudine menționate anterior vom obține pentru factorul de sistem următoarea expresie:

$$F(\theta, \phi) = \sum p(n) A_n (1 + \delta_n) \exp[jk(\hat{p} \cdot r - \hat{p}_0 \cdot r_n)] \exp(j\Phi_n) \quad (1.67)$$

unde

$$\begin{aligned} \hat{p} &= \hat{x}u + \hat{y}v + \hat{z}\cos\theta \\ \hat{p}_0 &= \hat{x}u_0 + \hat{y}v_0 + \hat{z}\cos\theta_0 \end{aligned} \quad (1.68)$$

iar

$$\begin{aligned} r &= \hat{x}x + \hat{y}y + \hat{z}z \\ r_n &= \hat{x}x_n + \hat{y}y_n \end{aligned} \quad (1.69)$$

În această reprezentare, factorul $p(n)$ ține cont de componentele nefuncționale având valoarea 1 , $p(n)=1$, pentru probabilitatea P , și 0 , $p(n)=0$, pentru probabilitatea $(1-P)$.

Bazându-se pe această reprezentare, Skolnik, a presupus eroarea Φ_n ca fiind descrisă printr-o funcție de densitate de probabilitate Gaussiană. Pornind de la acest lucru, el demonstrează că puterea medie este de forma

$$|\overline{F(\theta, \phi)}|^2 = P^2 \exp(-\overline{\Phi^2}) |F_0(\theta, \phi)|^2 + [(1 + \overline{\delta^2})P - P^2 \exp(-\overline{\Phi^2})] \sum A_n^2 \quad (1.70)$$

Această expresia arată că efectul unor erori aleatorii are ca rezultat o expresie a radiației egală cu expresia radiației ideale redusă de către factorii componentelor nefuncționale și a erorilor de fază.

Expresia 1.70 se normalizează la un maxim

$$P^2 \exp(-\overline{\Phi^2}) |F_0(\theta, \phi)|_{max} \quad (1.71)$$

Ceea ce ne conduce la:

$$|\overline{F_N(\theta, \phi)}|^2 = |\overline{F_{on}(\theta, \phi)}|^2 + [(1 - P) + \overline{\Phi^2} + \overline{\delta^2}] \frac{1}{Pg_A} \quad (1.72)$$

unde g_A este directivitatea expresiei ideale și se definește prin

$$g_A = \frac{(\sum A_n)^2}{\sum A_n^2} = N_{\epsilon T} \quad (1.73)$$

Sub această formă, nivelul normalizat al lobilor laterali și marja de eroare sunt date de către expresiile:

$$\overline{\sigma^2} = \frac{\overline{\epsilon^2}}{Pg_A} \quad (1.74)$$

$$\overline{\epsilon^2} = [(1 - P) + \overline{\Phi^2} + \overline{\delta^2}] \quad (1.75)$$

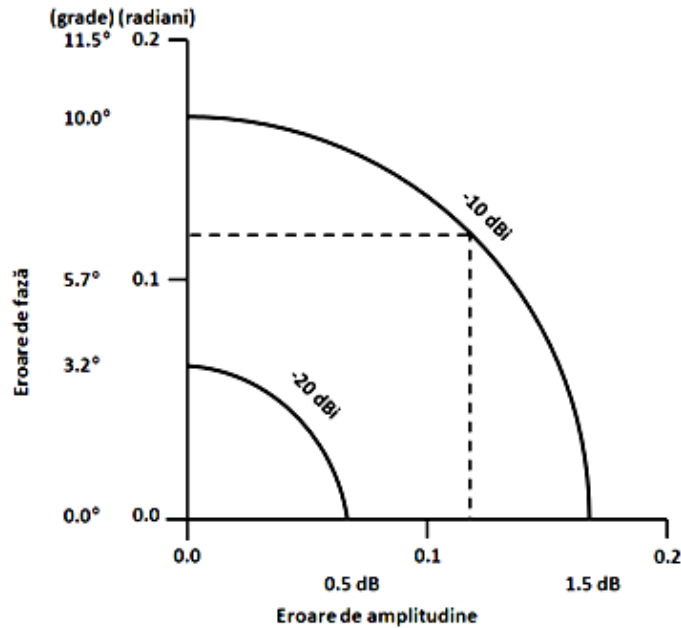


Fig.1.14. Nivelul mediu al lobilor laterali pentru un sistem de antene cu erori de fază și amplitudine

Nivelul mediu al lobilor laterali se mai numește și nivelul rezidual al lobilor laterali. Directivitatea ideală, D_A , se obține prin înmulțirea valorii g_A cu directivitatea caracteristicii componentelor, g_e :

$$D_A = g_e g_A \quad (1.76)$$

Știind ca g_e la sistemele de antene bidimensionale este egal cu n , multiplicând D_A cu nivelul rezidual al lobilor laterali se obține normalizarea acelui nivel la nivelul radiației izotropice [MAI,05].

În figura (1.14.) putem urmări pe verticală nivelul erorilor de fază (grade și radiani), iar pe orizontală nivelul erorilor de amplitudine, valori fără prezența componentelor nefuncționale ($P=1$). În acest caz relația între nivelul lobilor laterali și nivelul izotropic este

$$\overline{\sigma}_l^2 = \overline{\sigma}^2 D_A = g_e \overline{\epsilon}^2 = g_e (\overline{\Phi}^2 + \overline{\delta}^2) \quad (1.77)$$

Pentru ambele erori (amplitudine și fază) se poate scrie forma în decibeli:

$$\delta_{dB} = 20 \log_{10}(1 + \delta) - 8.86\delta \quad (1.78)$$

$$\Phi_\delta(\text{deg}) = 6.6\delta_{dB} \quad (1.79)$$

1.7.2 DIRECTIVITATEA

Reducerea în directivitate din cauza erorilor reziduale poate fi prezentată astfel

$$\frac{D}{D_0} = \frac{P}{1 + \delta^2 + \Phi^2} \quad (1.80)$$

unde D_0 este directivitatea sistemului de antene fără erori iar D este cea a sistemului de antene cu erori.

1.7.3 EROAREA DE DIRECȚIONARE A FASCICOLULUI (BEAM POINTING)

În ceea ce privește eroarea de direcționare a fascicoului putem folosi următoarea expresie

$$\overline{\Delta}^2 = \overline{\Phi}^2 \frac{\sum I_i^2 x_i^2}{(\sum I_i x_i^2)^2} \quad (1.81)$$

unde I_i este amplitudinea excitației componentei i ; x_i este poziția componentei i ținând cont de spațiul inter-element, d ; Φ^2 este marja erorii de fază. Pentru un sistem de antene cu N elemente cu o amplitudine uniformă ($I_i=1$),

$$\overline{\Delta}^2 = \frac{12}{N^3} \overline{\Phi}^2 \quad (1.82)$$

1.7.4 VALOAREA DE VÂRF A LOBILOR LATERALI

Atunci când este vorba de sisteme de antene este bine să știm care este valoarea maximă a lobilor laterali, în special în ceea ce privește influența erorilor [MAI,05]. Se poate demonstra că la orice unghi, amplitudinea $F(\theta, \phi)$ a caracteristicii câmpului îndepărtat pentru un ansamblu de sisteme de antene este dată de:

$$p(F) = \frac{2F}{\sigma^2} I_0 \frac{2FF_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{F^2+F_0^2}{\sigma^2}\right] \quad (1.83)$$

unde I_0 este funcția Bessel, F_0 este nivelul caracteristicii ideale la un anumit unghi iar F este valoarea caracteristicii ansamblului. În această expresie $p(F)$ reprezintă probabilitatea că la orice unghi intensitatea câmpului va fi între F și $F+$.

În unele cazuri eroarea poate să fie mică, distribuția devenind funcția de probabilitate Gaussiană. Pentru erori mari, expresia (1.83) devine funcția de densitate Rayleigh

$$p(F) = \frac{2F}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{F^2}{\sigma^2}\right] \quad (1.84)$$

Probabilitatea cumulativă este un parametru important ce exprimă probabilitatea că intensitatea F , într-un anumit moment, să aibă o valoare mai mică decât oricare valoare a lui S , sau că intensitatea F va depăși valoarea lui S . Astfel parametrii vor avea forma:

$$\begin{aligned} \text{prob}(F \leq S) &= \int_{F=0}^S p\left(\frac{F}{\sigma}\right) dF \\ \text{prob}(F \geq S) &= \int_S^{\infty} p\left(\frac{F}{\sigma}\right) dF \end{aligned} \quad (1.85)$$

Pentru erori mari, în cazul în care F depășește valoarea lui S , probabilitatea cumulativă se poate determina cu relația

$$p = \text{prob}(F \geq S) \int_S^{\infty} p(F) dF = \exp\left(-\frac{S^2}{\sigma^2}\right) \quad (1.86)$$

Vom considera figura următoare (figura 1.15), prin care vom reda cercetările lui Hsiao. El a arătat existența unui parametru

$$\frac{(\delta^2 + \Phi^2)}{E} \quad (1.87)$$

unde

$$E = \frac{2S_d(\sum A_{mn})^2}{\sum A_{mn}^2} \quad (1.88)$$

Hsiao a arătat că E se poate scrie în funcție de factorul câștig al sistemului de antene:

$$E = 2S_d g_A \quad (1.89)$$

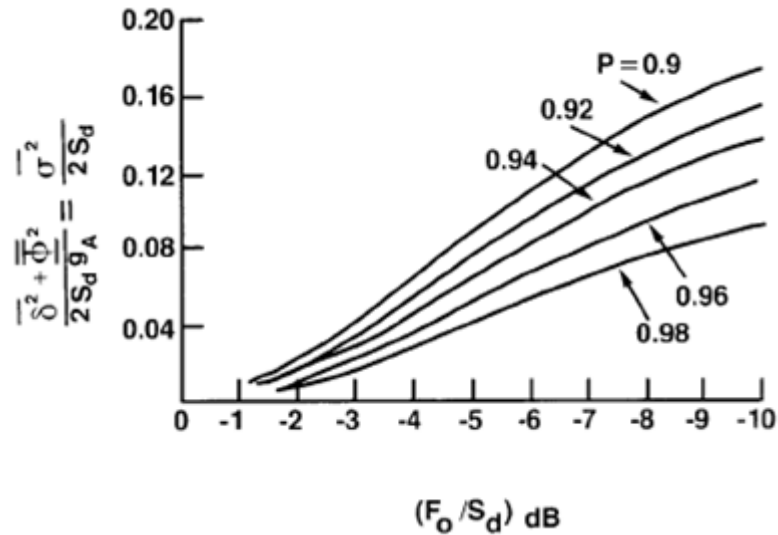


Fig.1.15. Eroarea normalizată a sistemului

Figura 1.15 reprezintă eroarea normalizată a sistemului, sau nivelul rezidual normalizat a lobilor laterali, versus raportul nivel proiectat și obținut al lobilor laterali.

Folosind ecuația (1.74), ordonata figurii 1.15 se poate scrie într-o formă ce exclude nivelul rezidual al lobilor laterali:

$$\frac{(\overline{\delta^2 + \Phi^2})}{E} = \frac{1}{2} \frac{\sigma^2}{S_d} \quad (1.90)$$

Astfel se poate concluziona faptul că în orice punct din spațiu pentru un anumit nivel al lobilor laterali se poate admite o toleranță pentru lobii reziduali prin utilizarea unei valori mai mari a raportului dintre lobul obținut și cel proiectat.

1.8 CONCLUZII

Tehnologiile și sistemele prezentate până acum stau la baza tehnicii de prelucrare a semnalului numit beamforming. Această tehnică a adus multe îmbunătățiri în ceea ce privește tehnologiile actuale folosite în radar, sonar, astronomie sau telecomunicații, avantajele acestora fiind deosebit de importante.

În ceea ce privește telecomunicațiile, antenele adaptive reprezintă o metodă deosebit de eficientă pentru a îmbunătăți performanțele sistemelor de comunicații mobile, prin atenuarea interferențelor și prin dirijarea lobului principal în direcția receptorului, fapt care conduce la creșterea capacității sistemului precum și la creșterea razei de acoperire a unei celule.

Inițial aceste antene au fost introduse pentru sistemele UMTS și WiMAX, ambele sisteme având o puternică dependență față de capacitatea de zgomot și interferență. Antenele se impun în special pentru sistemele de bandă largă care oferă mobilitate, cum este sistemul 802.16e (WiMAX).

Viteza de dirijare a lobului depinde doar de viteza de calcul a procesorului sistemului, la ora actuală putându-se ajunge la dirijarea lobului pentru fiecare mobil din celulă în parte, adică o anumită direcție pentru fiecare semnal transmis.

Comparativ cu antenele uzuale omni-direcționale și sectorizate, sistemele de antene aduc următoarele îmbunătățiri:

- o arie mai mare de acoperire cu semnal
- o mai bună înlăturare a interferenței din canal
- se diminuează interferența datorată propagării pe căi multiple datorită îmbunătățirii direcționalității
- crește gradul de reutilizare al frecvențelor
- o mai bună localizare a utilizatorului pentru situații de urgență
- crește debitul de date și capacitatea întregului sistem
- reduce numărul de întreruperi ale convorbirilor

Sistemele de antene adaptive și sistemele de antene fazate aduc o îmbunătățire a puterii recepționate prin dezvoltarea unui câștig ridicat al semnalului recepționat. Astfel, sistemele de antene fazate utilizează mai multe elemente de antenă care dezvoltă un fascicul de recepție foarte îngust, în timp ce sistemele de antene adaptive plasează un lob principal în direcția de sosire a semnalului recepționat. Prin aceste procedee, sistemele de antene reduc interferența și îmbunătățesc recepția.

CAPITOLUL 2

ALGORITMI DE ESTIMARE

2.1 DIRECȚIA DE SOSIRE

Necesitatea estimării direcției de sosire (DoA), respectiv a frecvenței la sosire, apare în mai multe aplicații, cum ar fi:

- comunicații fără fir
- radar
- astronomie radio
- sonar
- urmărirea de obiecte
- dispozitive de asistență de urgență, salvare
- etc.

În versiunea sa modernă, estimarea DoA este de obicei studiată ca parte a prelucrării semnalului pentru sisteme de antene. O mare parte din activitatea în acest domeniu, în special în perioada de început, s-a concentrat pe constatarea direcției radio, adică estimarea direcției undelor electromagnetice la recepția lor în una sau mai multe antene.

O altă problemă studiată în mod extensiv a fost cea a estimării direcției în cazul sonarului. De fapt cea mai mare parte a tehnicilor de estimare DoA au apărut în aplicații dezvoltate pentru SONAR, ceea ce a însemnat o bandă de frecvență îngustă. O dată cu dezvoltarea sistemelor de prelucrare a devenit posibilă implementarea acestor tehnici și pentru semnalele de bandă largă cum ar fi cele utilizate în sistemele de comunicații și RADAR.

Cu toate că estimarea DoA este, în momentul de față, un domeniu de cercetare ce a ajuns la maturitate, cu o bază teoretică solidă și un număr mare de aplicații practice, este încă un domeniu în evoluție și, totodată, un domeniu foarte activ de cercetare.

În aplicații de inginerie, în cazul în care o undă radio la intrare este detectată și/sau măsurată printr-un sistem de antene, semnale asociate diferitelor puncte în spațiu pot fi prelucrate astfel încât să se poate extrage diferite tipuri de informații, inclusiv direcția lor de sosire (DoA). Algoritmii de estimare a DoA sunt adesea folosiți în comunicațiile fără-fir pentru creșterea capacității rețelei.

2.2 ALGORITMI DE ESTIMARE

Tehnicile de estimare DoA pot fi folosite pentru a proiecta și adapta directivitatea sistemelor de antene. Figura 2.1 prezintă schema bloc a unui sistem de antene de recepție în care este înglobat și un bloc de prelucrare pentru estimarea DoA.

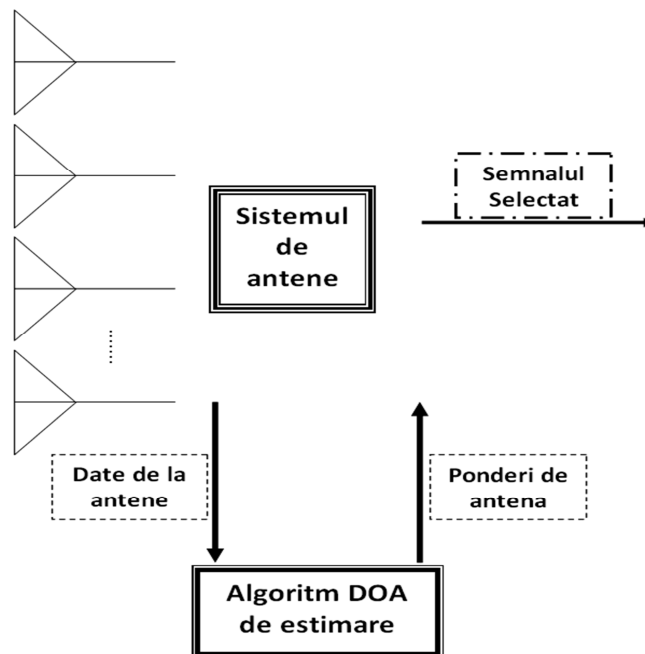


Fig.2.1.Sistem de recepție cu înglobarea estimării DoA

De exemplu, un sistem de antene poate fi proiectat pentru a detecta un număr de semnale la recepție ținând cont doar de semnalele ce sosesc numai din anumite direcții și respingând semnale care sunt declarate ca fiind interferențe.

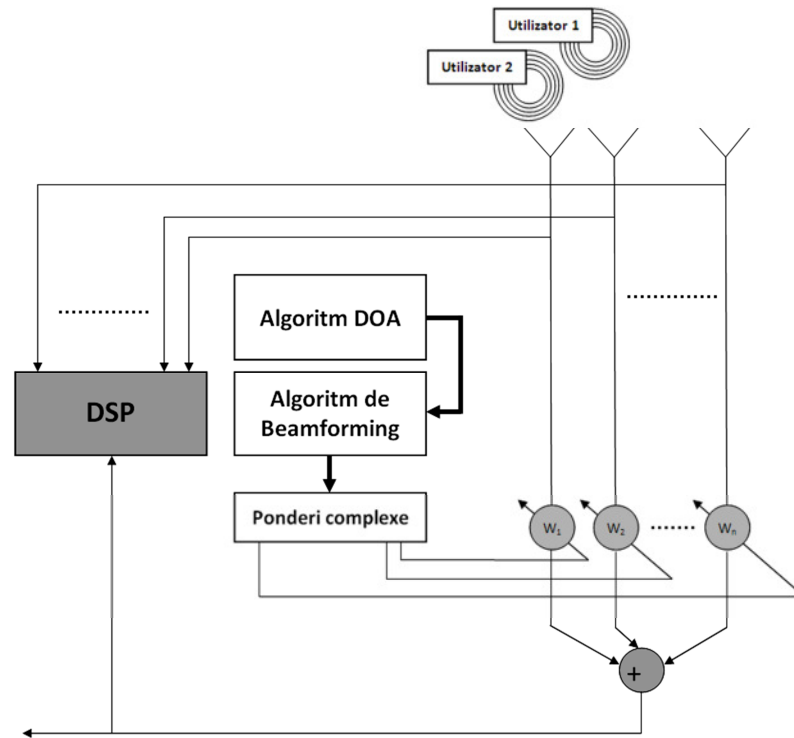


Fig.2.2. Filtrarea semnalelor la recepție.

Această estimare spatio-temporală și capacitatea de filtrare pot fi exploatate pentru multiplexarea utilizatorilor de pe același canal și respingerea interferențelor ce pot apărea din cauza semnalelor de bruiă sau a efectelor de propagare pe căi multiple. În figura 2.2 este prezentată schema de principiu a unui sistem capabil să selecteze un singur utilizator în cazul existenței mai multor utilizatori.

În acest exemplu semnalul ce vine de la Utilizatorul 2 poate fi considerat ca fiind interferență iar semnalul de la Utilizatorul 1 poate fi considerat a fi cel dorit.

Algoritmii DoA pot fi împărțiți, ținând cont de metoda de implementare, în trei categorii de bază:

- metodele clasice
- metodele de subspațiu
- metodele de probabilitatea maximă (PM)

Metodele PM oferă performanțe ridicate, dar prezintă și dezavantajul nevoii mari de resurse de calcul, ceea ce înseamnă că implementarea lor este mai costisitoare. Aceste metode sunt capabile de a identifica DoA și în cazul anumitor semnale compuse. Dintre metodele din această categorie se poate menționa de exemplu algoritmul proiecției alternante pentru estimare DoA de tipul ML (Maximum Likelihood).

Metodele de subspațiu se bazează pe utilizarea subspațiului de semnal la calculul DoA; ele prezintă la fel performanțe ridicate totodată având și avantajul unei eficiențe ridicate de calcul. În această categorie se pot menționa de exemplu algoritmi MUSIC, algoritmi ESPRIT, etc.

Metodele clasice sunt conceptual simple și se bazează pe beamforming; cu toate acestea oferă performanțe scăzute și, totodată, necesită un număr relativ mare de calcule. În această categorie se pot menționa de exemplu metoda „delay-and-sum”, metoda MVDR al lui Capon, etc.

În cele ce urmează vom discuta despre variante din categoria a doua, adică despre metode de subspațiu, și anume despre familia de algoritmi ESPRIT.

2.3 FAMILIA ESPRIT

Algoritmul ESPRIT se bazează pe o analiză de subspațiu fiind folosit pentru localizarea sursei sau estimarea de frecvență. Ideea de bază a acestui algoritm este „divizarea” sistemului de antene (SA) în subsisteme de antene (SSA) echivalente separate de un așa numit deplasament [ROK,89].

În cele ce urmează vom analiza algoritmul ESPRIT în contextul unui SA liniar uniform cu N elemente. Numărul de elemente în SSA se va nota cu N_s . Parametrul d_s deplasament și trebuie înțeles ca fiind distanța între cele două SSA. Parametrul d_s se exprimă în unități de distanță între elementele SA iar în cele ce urmează vom considera că primul element al primului SSA este primul element al SA original, iar primul element al celui de al doilea SSA este elementul d_s+1 al SA original [TUF,09].

SA:

• • • • • • • • • •
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10

În continuare voi prezenta exemple de variante de „divizare”:

Ex1. $d_s=1$

- SSA a:

• • • • • • • • • •
1 2 3 4 5 6 7 8 9

(matricea de selecție este de forma $\mathbf{J}_{sa} = [\mathbf{I}_{9 \times 9} \mathbf{0}_{9 \times 1}]$)

- SSA b:

• • • • •
2 3 4 5 6 7 8 9 10

(matricea de selecție este de forma $\mathbf{J}_{sb} = [\mathbf{0}_{9 \times 1} \mathbf{I}_{9 \times 9}]$)

Ex2. $d_s=3$

- SSA a:

• • • • •
1 2 3 4 5 6 7

(matricea de selecție este de forma $\mathbf{J}_{sa} = [\mathbf{I}_{7 \times 7} \mathbf{0}_{7 \times 3}]$)

- SSA b:

• • • • •
4 5 6 7 8 9 10

(matricea de selecție este de forma $\mathbf{J}_{sb} = [\mathbf{0}_{7 \times 3} \mathbf{I}_{7 \times 7}]$)

În relațiile de mai sus am notat cu \mathbf{I} matricea de unitate, iar cu $\mathbf{0}$ matricea de nul. Se vede că matricea de selecție pentru cele două SSA se poate scrie într-un mod generic ca și:

$$\mathbf{J}_{sa} = [\mathbf{I}_{N_s \times N_s} \mathbf{0}_{N_s \times d_s}] \quad (2.1)$$

$$\mathbf{J}_{sb} = [\mathbf{0}_{N_s \times d_s} \mathbf{I}_{N_s \times N_s}] \quad (2.2)$$

Dacă notăm cu \mathbf{V}_i matricea de diversitate a SA iar cu \mathbf{V}_i matricea de diversitate al SSA de ordin i (în cazul nostru $i=\mathbf{a}, \mathbf{b}$) atunci vom putea scrie:

$$\mathbf{V}_a = \mathbf{J}_{sa} \mathbf{V} \text{ și } \mathbf{V}_b = \mathbf{J}_{sb} \mathbf{V} \quad (2.3)$$

Introducem matricea Φ care se exprimă prin:

$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{j d_s \psi_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j d_s \psi_2} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & e^{j d_s \psi_D} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

unde ψ_i reprezintă numărul de unde a celor D semnale în spațiul ψ . Astfel se poate scrie :

$$\mathbf{V}_b = \mathbf{V}_a \Phi. \quad (2.5)$$

Ținem cont de faptul că pentru un SA uniform liniar se poate scrie :

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta \quad (2.6)$$

Dacă notăm cu \mathbf{T} o matrice $D \times D$ (nu unica), atunci putem scrie :

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{V} \mathbf{T} \quad (2.7)$$

Expresia de mai sus arată că vectorii proprii ai semnalului sunt combinații lineare ale vectorilor de diversitate al SA a celor \mathbf{D} surse.

$$\mathbf{U}_{sa} = \mathbf{J}_{sa} \mathbf{U}_s = \mathbf{J}_{sa} \mathbf{V} \mathbf{T} = \mathbf{V}_a \mathbf{T} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{U}_{sb} = \mathbf{J}_{sb} \mathbf{U}_s = \mathbf{J}_{sb} \mathbf{V} \mathbf{T} = \mathbf{V}_b \mathbf{T} \quad (2.9)$$

Putem deduce faptul că relația $\mathbf{U}_{sa} = \mathbf{V}_a \mathbf{T}$ implica $\mathbf{V}_a = \mathbf{U}_{sa} \mathbf{T}^{-1}$, precum și faptul că relația $\mathbf{U}_{sb} = \mathbf{V}_b \mathbf{T} = \mathbf{V}_a \Phi \mathbf{T}$ implică $\mathbf{U}_{sb} = \mathbf{U}_{sa} \mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T}$.

Definim $\Psi = \mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T}$, astfel vom putea exprima subspațiul de semnal al primului SSA în funcție de subspațiul de semnal al celui de al doilea SSA:

$$\mathbf{U}_{sa} = \Psi \mathbf{U}_{sb} \quad (2.10)$$

Ținem cont de faptul că $\mathbf{N}_s > \mathbf{D}$, în practică, în loc de valorile teoretice \mathbf{U}_{sa} și \mathbf{U}_{sb} , va trebuie să folosim estimări ale acestora, prin urmare:

$$\mathbf{U}'_{sa} = \mathbf{J}_{sa} \mathbf{U}'_s \quad (2.11)$$

$$\mathbf{U}'_{sb} = \mathbf{J}_{sb} \mathbf{U}'_s \quad (2.12)$$

Astfel

$$\mathbf{U}'_{sa} \Psi' = \mathbf{U}'_{sb} \quad (2.13)$$

În cele ce urmează voi introduce și analiza performanțele a 6 algoritmi din familia ESPRIT:

- LS-ESPRIT – Least Squares ESPRIT
- TLS-ESPRIT – Total Least Squares ESPRIT
- RB-ESPRIT – Real Beamspace ESPRIT
- R-ESPRIT - Real-valued sinusoidal frequencies ESPRIT
- TAM – Toeplitz Approximation Method
- URV-ESPRIT – URV decomposition ESPRIT

În capitolul 3 am aplicat o secvență de beamforming la primele cinci tipuri de algoritmi ESPRIT enumerați mai sus, pentru o aprofundare comparațiilor performanțelor.

2.3.1 ESTIMAREA FRECVENȚEI ȘI A DIRECȚIEI DE SOSIRE FOLOSIND METODA LS-ESPRIT

Metoda LS minimizează diferența între $\mathbf{U}'_{sa} \Psi'$ și \mathbf{U}'_{sb} [ROK,89].

$$\begin{aligned} \Psi' &= \arg \min_{\Psi} \|\mathbf{U}'_{sb} - \mathbf{U}'_{sa} \Psi\|_F^2 = \\ &= \arg \min_{\Psi} \text{tr}\{[\mathbf{U}'_{sb} - \mathbf{U}'_{sa} \Psi]^H [\mathbf{U}'_{sb} - \mathbf{U}'_{sa} \Psi]\} \end{aligned} \quad (2.14)$$

astfel

$$\Psi' = [\mathbf{U}'_{sa}{}^H \mathbf{U}'_{sa}]^{-1} \mathbf{U}'_{sa}{}^H \mathbf{U}'_{sb} \quad (2.15)$$

Algoritmului are următorii pași:

Pasul 1. Descompunerea matricii de covarianță C_x pentru a obține \mathbf{U}'_s

Pasul 2. Calculul \mathbf{U}'_{sa} și \mathbf{U}'_{sb}

Pasul 3. Găsirea estimării LS pentru $\boldsymbol{\Psi}'_{LS} = [\mathbf{U}'_{sa} \mathbf{U}'_{sa}]^{-1} \mathbf{U}'_{sa} \mathbf{U}'_{sb}$

Pasul 4. Determinarea valorilor proprii $\boldsymbol{\Psi}'_{LS}$

Pasul 5. Aflarea estimărilor în spațiul $\boldsymbol{\psi}$ utilizând

$$\boldsymbol{\psi}'_i = (\arg \lambda'_i) / d_s, \quad i=1, 2, \dots, D. \quad (2.16)$$

Pentru a evidenția performanțele acestui algoritm, am realizat simulări repetate, în primă instanță pentru estimarea frecvenței (ca valoare normalizată) a semnalului la sosire. Rezultatele obținute au arătat că performanțele algoritmului sunt foarte bune.

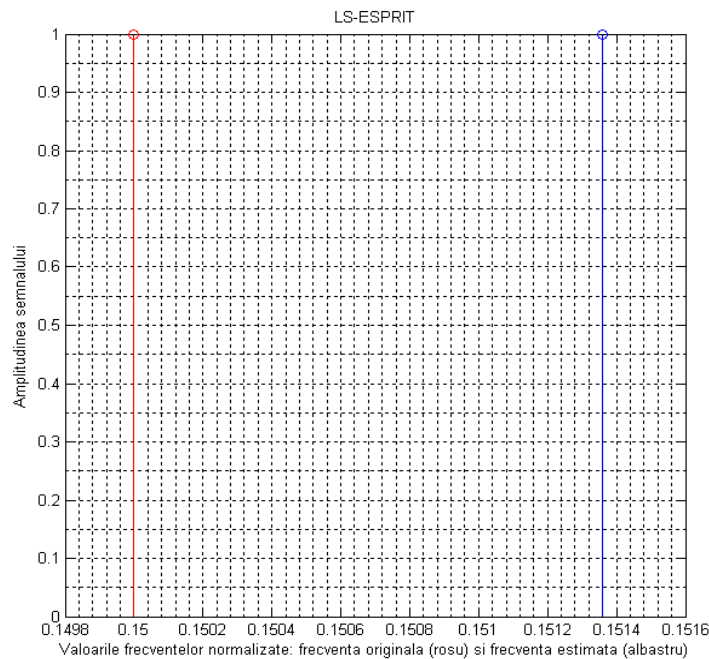


Fig.2.3. Rezultat al simulării LS-ESPRIT pentru frecvența normalizată 0.15(exemplu punctual)

Condițiile simulărilor au fost: distanță între elementele antenei de recepție de $\lambda/2$, 8 elemente de antenă, semnalul recepționat și prelucrat cu zgomot.

Rezultatele obținute au o eroare de +/- 0.63%. Această valoare reprezintă abaterea de la valoarea reală a valorii simulate.

Ca un al doilea pas în vederea evidențierii performanțelor în vederea estimării direcției de sosire (unghiul de incidență) a semnalului, am efectuat o serie

de simulări. Și de această dată, rezultatele au fost bune, eroarea fiind de +/- 0,38%.

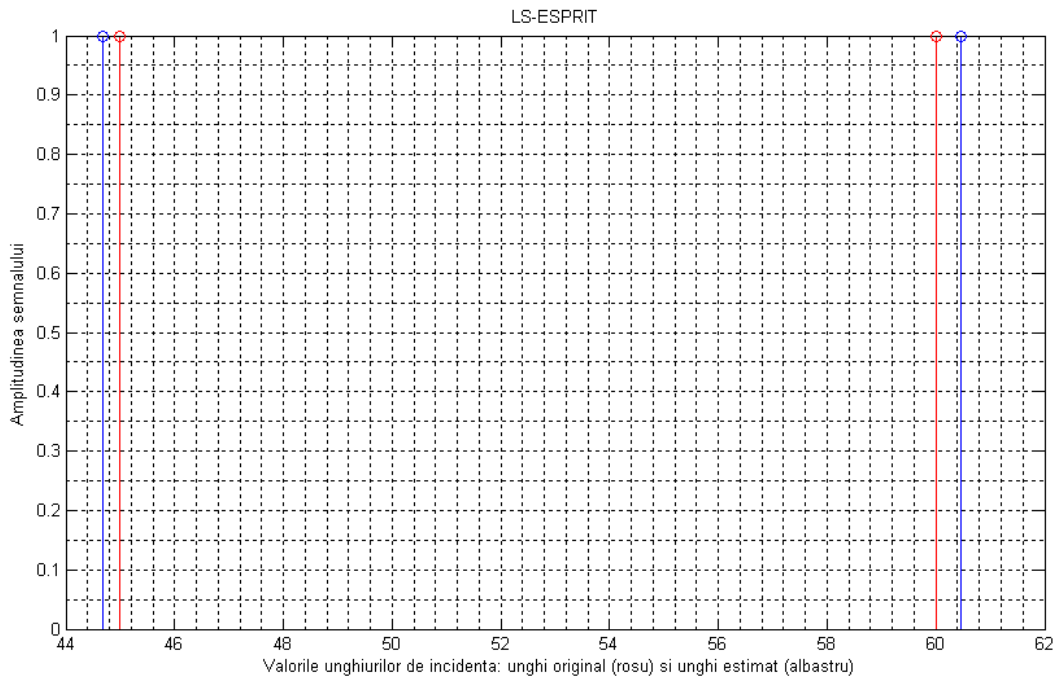


Fig.2.4. Rezultat al simulării LS-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)

Simulările au fost efectuate în următoarele condiții: distanța între elementele antenei de recepție de $\lambda/2$, 8 elemente de antenă, valoarea **SNR=0dB**. Simulările s-au executat cu două valori în paralel, eroarea unghiulară estimată obținută fiind de aproximativ 0,22°.

2.3.2 ESTIMAREA FRECVENȚEI ȘI A DIRECȚIEI DE SOSIRE FOLOSIND METODA TLS-ESPRIT

Pentru că ambele estimări \mathbf{U}'_{sa} și \mathbf{U}'_{sb} conțin erori, Golub și Van Loan au propus varianta TLS, susținând faptul că aceste valori oferă o precizie mai ridicată a estimării valorilor reale [SHV,01]. În acest caz:

$$\Psi'_{\text{TLS}} = -\mathbf{V}_{12}\mathbf{V}_{22}^{-1} \quad (2.17)$$

unde \mathbf{V}_{12} și \mathbf{V}_{22} sunt descompuneri proprii ale matricei $2D \times 2D$.

În TLS pentru calcularea ψ'_i se va folosi Ψ'_{TLS} în ultimii pași ai algoritmului LS-ESPRIT, prezentată anterior.

Pentru evidențierea performanțelor algoritmului, am realizat simulări repetate pentru estimarea frecvenței (ca valoare normalizată) semnalului la sosire. Rezultatele obținute au arătat că performanțele algoritmului sunt foarte bune.

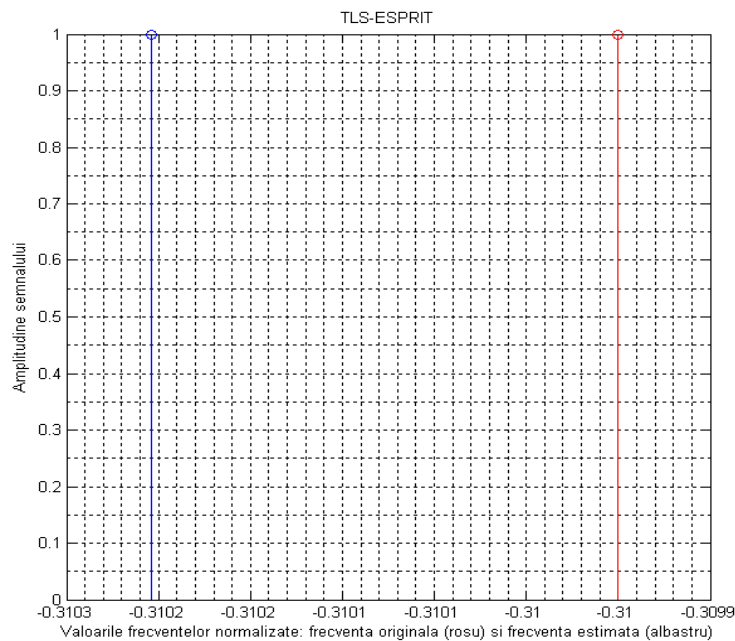


Fig.2.5. Rezultat al simulării TLS-ESPRIT pentru frecvența normalizată - 0.31(exemplu punctual)

Condițiile simulărilor au fost: distanță între elementele antenei de recepție de $\lambda/2$, 8 elemente de antenă, iar semnalul recepționat și prelucrat a fost cu zgomot.

Rezultatele obținute au o acuratețe de 0.51%, adică valoarea estimată are o abatere de +/- 0.51% față de valoarea reală.

La fel ca și la algoritmul precedent, am realizat simulări repetate în dorința de a estima direcția de sosire (unghiul de incidență) al semnalului. Și de această dată, rezultatele au fost bune.

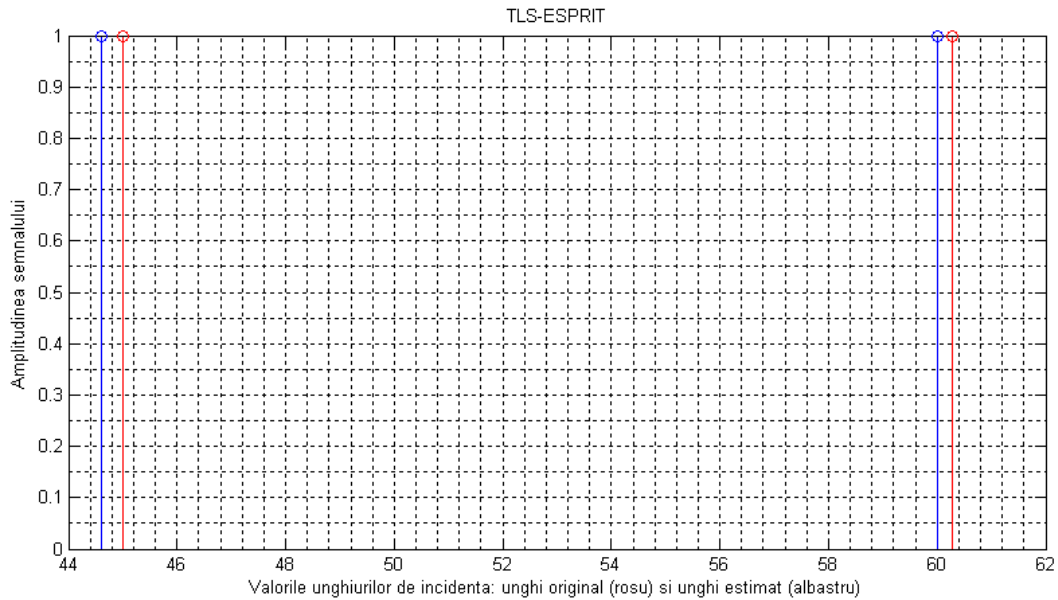


Fig.2.6. Rezultat al simulării TLS-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)

Simulările au avut următoarele condiții: distanța între elementele antenei de recepție de $\lambda/2$, 8 elemente de antenă, **SNR=0dB**. Simulările s-au executat cu două valori în paralel.

Ca și rezultate obținute în urma simulărilor, ele au o acuratețe de 0.38%, adică valoarea estimată este valoarea reală +/- 0.38%. Această valoare reprezintă, în valoare de unghi o abaterea unghiulară de 0,22° a valorii estimate față de cea reală.

2.3.3 ESTIMAREA DIRECȚIEI DE SOSIRE FOLOSIND METODA R-ESPRIT

Algoritmul R-ESPRIT face parte din familia ESPRIT, fiind o metodă de estimare a frecvențelor sinusoidale de valoare reală. Acest algoritm a fost descris în detaliu de [SLC,05], iar principiile sunt prezentate în cele ce urmează.

Semnalul de intrare constă dintr-un număr de m semnale sinusoidale afectate de zgomot Gaussian:

$$x(t) = \sum_{k=1}^m s_k \sin(t\omega_k + \phi_k) + z(t) \quad (2.18)$$

unde s_k este amplitudinea, ω_k este frecvența unghiulară a sinusoidelor k , iar $\mathbf{z}(t)$ reprezintă zgomotul. Fazele $\{\phi_k\}_{k=1}^m$ sunt variabile distribuite uniform în intervalul $[-\pi, \pi]$.

Reprezentarea complexă a subspațiului, dedicat sinusoidelor de valoare reală, diferă de la modelul clasic (valoare complexă) de semnal. Următorul pas este obținerea unui vector ce să conțină partea fără zgomot al lui $\mathbf{x}(t)$, dintr-un subspațiu de dimensiunea m . Pentru acest lucru, se introduc următorii vectori :

$$\mathbf{x}_c(t) \triangleq [x(t) \dots x(t+n-1)]^T \quad (2.19)$$

$$\mathbf{x}_b(t) \triangleq [x(t-1) \dots x(t-n)]^T \quad (2.20)$$

$$\mathbf{x}_m(t) \triangleq \frac{1}{2}[\mathbf{x}_c(t) + \mathbf{x}_b(t)]^T \quad (2.21)$$

unde dimensiunea vectorului este $n > 2m$.

Din definițiile de mai sus obținem:

$$\mathbf{x}_m(t) = \mathbf{A}_m \mathbf{s}_m(t) + \mathbf{z}_m(t) \quad (2.22)$$

unde $\mathbf{s}_m(t)$ este un vector de $m \times 1$ dat de

$$\mathbf{s}_m(t) = \begin{bmatrix} a_1 \cos\{\omega_1 t + \phi_1^+\} \\ \vdots \\ a_m \cos\{\omega_m t + \phi_m^+\} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

În care $\phi_k^+ = \phi_k - \frac{1}{2}\omega_k$ pentru $1 \leq k \leq m$

\mathbf{A}_m este o matrice de dimensiune $n \times m$, dată de

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\omega_1}{2}\right) & \dots & \cos\left(\frac{\omega_m}{2}\right) \\ \cos\left(\frac{3\omega_1}{2}\right) & \dots & \cos\left(\frac{3\omega_m}{2}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos\left\{\left(n-\frac{1}{2}\right)\omega_1\right\} & \dots & \cos\left\{\left(n-\frac{1}{2}\right)\omega_m\right\} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Vectorul de zgomot $\mathbf{z}_m(t)$ în acest model este dat de relația (2.25)

$$\mathbf{z}_m(t) = \frac{1}{2}\{\mathbf{z}_c(t) + \mathbf{z}_b(t)\} \quad (2.25)$$

unde

$$\mathbf{z}_c(t) \triangleq [z(t) \dots z(t+n-1)]^T \quad (2.26)$$

$$\mathbf{z}_b(t) \triangleq [z(t-1) \dots z(t-n)]^T \quad (2.27)$$

Se poate demonstra și faptul ca \mathbf{A}_m este o matrice de rang întreg. Important este că partea fără zgomot a $\mathbf{x}_m(t)$ se află într-un subspațiu m -dimensional.

În continuare vom introduce matricea de corelație \mathbf{P}_m , date de relația

$$\mathbf{P}_m \triangleq \mathbf{E}\{\mathbf{s}_m(t)\mathbf{s}_m^T(t)\} \quad (2.28)$$

Vectorii de zgomot $\mathbf{z}_c(t)$ și $\mathbf{z}_b(t)$ sunt vectori aleatorii, independenți de \mathbf{E} , având următoarea formă

$$E\{z_m(t)z_m^T(t)\} = \left(\frac{\sigma^2}{2}\right) I_n \quad (2.29)$$

unde σ^2 este varianța zgomotului. Vom avea, deci

$$R_m \triangleq E\{x_m(t)x_m^T(t)\} = A_m P_m A_m^T + \left(\frac{\sigma^2}{2}\right) I_n \quad (2.30)$$

Relația (2.30) poate fi scrisă și sub forma

$$R_m = S_m \Lambda_m S_m^T + G_m \Sigma_m G_m^T \quad (2.31)$$

unde Λ_m este o matrice de dimensiunea $m \times m$ conținând valorile unice a R_m pe diagonală. Matricea S_m de dimensiune $n \times m$ este compusă din valorile unice de stânga ale lui R_m . În același sens, Σ_m este o matrice diagonală, conținând valorile unice $n - m$ rămase ale lui R_m . Matricea G_m , de dimensiune $n \times (n - m)$, este compusă din valorile unice corespondente de stânga. Coloanele lui G_m sunt ortogonale pe coloanele S_m .

În aceste condiții

$$S_m = A_m C_m \quad (2.32)$$

unde

$$C_m = P A_m^T S_m \left\{ \Lambda_m - \frac{\sigma^2}{2} I_n \right\}^{-1} \quad (2.33)$$

Coloanele lui S_m formează o bază ortonormată a spațiului coloanelor lui A_m .

Ideea de bază este folosirea a două matrice de tipul Toeplitz, matrice de dimensiuni $(n-2) \times n$, de forma:

$$T_m^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$T_m^{(2)} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Ținând cont de forma matricei A_m definită în relația (2.24), se poate scrie

$$T_m^{(2)} A_m = T_m^{(1)} A_m D_m \quad (2.36)$$

unde D_m este matricea diagonală definită astfel:

$$D_m = \text{diag}\{\cos(\omega_1), \dots, \cos(\omega_n)\} \quad (2.37)$$

Introducem matricea următoare:

$$\Phi_m = C_m^{-1} D_m C_m \quad (2.38)$$

Astfel algoritmul se poate sintetiza astfel:

Pasul 1. Estimarea valorii \hat{S}_m din datele de intrare

Pasul 2. Calculul valorii lui $\hat{\Phi}_m$

$$\hat{\Phi}_m = (T_m^{(1)} \hat{S}_m)^{-1} T_m^{(2)} \hat{S}_m \quad (2.39)$$

Pasul 3. Determinarea lui \hat{D}_m

Pasul 4. Calculul frecvenței estimate:

$$\omega_k = \cos^{-1}\{\hat{D}_m(k, k)\} \quad k=1, \dots, m$$

(2.40) În vederea verificării performanțelor algoritmului, am efectuat simulări pentru obținerea estimării unghiului de sorsire pentru două direcții în paralel.

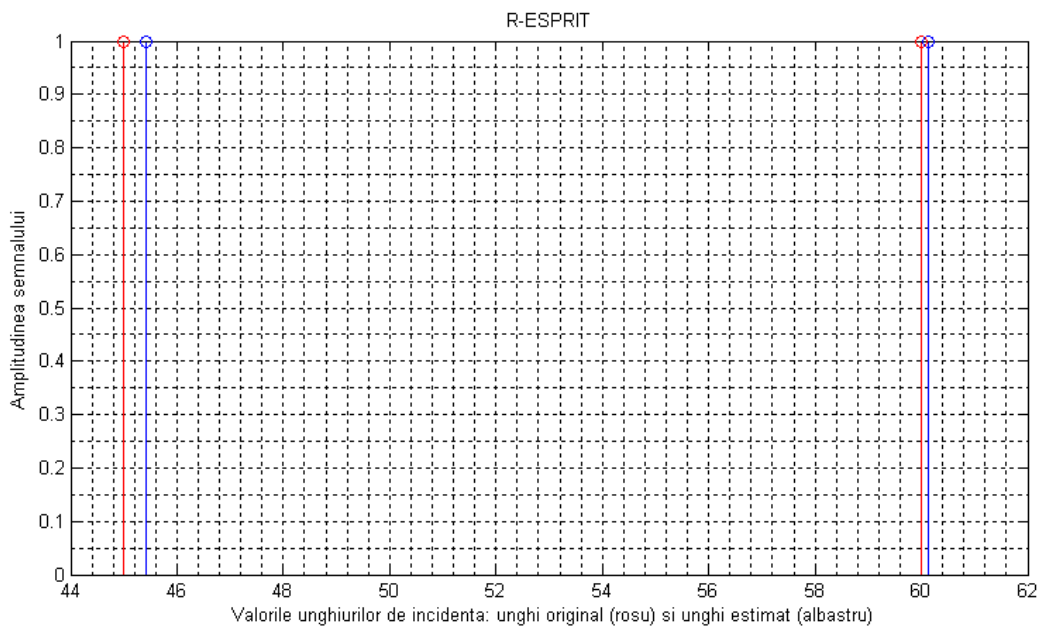


Fig.2.7. Rezultat al simulării R-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)

La fel ca și în celelalte cazuri, condițiile inițiale au fost: distanța între elementele antenei de recepție de $\lambda/2$, 8 elemente de antenă, valoarea **SNR=0dB**.

Așa cum se observă din figura 2.7, rezultatele au fost bune, abaterea valorii estimate fiind de +/- 0.37%. Abaterea unghiulară absolută rezultată fiind aproximativ 0,22°.

2.3.4 ESTIMAREA DIRECȚIEI DE SOSIRE FOLOSIND METODA RB-ESPRIT

În cazul estimării direcției de sosire prin metoda RB-ESPRIT vom considera: un sistem MIMO cu M surse de transmisie și N antene de recepție, și un zgomot gaussian alb având dispersia σ_N^2 . De asemenea vom considera sistemul de antene de recepție ca fiind uniform. La momentul t antena m ($0 \leq m \leq (M-1)$) transmite un

semnal $s_m(t)$, care este recepționat ca $x_i(t)$ de către elementul i ($0 \leq i \leq (N-1)$). Unghiul de recepție este θ_m , iar câștigul antenei este de valoare $a_i(\theta_m)$.

Dacă $z_{x,i}(t)$ reprezintă componenta de zgomot recepționat de antena i , atunci semnalul poate fi descris astfel:

$$x_i(t) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m(t) a_i(\phi_m) + z_{x,i}(t) \quad (2.41)$$

Definim următorii vectori auxiliari în domeniul discret k

$$\mathbf{x}(k) = [x_0(k) \quad x_1(k) \quad \dots \quad x_{N-1}(k)]^T \quad (2.42)$$

$$\mathbf{z}_x(k) = [z_{x,0}(k) \quad z_{x,1}(k) \quad \dots \quad z_{x,N-1}(k)]^T \quad (2.43)$$

$$\mathbf{s}(k) = [s_0(k) \quad s_1(k) \quad \dots \quad s_{M-1}(k)]^T \quad (2.44)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_0(\phi_0) & \mathbf{a}_0(\phi_1) & \dots & \mathbf{a}_0(\phi_{M-1}) \\ \mathbf{a}_1(\phi_0) & \mathbf{a}_1(\phi_1) & \dots & \mathbf{a}_1(\phi_{M-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{a}_{N-1}(\phi_0) & \mathbf{a}_{N-1}(\phi_0) & \dots & \mathbf{a}_{N-1}(\phi_{M-1}) \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Putem rescrie ecuația (2.41) în felul următor

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{z}_x(k) \quad (2.46)$$

Considerăm două matrici de selecție \mathbf{J}_1 și \mathbf{J}_2 :

$$\mathbf{J}_1 = [I_{\{K \times K\}} \quad \mathbf{0}_{\{K \times (N-K)\}}] \quad (2.47)$$

$$\mathbf{J}_2 = [\mathbf{0}_{\{K \times (N-K)\}} \quad I_{\{K \times K\}}] \quad (2.48)$$

Astfel încât se poate scrie

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{J}_1^T = \mathbf{J}_2 \mathbf{J}_2^T = \mathbf{I} \quad (2.49)$$

unde \mathbf{I} este o sub-matrice unitară iar $\mathbf{0}$ este o sub-matrice de nul.

Dacă se consideră δ ca fiind deplasamentul, constant, dintre elementele adiacente de antenă, iar matricea \mathbf{A} are o structură Van der Monde, obținem

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{A} = \mathbf{J}_2 \mathbf{A} \phi^T \quad (2.50)$$

În care ϕ se definește ca fiind

$$\phi = \text{diag} \left[e^{\frac{j\omega\delta}{c} \sin(\theta_0)}, e^{\frac{j\omega\delta}{c} \sin(\theta_1)}, \dots, e^{\frac{j\omega\delta}{c} \sin(\theta_{M-1})} \right] \quad (2.51)$$

unde ω este frecvența semnalului și c este viteza luminii.

În această variantă, „beam-space”, vectorul $\mathbf{x}(k)$ este prelucrat cu ajutorul transformării ortogonale \mathbf{T}_i , de dimensiunea $\mathbf{N} \times \mathbf{L}$, unde $\mathbf{L} < \mathbf{N}$. Dacă considerăm că zgomotul nu este corelat cu sursele, modelul de covarianță pentru sistem este

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{T}_i^T \mathbf{A} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^T \mathbf{T}_i + \sigma_N^2 \mathbf{I} \quad (2.52)$$

unde \mathbf{R}_x și \mathbf{R}_s reprezintă matricile de auto-corelație a semnalelor transmise și, respectiv, recepționate.

În relația (2.46), T_i se poate introduce în ecuația lui $\mathbf{x}(\mathbf{k})$ dacă satisface următoarea expresie:

$$J_1 T_i = J_2 T_i F \quad (2.53)$$

unde F este o matrice de rang întreg $L \times L$.

Se notează \mathbf{t}_i , pentru $0 \leq i \leq (N-1)$, coloana i din T_i^T . Dacă matricea Q există în forma

$$\begin{cases} QF^T \mathbf{t}_i = \mathbf{0}, & 0 \leq i < N-K \\ Q\mathbf{t}_i = \mathbf{0}, & K \leq i \leq N \end{cases} \quad (2.54)$$

Folosind ecuațiile (2.50) și (2.53) și proprietățile matricilor de selecție putem scrie:

$$QT_i^T A = QT_i^T J_1^T J_1 A = QT_i^T J_1^T J_2 A \phi^T = QF^T T_i^T J_2^T J_2 A \phi^T = QF^T T_i^T A \phi^T \quad (2.55)$$

Efectuând o descompunere pe R_x , vom avea vectorii proprii, aparținând subspațiului de semnal, grupați în matricea E_s . Folosind ecuația anterioară poate fi scrisă ecuația:

$$QT_i^T E_s = QF^T T_i^T E_s \phi^T \quad (2.56)$$

Această ecuație poate fi rezolvată dacă definim

$$[E_1 \ E_2] = [QT_i^T E_s \ QF^T T_i^T E_s] \quad (2.57)$$

și calculăm descompunerea

$$\begin{bmatrix} E_1^T \\ E_2^T \end{bmatrix} [E_1 \ E_2] = E \Lambda E^T \quad (2.58)$$

Matricea E se poate scrie în felul următor,

$$E = \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Ținând cont de ecuația (2.59), matricea Φ se poate determina cu ajutorul ecuației următoare

$$\Psi = -E_{12} E_{22}^{-1} \quad (2.60)$$

Pentru evidențierea performanțelor am realizat simulări repetate în ceea ce privește estimarea direcției de sosită (unghiul de incidență) a semnalului.

În figura 2.8 eșantioanele roșii reprezintă valorile reale, iar eșantioanele albastre reprezintă valorile estimate.

Simulările au fost efectuate în următoarele condiții: distanța între elementele antenei de recepție $\lambda/2$, 8 elemente de antenă, valoarea **SNR=0dB**. Simulările s-au executat cu două valori în paralel.

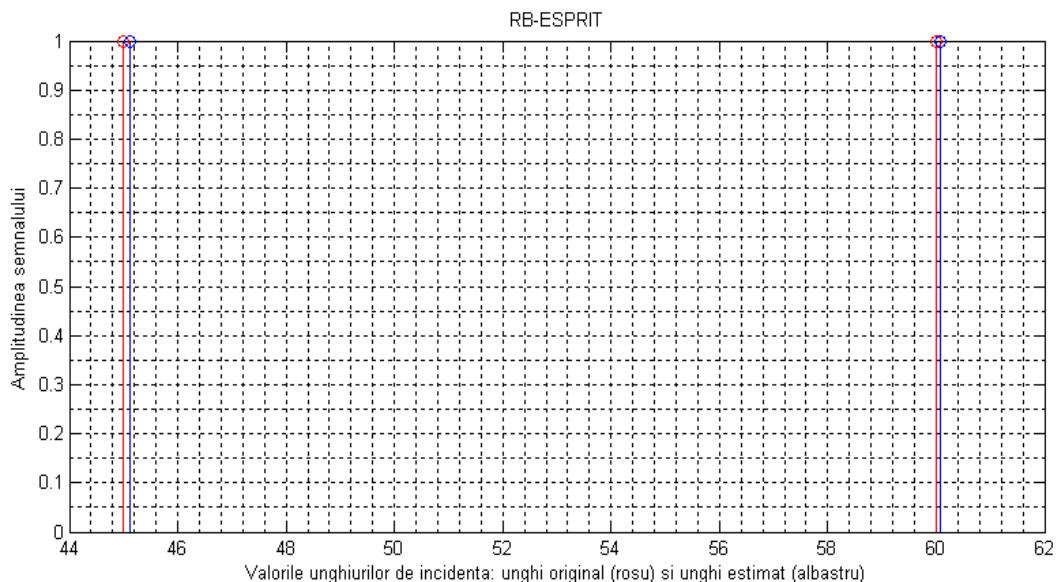


Fig.2.8. Rezultat al simulării RB-ESPRIT pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)

Acuratețea estimării a fost de 0.43%, ce corespunde unei valori unghiulare absolute de aproximativ 0,25°.

2.3.5 ESTIMAREA DIRECȚIEI DE SOSIRE FOLOSIND METODA TAM

Metoda TAM a fost inițial concepută pentru analiza de armonici. Cu toate acestea, ea poate fi ușor transpusă în estimarea DoA, cu condiția ca antenele să fie identice, omnidirecționale și cu distanțe egale între ele [MAY,88].

Să presupunem că un sistem de antene având N elemente recepționează m semnale. Pentru segmentul k , vectorul de observație este dat de:

$$\mathbf{z}_k^T = \left[\sum_{i=1}^m \mathbf{p}_i^{(k)}, \sum_{i=1}^m \mathbf{p}_i^{(k)} e^{j\omega_i}, \dots, \sum_{i=1}^m \mathbf{p}_i^{(k)} e^{j(N-1)\omega_i} \right] + \mathbf{N}_k^T \quad (2.61)$$

Dacă undele au frecvența f , atunci $\omega_i = 2\pi d f \sin(\theta_i) / c$, unde c este viteza de propagare, d este distanța între elemente, iar θ_i este unghiul de incidență a undei i . În relația 2.61, \mathbf{N}_k este complex, vector circular gaussian, cu elemente independente de divergență σ^2 . Amplitudinile undelor au fost notate cu $\mathbf{p}_i^{(k)}$ (aleatorii).

Dacă notăm paranteza [...] cu \mathbf{z}_k^T , vom putea scrie

$$\mathbf{Y}_k^T = \mathbf{z}_k^T + \mathbf{N}_k^T \quad (2.62)$$

Fie **RY** matricea de covarianță de observație:

$$RYY = E[Y_k Y_k^+] = E[z_k z_k^+] + \sigma^2 I_N = RZZ + \sigma^2 I_N \quad (2.63)$$

S_N este matricea de dimensiunea $N \times m$, Van der Monde, asociată senzorilor:

$$S_N = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \dots & \mathbf{1} \\ e^{j\omega_1} & \dots & e^{j\omega_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N-1)\omega_1} & \dots & e^{j(N-1)\omega_m} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Avem $z_k = S_N a_k$ unde $a_k = [p_1^{(k)}, \dots, p_m^{(k)}]^T$. Astfel $RZZ = S_N A S_N^+$ unde A este amplitudinea matricei de covarianță și este de rang întreg. Astfel rangul lui RZZ este m iar gama este identică cu cea al lui S_N . Considerăm $U\Sigma U^+$ ca descompunerea lui RZZ , unde U și Σ sunt matrice $N \times N$. Pentru că RZZ este de rangul m , putem scrie $RZZ = U_S \Sigma_S U_S^+$. Σ_S și Σ sunt reduse la dimensiunea $m \times m$.

Continuând logica, ajungem la concluzia că între S_N și U_S există relația:

$$S_N = U_S P \quad (2.65)$$

Ținând cont de acest lucru putem scrie următoarea ecuație:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{1} & \dots & \mathbf{1} \\ e^{j\omega_1} & \dots & e^{j\omega_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N-2)\omega_1} & \dots & e^{j(N-2)\omega_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & e^{j\omega_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\omega_1} & \dots & e^{j\omega_m} \\ e^{j2\omega_1} & \dots & e^{j2\omega_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N-1)\omega_1} & \dots & e^{j(N-1)\omega_m} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Dacă notăm:

$$S \downarrow = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \dots & \mathbf{1} \\ e^{j\omega_1} & \dots & e^{j\omega_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N-2)\omega_1} & \dots & e^{j(N-2)\omega_m} \end{bmatrix}, \text{ de dimensiune } N \times m \quad (2.67)$$

$$D = \begin{bmatrix} e^{j\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & e^{j\omega_m} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

$$S \uparrow = \begin{bmatrix} e^{j\omega_1} & \dots & e^{j\omega_m} \\ e^{j2\omega_1} & \dots & e^{j2\omega_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N-1)\omega_1} & \dots & e^{j(N-1)\omega_m} \end{bmatrix}, \text{ de dimensiune } N \times m \quad (2.69)$$

$S \downarrow$ respectiv $S \uparrow$ se obțin din S_N eliminând ultima, respectiv prima linie. Astfel se poate scrie:

$$S \downarrow = U_S \downarrow P \quad (2.70)$$

$$S \uparrow = U_S \uparrow P \quad (2.71)$$

Ținând cont de ecuația (2.66) putem scrie:

$$U_S \downarrow (PDP^{-1}) = U_S \uparrow \quad (2.72)$$

Valorile proprii ale PDP^{-1} sunt valorile $e^{j\omega_1}$. Astfel $F = PDP^{-1}$.

Dacă se cunoaște doar o singură estimare al lui \mathbf{RYY} , pentru F vom considera cele mai mici rădăcini pătrate ale ecuației

$$\mathbf{U}_S \downarrow \mathbf{F} = \mathbf{U}_S \uparrow \quad (2.73)$$

Iar valorile proprii vor fi estimări ale $\{e^{j\omega_1}, \dots, e^{j\omega_m}\}$

Pentru evidențierea performanțelor am realizat simulări repetate în dorința de a estima direcția de sosire (unghiul de incidență) a semnalului.

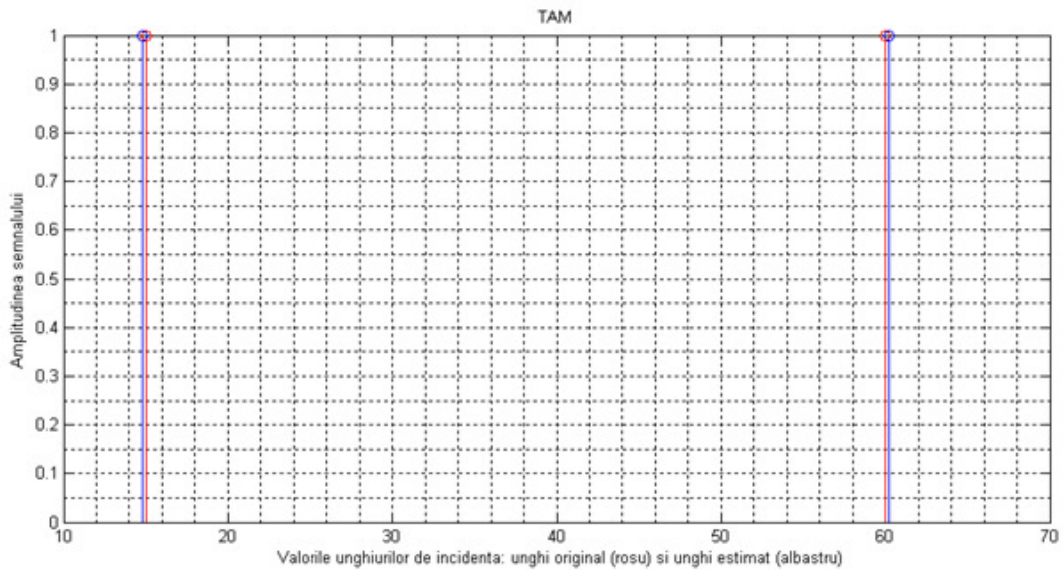


Fig.2.9. Rezultat al simulării TAM pentru unghiurile de sosire la 45° și 60° (exemplu punctual)

În figura 2.9 eșantioanele roșii reprezintă valorile reale, iar eșantioanele albastre reprezintă valorile estimate.

Simulările au fost efectuate în următoarele condiții: distanța între elementele antenei de recepție $\lambda/2$, 8 elemente de antenă, valoarea $\mathbf{SNR=0dB}$. Simulările s-au executat cu două valori în paralel.

În cazul acestui algoritm acuratețea obținută a fost de +/- 0.39%, cu o valoare absolută a unghiului de aproximativ 0,23°.

2.3.6 ESTIMAREA DIRECȚIEI DE SOSIRE FOLOSIND METODA URV ESPRIT

G.W. Stewart a introdus această nouă abordare, utilizând descompuneri URV (descompunere de matrici ce produce subspații de semnal și de zgomot) [LOS,94].

Acest lucru permite aplicații în timp real, în cazul în care se poate folosi descompunerea URV (această metodă a fost aplicată și la MUSIC pentru accelerarea algoritmului).

Descompunerea URV are pentru \mathbf{X}^H forma:

$$\mathbf{X}^H = \mathbf{U}\mathbf{R}\mathbf{V}^H = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{F} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G} \end{pmatrix} \mathbf{V}^H \quad (2.74)$$

unde \mathbf{U} și \mathbf{V} sunt ortonormate, \mathbf{R} și \mathbf{G} sunt superior triangulare de ordin d și $m-d$, iar \mathbf{F} și \mathbf{G} sunt de normă mică. Aceasta descompunere arată că \mathbf{X} se încadrează în $\sqrt{\|\mathbf{F}\|^2 + \|\mathbf{G}\|^2}$ a matricei \mathbf{X} de rang d obținută prin setarea valorilor lui \mathbf{F} și \mathbf{G} din (2.74) la zero. Coloanele lui \mathbf{X} sunt calibrate prin primele d coloane ale lui \mathbf{V} , și acele coloane sunt, prin urmare, folosite ca și bază pentru algoritmul ESPRIT.

Matricea \mathbf{U} nu este necesară și nu este stocată sau actualizată.

În același mod, descompunerea URV a matricei $(\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2)$ poate fi folosită pentru a determina matricile \mathbf{W}_1 și \mathbf{W}_2 ale algoritmului ESPRIT.

Algoritmul ce rezultă din cele de mai sus este algoritmul URV ESPRIT. Descompunerea URV poate fi actualizată în spațiul $\mathcal{O}(m^2)$ timp (și în spațiul $\mathcal{O}(m)$ pe un sistem de antene liniar cu m elemente). Procedura de actualizare are doi pași: un pas de încorporare și un pas deflație. Partea de încorporare corespunde cu actualizarea standard a descompunerii QR; cu toate acestea doar prima coloană a lui \mathbf{F} și \mathbf{G} crește în normă.

Aceasta corespunde faptului că adăugarea unui rând într-o matrice poate crește rangul acesteia cu cel puțin 1.

După actualizare, se folosește un estimator de condiție pentru a testa degenerarea în rang a lui \mathbf{R} , iar pasul de deflație reduce norma ultimei coloane al lui \mathbf{R} . Dacă se detectează o degradare, se aplică un pas suplimentar pentru a apropia elementele de descompunere de formă diagonală.

Toate transformările sunt realizate prin rotații de plan.

Determinarea rangului, cantitatea $\|\mathbf{G}\|$ este analogul lui $\sqrt{\delta_{d+1}^2 + \dots + \delta_m^2}$ pentru SVD. În consecință, încercăm să alegem o valoare pentru d astfel încât

$$\|\mathbf{G}\| \leq \psi_{d\sigma} \sqrt{n(m-d)} \quad (2.75)$$

pentru fereastră dreptunghiulară și

$$\|\mathbf{G}\| \leq \psi_{d\sigma} \sqrt{\frac{m-d}{1-\mu^2}} \quad (2.76)$$

pentru fereastră exponențială.

Cu toate acestea, în timpul etapei de încorporare trebuie luată o decizie pentru a stabili dacă \mathbf{G} a crescut în normă datorită unei creșteri în rang. Aici vom folosi același criteriu, dar cu un factor Ψ_u diferit, înlocuind pe Ψ_d .

Odată cu creșterea lui Ψ_u , subspațiul de semnal se schimbă mai rar.

Astfel, Ψ_u poate fi văzut ca un factor care controlează precizia subspațiului de semnal aproximat.

Pentru evidențierea performanțelor am realizat simulări repetate de estimare a direcției de sosire (unghiul de incidență) a semnalului pentru mai multe condiții inițiale.

Ex1. În acest prim exemplu, sistemul este format din 8 elemente de antenă și avem două surse statice de semnal .

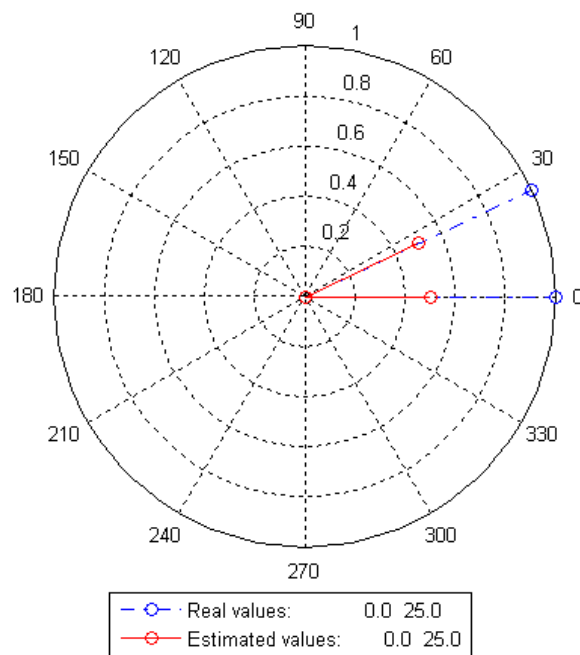


Fig.2.10. Rezultat al simulării URV-ESPRIT a două unghiuri de incidență

Simulările au fost efectuate luând în considerare o distanță între elementele antenei de recepție de $\lambda/2$ iar semnalul recepționat și prelucrat a fost cu zgomot.

Rezultatele simulărilor au evidențiat faptul că în condițiile menționate mai sus, URV ESPRIT estimează unghiurile de incidență cu o mare precizie, valorile estimate fiind identice cu cele reale.

Ex2. În acest exemplu, sistemul este format din 16 elemente de antena și se utilizează 4 surse statice de semnal.

Simulările au fost efectuate luând în considerare o distanță între elementele antenei de recepție de $\lambda/2$ iar semnalul recepționat și prelucrat a fost cu zgomot.

Rezultatele simulărilor au evidențiat faptul că în condițiile menționate mai sus, URV ESPRIT estimează unghiurile de incidență cu o mare precizie; și de această dată, valorile estimate au fost identice cu cele reale (figura 2.11).

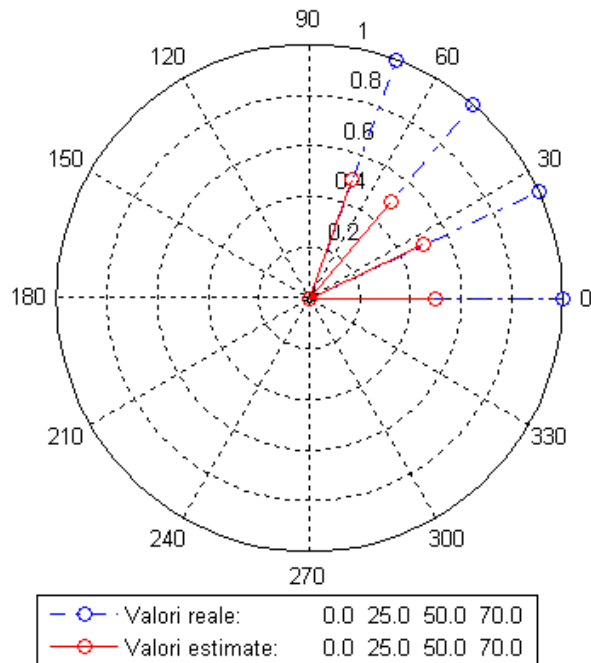


Fig.2.11. Rezultat al simulării URV-ESPRIT a patru unghiuri de incidență

Obs: În cazul în care numărul elementelor de antenă este redus la 8, acuratețea algoritmului scade, acesta estimează corect maxim o sursă, celelalte 3 nefiind identificate corect.

2.4 ANALIZA REZULTATELOR. SIMULARE COMPARATIVĂ A ALGORITMILOR PREZENTAȚI

Acest subcapitol prezintă comparativ performanțele algoritmilor studiați.

Simulările au fost efectuate în următoarele condiții: un șir liniar de antene, 8 elemente distanțate egal între ele cu $\lambda/2$, iar semnalul recepționat a fost considerat a fi afectat de zgomot. Toate sursele au fost considerate statice, cu excepția variantei URV-ESPRIT, unde voi prezenta un caz și cu o sursă dinamică. Având în vedere că pentru această metodă sunt condiții pentru două surse, am obținut valori estimate identice cu cele reale, aceasta metodă nu va fi inclusă în comparațiile următoare ci va fi comentată separat.

Astfel, primul caz va conține o comparație a rezultatelor obținute la primele cinci metode prezentate în capitolul anterior, urmând ca în cazurile următoare să modific condițiile inițiale, analiza reluându-se cu aceste valori noi.

Cazul 1

Condiții inițiale: șir liniar de antene, 8 elemente distanțate egal între ele cu $\lambda/2$, valoarea **SNR=0dB**, iar sursa considerată este statică.

În urma simulărilor (300 pentru fiecare algoritm) s-a observat gruparea în jurul aceleiași erori pentru majoritatea algoritmilor implementați, cu excepția RB-ESPRIT a cărui eroare este ușor crescută.

Algoritm	Distanța între elemente	SNR (dB)	Valori unghiuri reale (°)	Eroarea medie de estimare (%)
LS-ESPRIT	$\lambda/2$	0	45 și 60	0,38
TLS-ESPRIT				0,38
TAM				0,39
R-ESPRIT				0,37
RB-ESPRIT				0,43

Tab.2.1. Rezultatele algoritmilor: 8 elemente de antenă ($\lambda/2$), SNR=0dB, amplitudinea semnalului 1, sursa statică

Figurile 2.12÷2.16 reprezintă grafic simulările pentru fiecare dintre algoritmii prezentați. Pentru simplitate am reprezentat doar simulările unghiului de sosire 60° (cele pentru 45° sunt relativ similare).

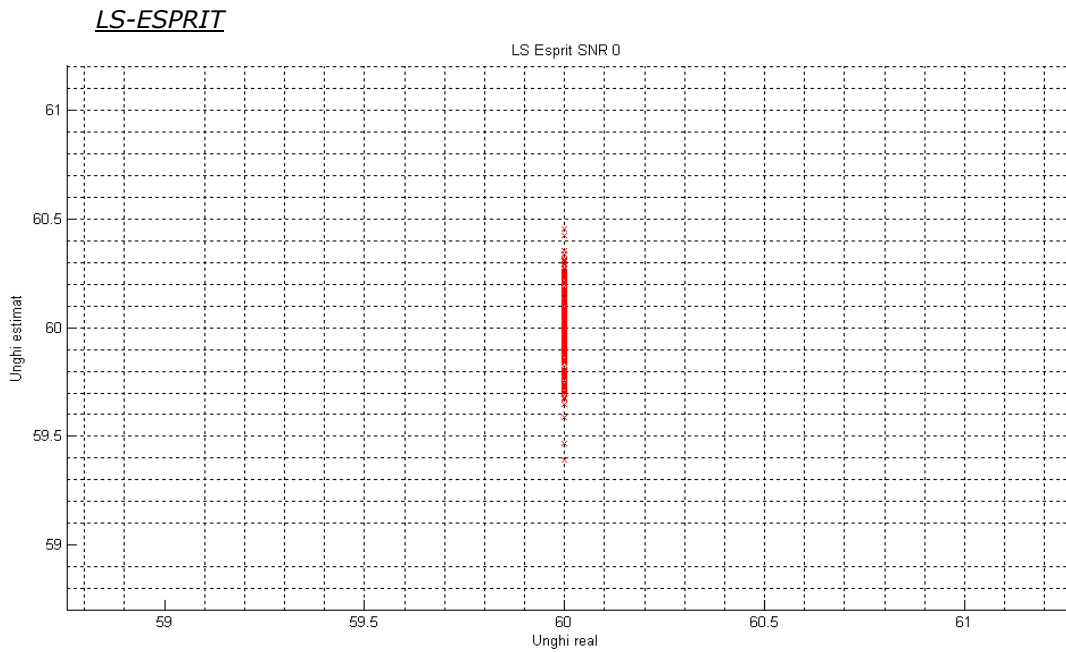


Fig.2.12. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (SNR=0dB).

Se poate observa că, deși există câteva excepții (5%), majoritatea estimărilor se grupează în jurul valorii de 60° ; eroarea este de $\pm 0,38\%$.

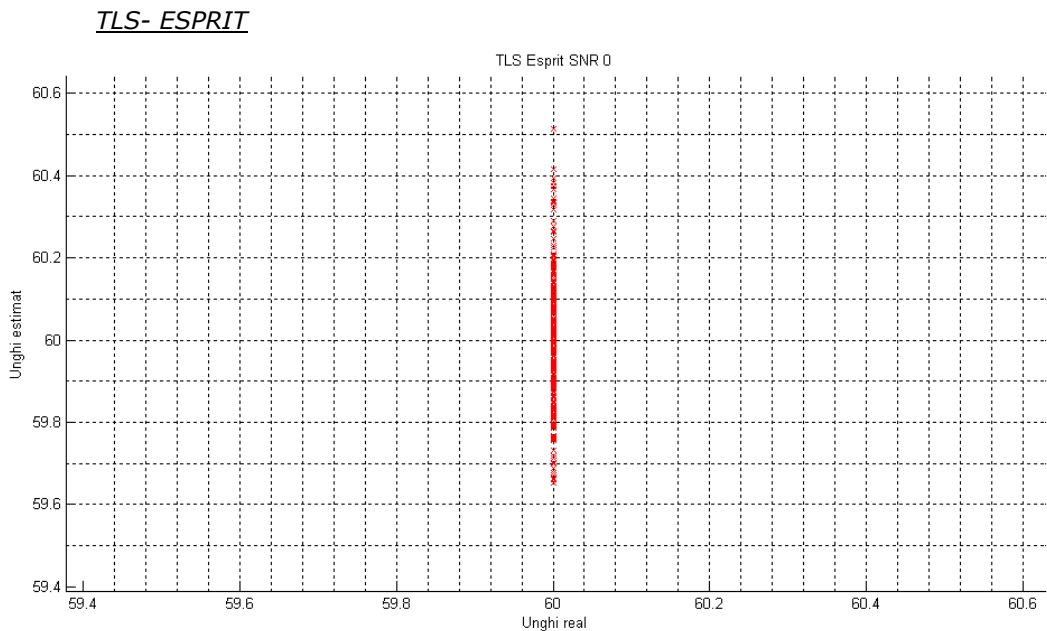


Fig.2.13. Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (SNR=0dB).

Cu mici excepții, majoritatea estimărilor se grupează în jurul valorii de 60° .

TAM

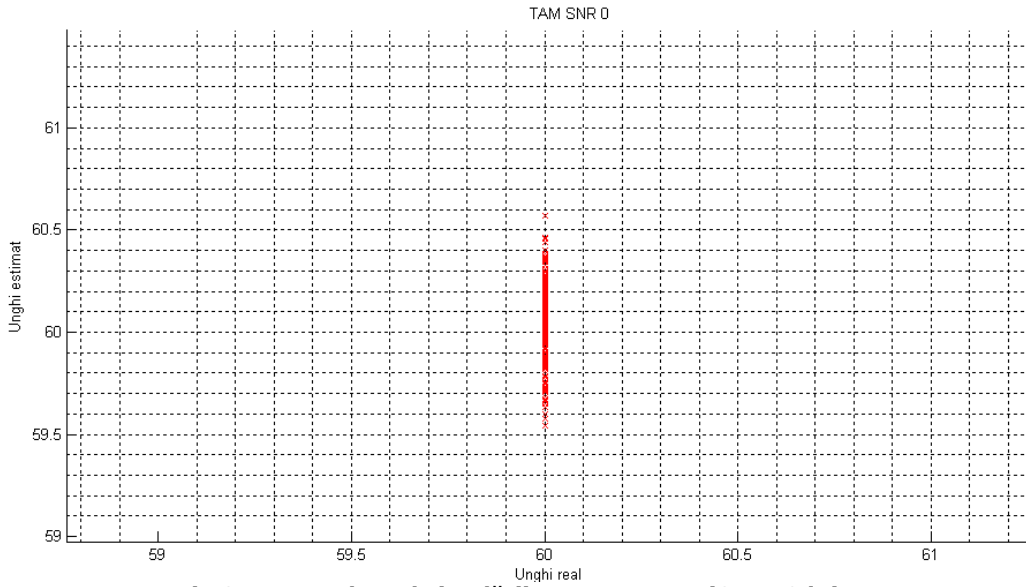


Fig.2.14. Rezultat al simulării repetate TAM (SNR=0dB).

Cu mici excepții, majoritatea estimărilor se grupează în jurul valorii de 60° .

R-ESPRIT

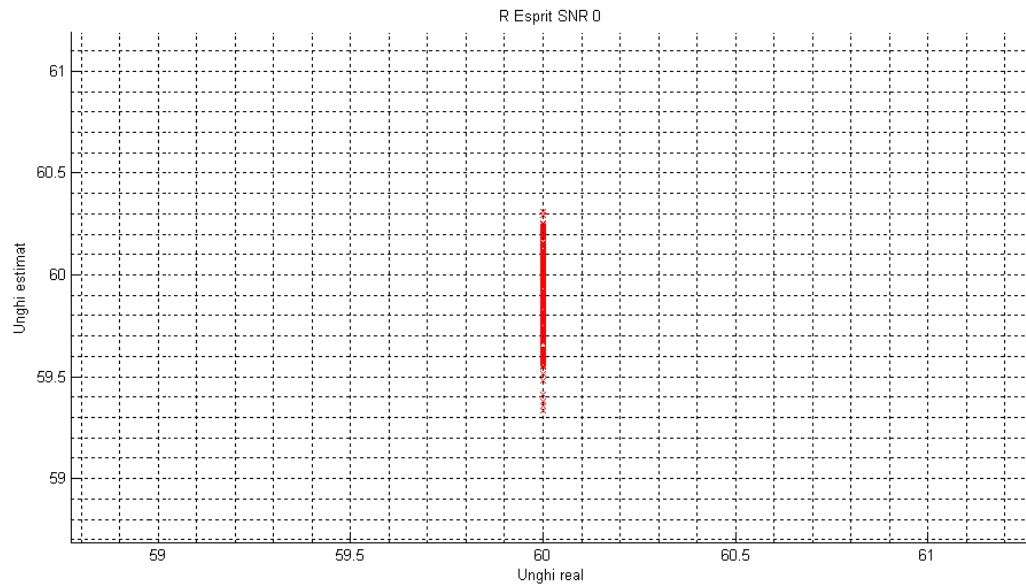


Fig.2.15. Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (SNR=0dB).

Cu mici excepții, majoritatea estimărilor se grupează în jurul valorii de 60° .

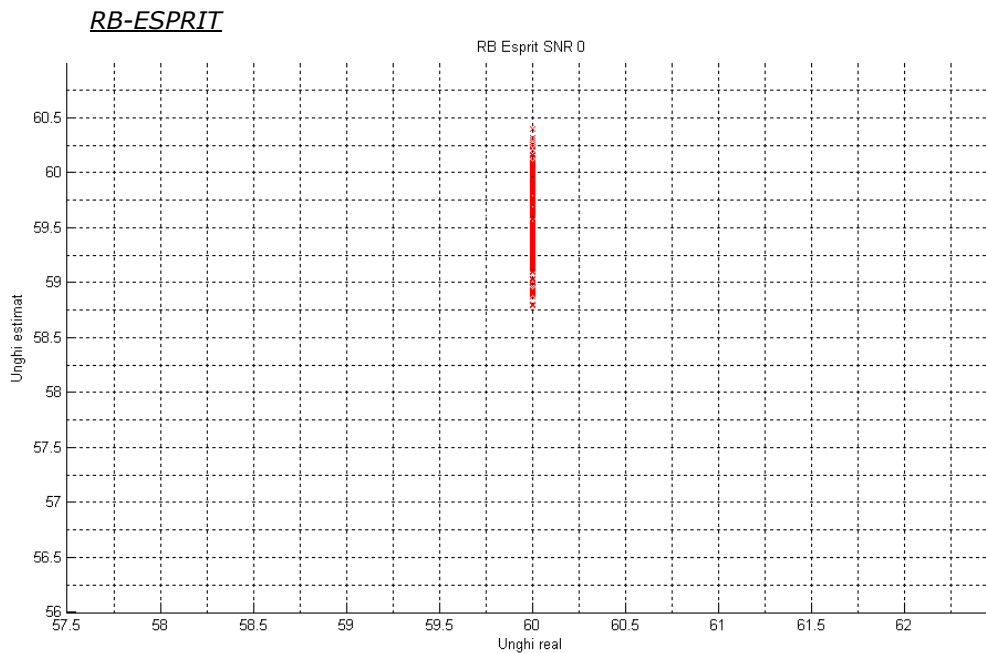


Fig.2.16. Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (SNR=0dB).

În acest caz, se poate observa acea valoare ușor ridicată față de algoritmi anteriori, justificat la o eroare de $\pm 0,43$.

Cazul 2

În cel de al doilea caz, pornind de la aceeași structură a sistemului, am scăzut valoarea **SNR** la **10dB**. Pentru același număr de simulări, rezultatele arată în felul următor:

Rezultatele prezentate în figurile 2.17÷2.21 confirmă rezultatele bune din experimentul anterior în ceea ce privește estimarea.

Diferența între precizia la valoarea **SNR=0dB** și cea prezentată în cazul de față este totuși mai mare, diferența absolută a unghiului estimat față de cel real fiind aproximativ de 1° (cu o mică abatere în cazul RB-ESPRIT, unde această diferență absolută a unghiului este de aproximativ 2.5°)

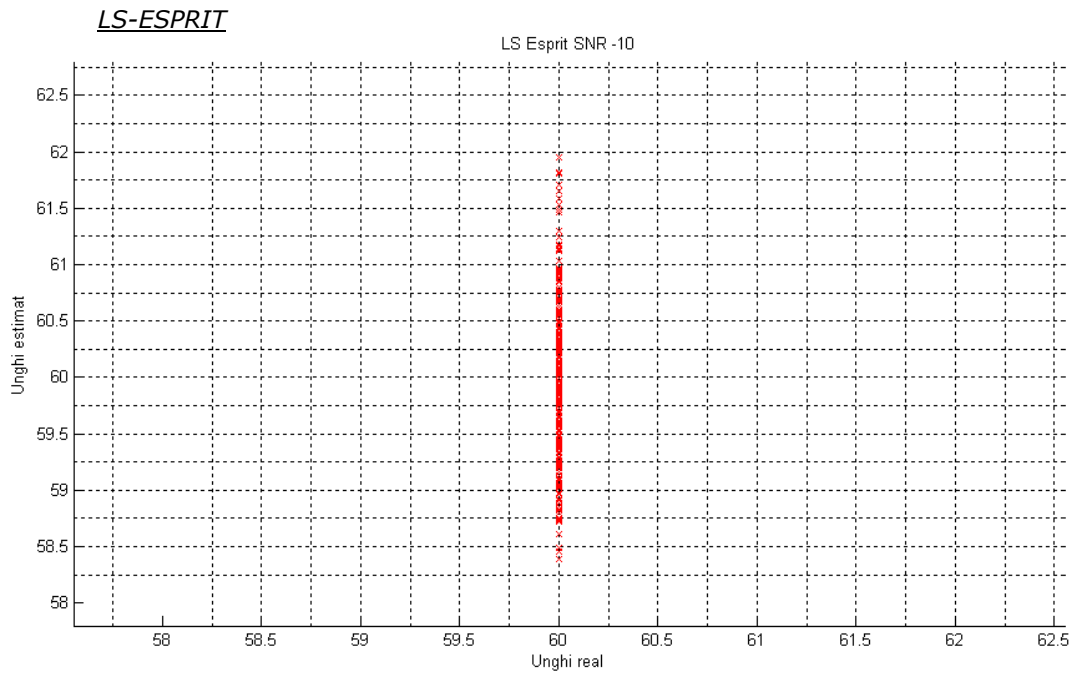


Fig.2.17. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (SNR=-10dB).

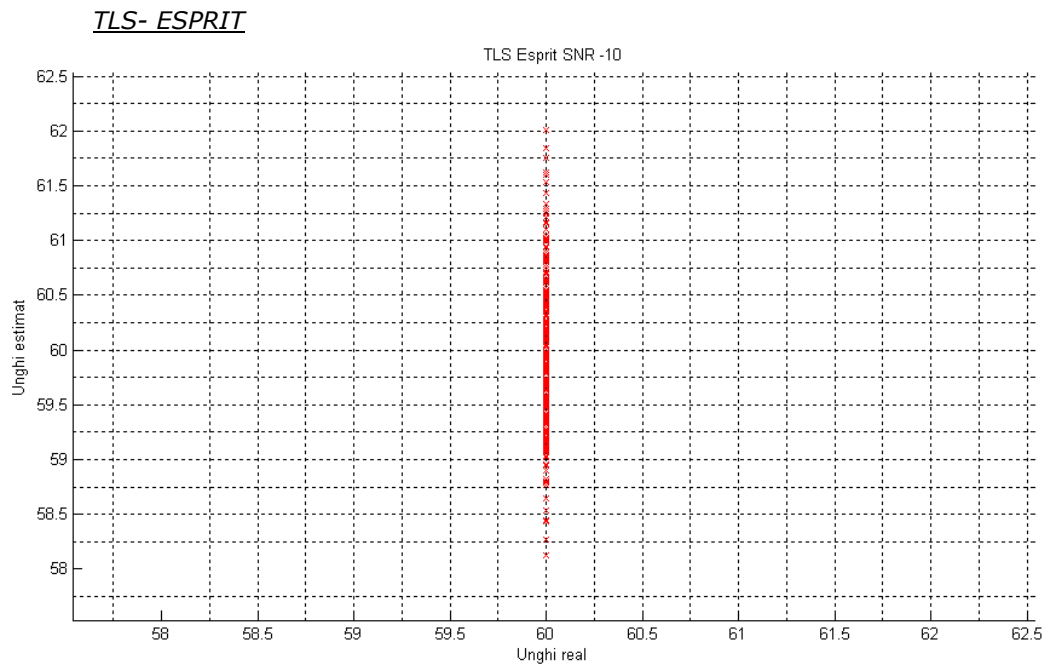


Fig.2.18. Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (SNR=-10dB).

TAM

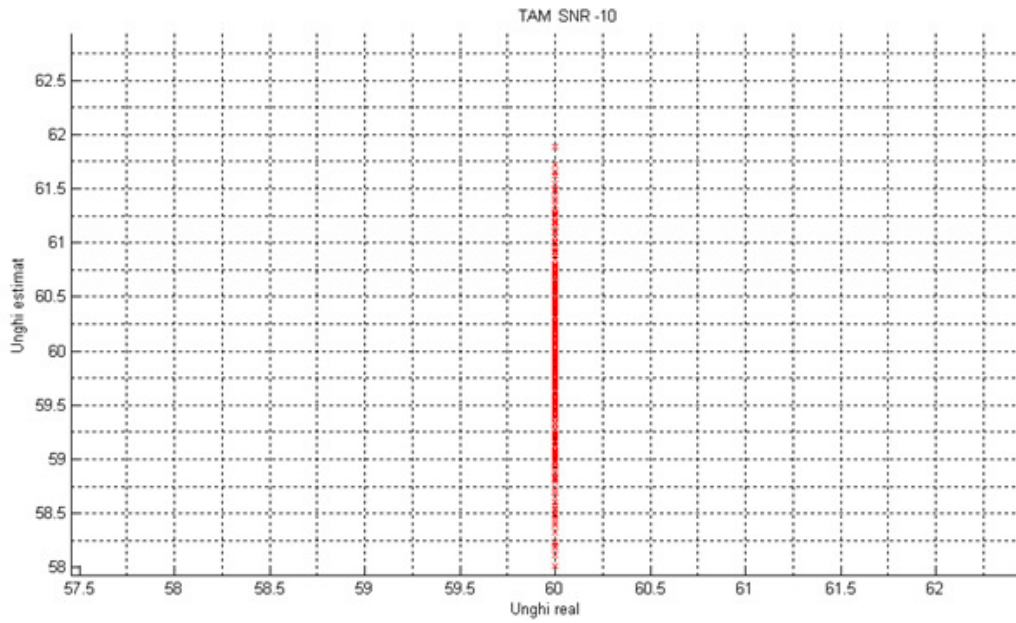


Fig.2.19. Rezultat al simulării repetate TAM (SNR=-10dB).

R-ESPRIT

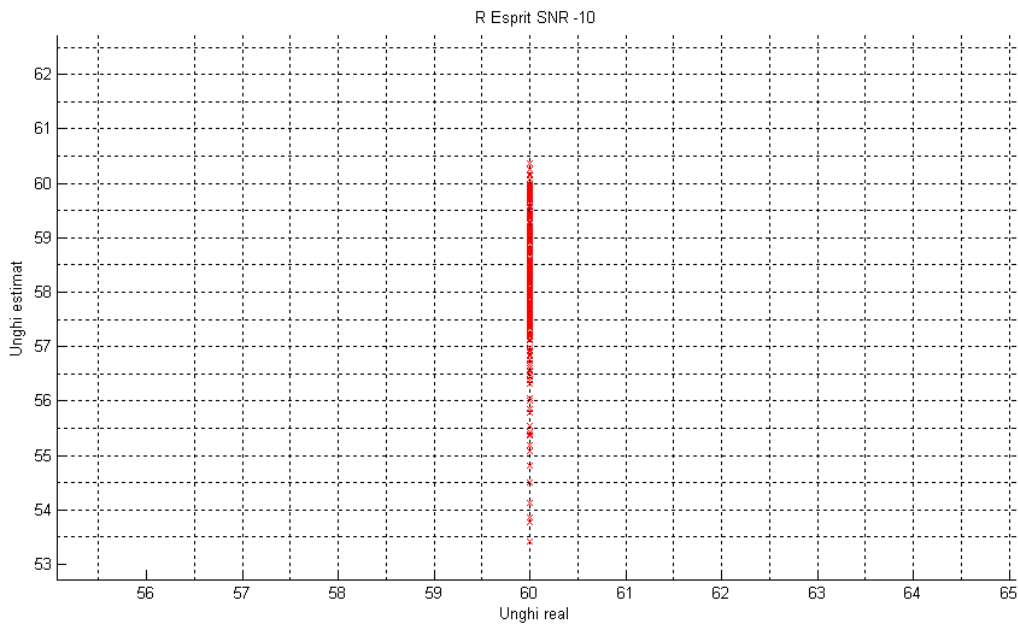


Fig.2.20. Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (SNR=-10dB).

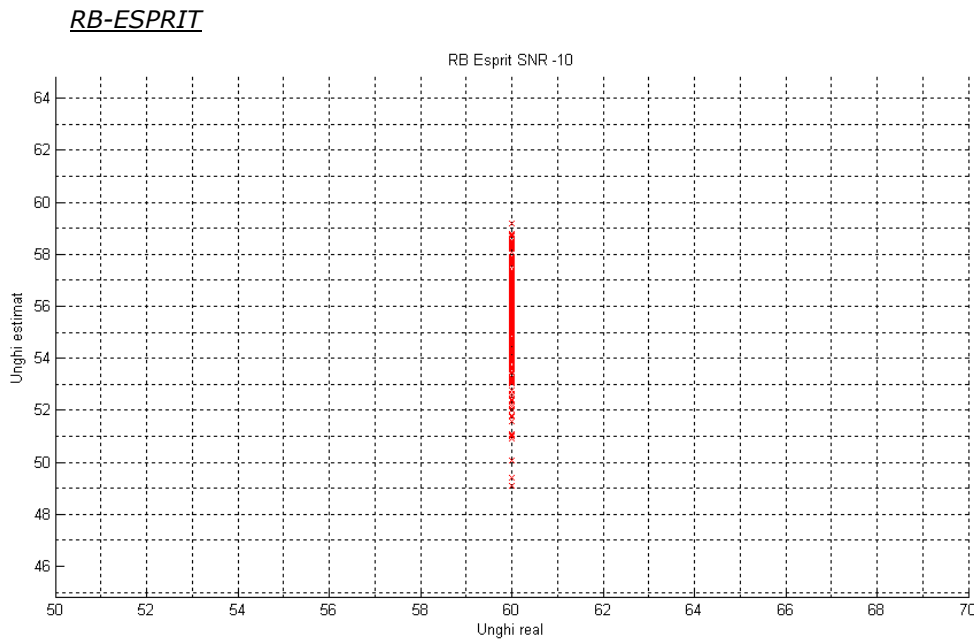


Fig.2.21. Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (SNR=-10dB).

Diferența între precizia la valoarea **SNR=0dB** și cea prezentată în cazul de față este mai mare: acuratețea fiind de 4,07%; aceasta valoare este ușor mai ridicată decât în cazul algoritmiilor anteriori. Diferența absolută a unghiului estimat față de cel real fiind apropiată de valoarea de 2,5°.

Tabelul 2.2 prezintă rezultatele simulărilor în cazul 2.

Algoritm	Distanța între elemente	SNR (dB)	Valori unghiuri reale	Eroarea medie de estimare (°)	Înrăutățirea estimării față de varianta SNR=0dB (°)
LS-ESPRIT	$\lambda/2$	-10	60	1,11	0,88
TLS-ESPRIT				1,03	0,81
TAM				1,03	0,80
R-ESPRIT				0,9	0,68
RB-ESPRIT				2,44	2,18

Tab.2.2. Rezultatele algoritmilor: 8 elemente de antenă ($\lambda/2$), SNR=-10dB, amplitudinea semnalului 1, sursa statică

Ca și concluzie, se poate afirma că metoda R-ESPRIT prezintă cele mai bune estimări ale unghiului de incidență - la valori ale SNR-ului scăzute; metodele TLS-ESPRIT și TAM au valori acceptabile, comparativ cu metoda R-ESPRIT. Cele ce

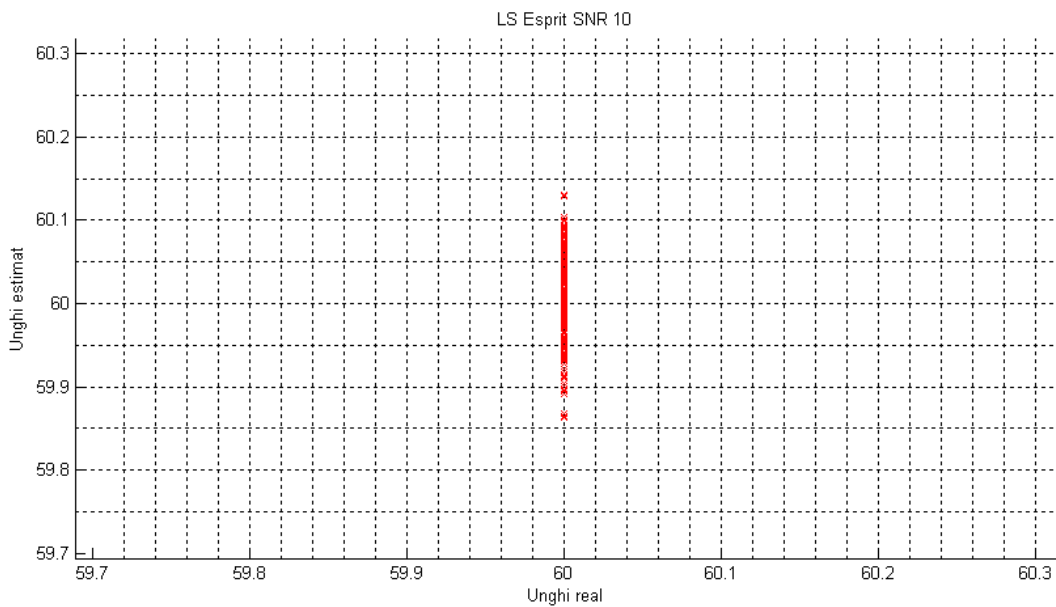
prezintă acuratețea cea mai scăzută sunt LS-ESPRIT (care prezintă o eroare mai ridicată decât, TLS, R și TAM) și RB-ESPRIT care prezintă rezultatele cele mai scăzute la precizia estimării unghiului de incidență a semnalului recepționat.

Cazul 3

Simulările au fost efectuate crescând la valoarea **SNR=10dB**.

Rezultatele obținute sunt prezentate în figurile 2.22÷2.26 și sintetic în tabelul 2.3.

LS-ESPRIT



TLS- ESPRIT

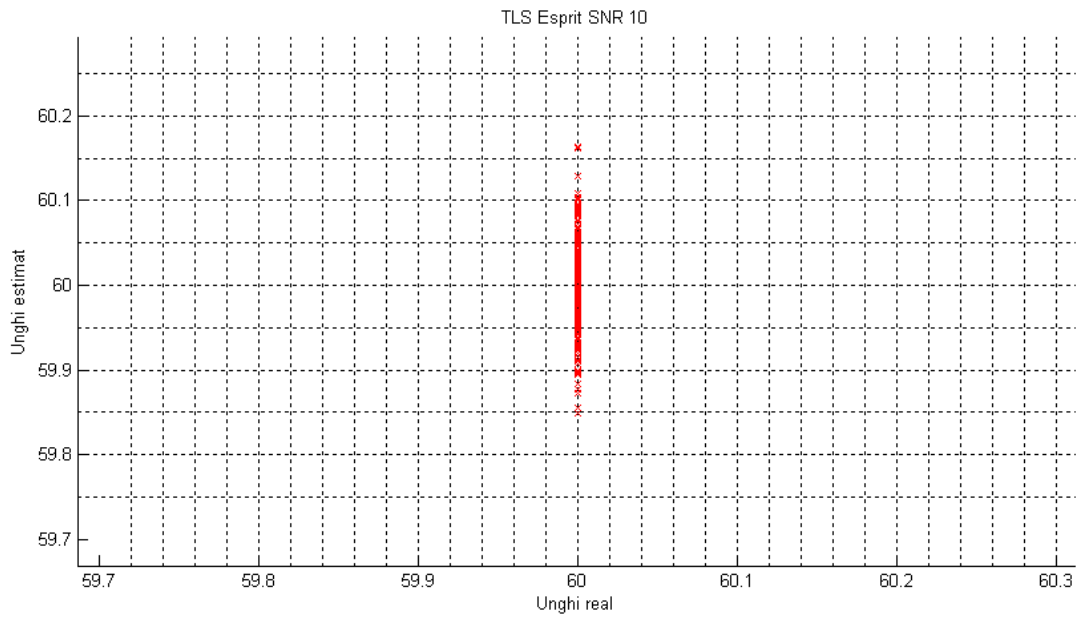


Fig.2.23. Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (SNR=10dB).

TAM

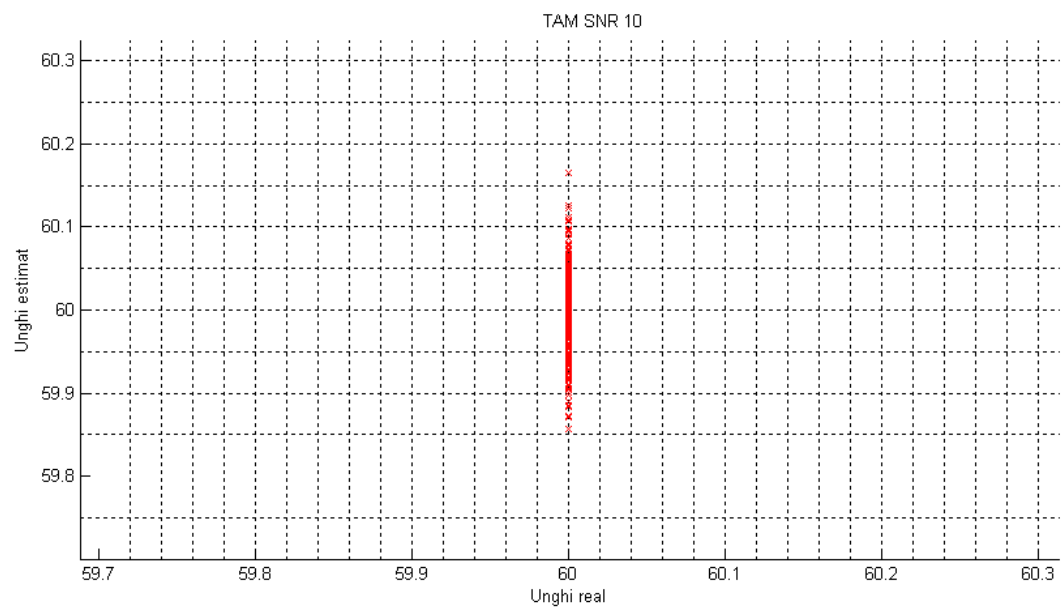
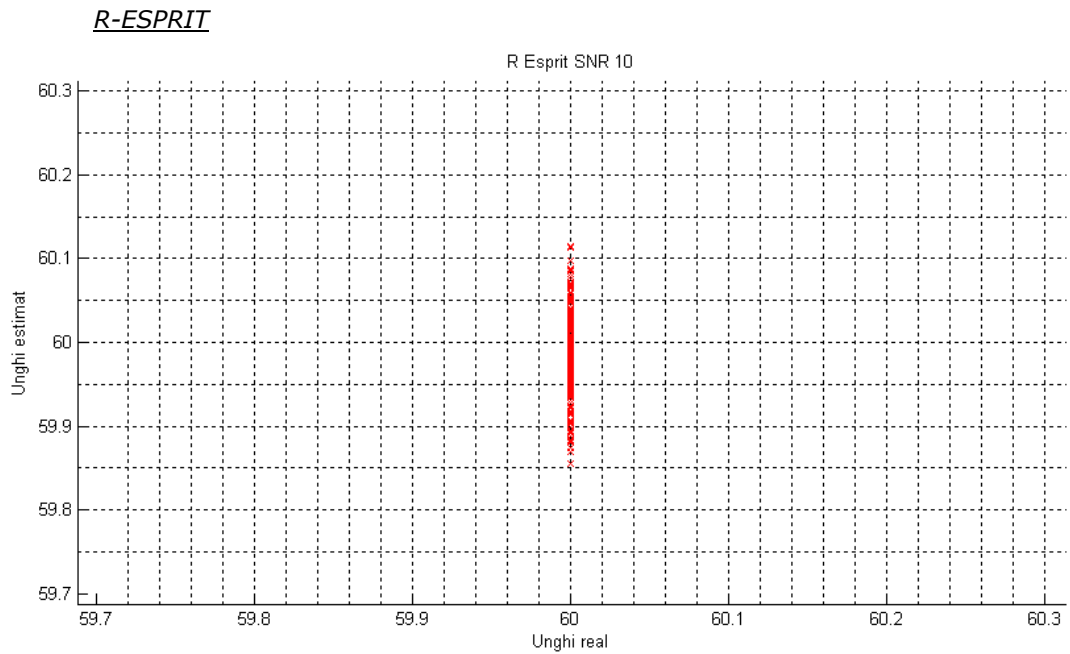
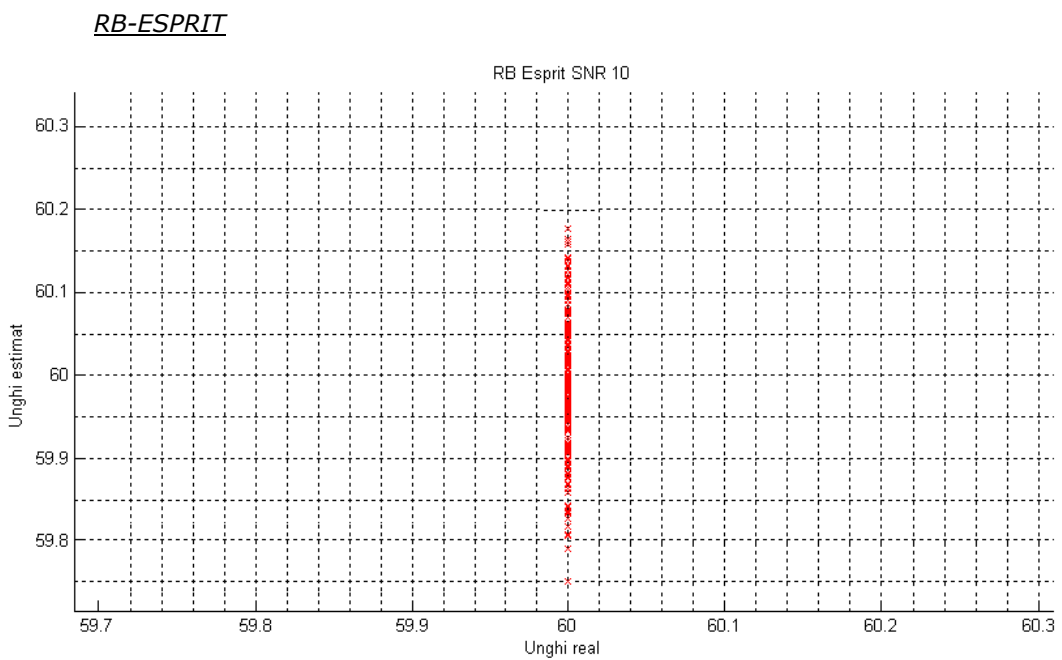


Fig.2.24. Rezultat al simulării repetate TAM (SNR=10dB).

**Fig.2.25. Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (SNR=10dB).****Fig.2.26. Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (SNR=10dB).**

Îmbunătățirea cea mai semnificativă este în cazul modelului RB-ESPRIT. Comparativ cu varianta **SNR=0dB**, estimarea oferită de către RB-ESPRIT are o eroare maximă de +/- 0,08. Această valoare reprezintă o abatere/eroare unghiulară a valorii estimate de la valoarea reală cu aproximativ 0,04°.

Ca și concluzie, se poate spune că metoda R-ESPRIT și RB-ESPRIT prezintă cele mai bune estimări ale unghiului de incidență, rezultate la valori ale lui SNR ridicate; metodele LS-ESPRIT, TLS-ESPRIT și TAM au, la fel, valori bune.

Algoritm	Distanța între elemente	SNR (dB)	Valori unghiuri reale	Eroarea medie de estimare (°)	Îmbunătățirea estimării față de varianta SNR=0 (°)
LS-ESPRIT	$\lambda/2$	10	60	0,07	0,15
TLS-ESPRIT				0,09	0,13
TAM				0,06	0,17
R-ESPRIT				0,04	0,17
RB-ESPRIT				0,04	0,21

Tab.2.3. Rezultatele algoritmilor: 8 elemente de antena ($\lambda/2$), SNR=10dB, amplitudinea semnalului 1, sursa statica

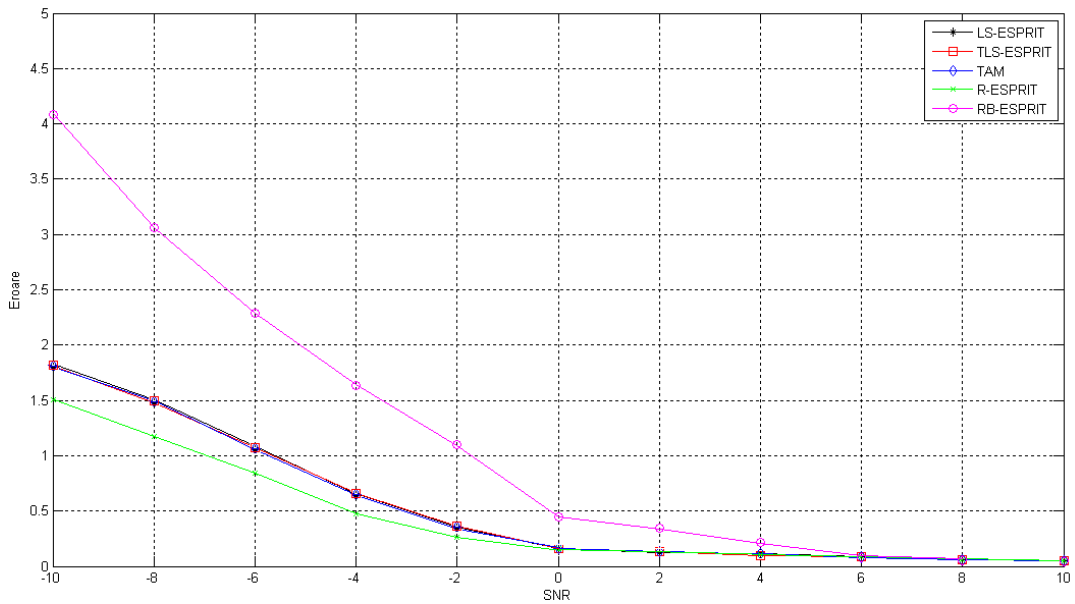


Fig.2.27. Dependența erorii de estimare funcție de SNR în intervalul [-10dB, 10dB]

Figura 2.27 prezintă variația erorii de estimare funcție de SNR. Se observă că pentru valori scăzute ale SNR cel mai bun comportament îl are algoritmul R-ESPRIT.

Cazul 4

În acest caz am analizat răspunsul metodelor de estimare la unghiuri de incidență foarte mici. Pentru un unghi de incidență de 15° variația erorii funcție de SNR este prezentă în figura 2.28.

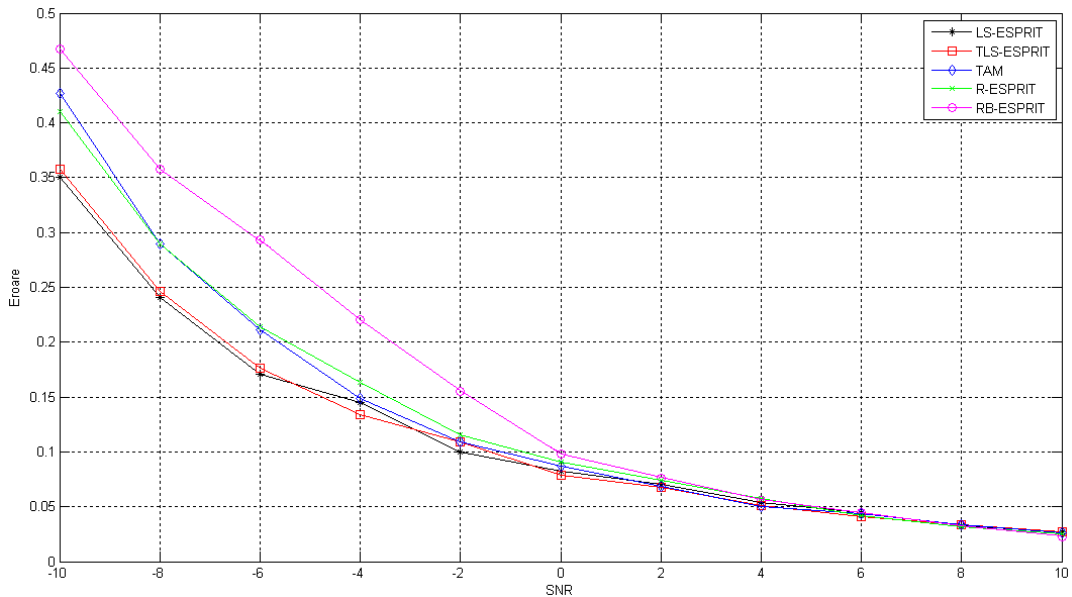


Fig.2.28. Rezultat al simulării repetate pentru valori diferite ale SNR = [-10dB, 10dB], unghi de incidență 15°

Se poate observa faptul că variația erorii de estimare pentru fiecare metodă pentru diferite valori ale SNR-ului este aproape identică, atât în situația unghiurilor mai mari, cât și în acele mai mici (în cazul de față 15°).

Cazul 5

În acest caz am analizat răspunsul diferitelor metode în cazul în care numărul elementelor de antena se dublează (de la 8 la 16) restul valorilor rămânând neschimbate (sir liniar de antene, elemente distanțate egal între ele cu $\lambda/2$; amplitudinea semnalului 1, iar sursa este statică, la un unghiul considerat la 60°).

Algoritm	Distanța între elemente	SNR	Valori unghiuri reale	Eroarea medie de estimare	Îmbunătățirea estimării față de varianta cu 8 elemente de antenă (°)
LS-ESPRIT	$\lambda/2$	0	45 și 60	0,18	0,04
TLS-ESPRIT				0,19	0,03
TAM				0,06	0,17
R-ESPRIT				0,05	0,16
RB-ESPRIT				0,07	0,18

Tab.2.4. Rezultatele algoritmilor: 16 elemente de antena ($\lambda/2$), SNR=0dB, amplitudinea semnalului 1, sursa statică

Rezultatele continuă o anumită îmbunătățire la toate variantele, în mod special pentru ultimele 3 din tabel, rezultatele care sunt comparabile cu cele obținute pentru cazul de SNR foarte bun. Cu toate acestea, îmbunătățirile nu sunt semnificative, astfel o dublare a elementelor de antenă nu este argumentată, în cazul în care se doresc rezultate mai bune decât cele obținute în cazul cu 8 elemente de antenă.

Cazul 6 – URV-ESPRIT

Întrucât algoritmul URV-ESPRIT prezintă rezultate foarte bune în cazul surselor statice, am analizat separat acest algoritm dar considerând sursele în mișcare.

Ex.1. Simulările au fost efectuate luând în considerare un șir liniar de antene, cu 32 elemente distanțate egal între ele cu $\lambda/2$, iar semnalul recepționat și prelucrat a fost cu zgomot.

În cazul simulării cu 4 surse (3 statice și una în mișcare, dar fără să se intersecteze cu cele statice). Rezultatele obținute sunt prezentate în figura 2.29:

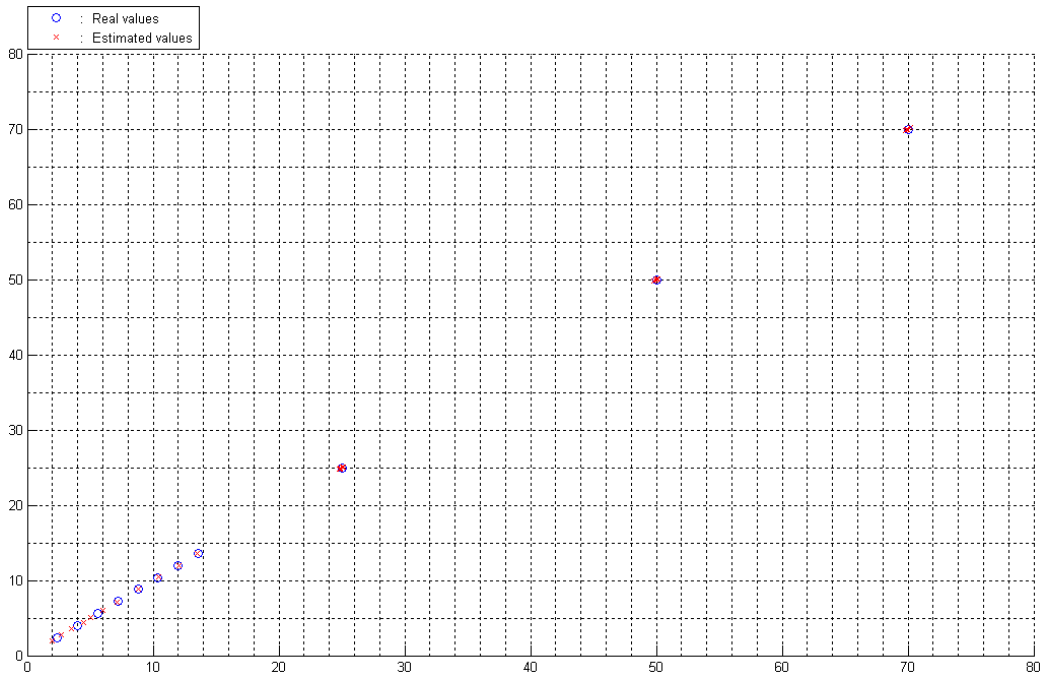


Fig.2.29. Rezultat al simulării URV-ESPRIT, 32 elemente de antena, 4 surse, 1 sursa dinamica și 3 surse statice

Valorile estimate ale unghiurilor pentru sursele statice sunt relativ exacte, abaterea fiind de numai +/- 0.26%.

În cazul sursei în mișcare se poate observa că acuratețea algoritmului crește pentru unghiuri mari (în cazul de față peste 7°) și scade la scăderea unghiului (în cazul de față sub 7°).

Rezultatele obținute pentru sursa în mișcare (figura 2.30) în urma simulărilor prezintă o acuratețe de 0.38%, pentru valorile de unghi mai mare (în cazul de față peste 7°).

Pentru unghiuri mai mici (în cazul de față sub 7°), acuratețea este de 13.08%.

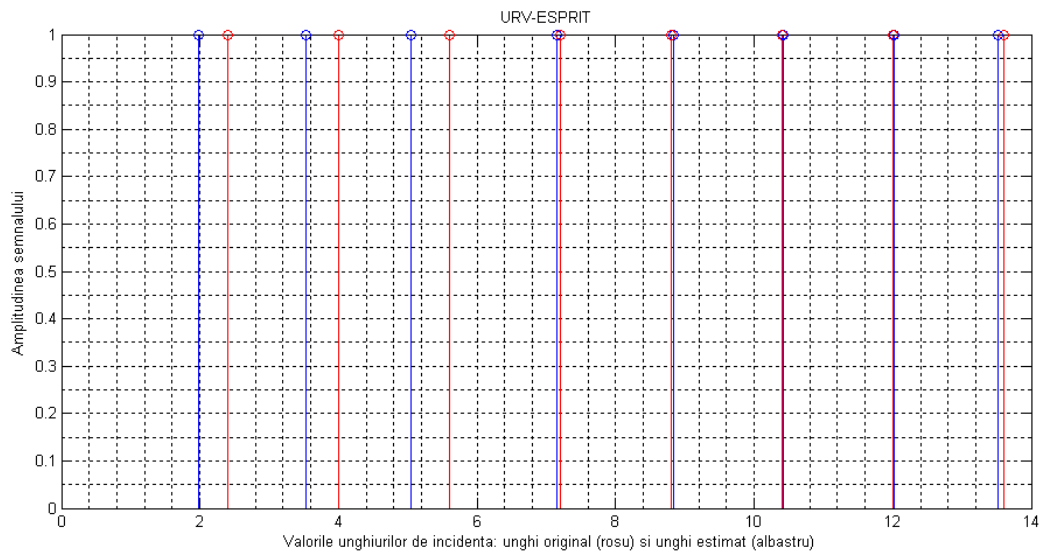


Fig.2.30. Rezultat al simulării URV-ESPRIT (exemplu punctual)

Obs: În cazul în care numărul elementelor de antenă este redus la 8 sau 16, acuratețea algoritmului este mult scăzută, neputându-se estima corect nici sursele statice, nici cea dinamică.

Ex.2. Simulările le-am executat luând în considerare un șir liniar de antene, cu 32 elemente distanțate egal între ele cu $\lambda/2$, iar semnalul recepționat și prelucrat a fost cu zgomot.

În acest context prima simulare s-a executat cu 4 surse, toate dinamice, rezultatele arătând în felul următor:

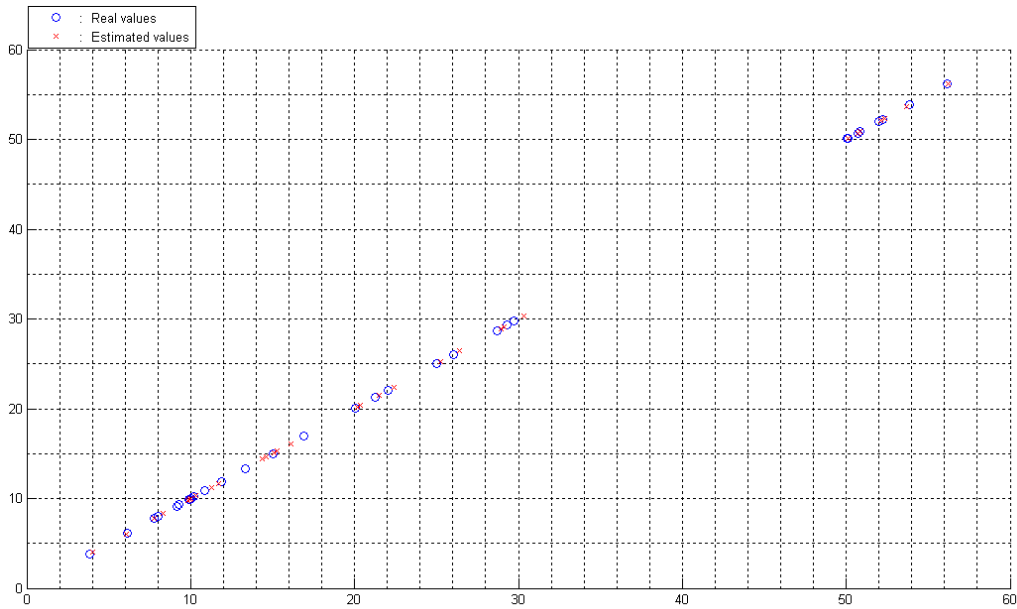


Fig.2.31. Rezultat al simulării URV-ESPRIT, 32 elemente de antenă, 4 surse dinamice

Dacă ne concentrăm asupra surselor, separat putem calcula precizia metodei în acest caz, în care toate sursele sunt în mișcare.

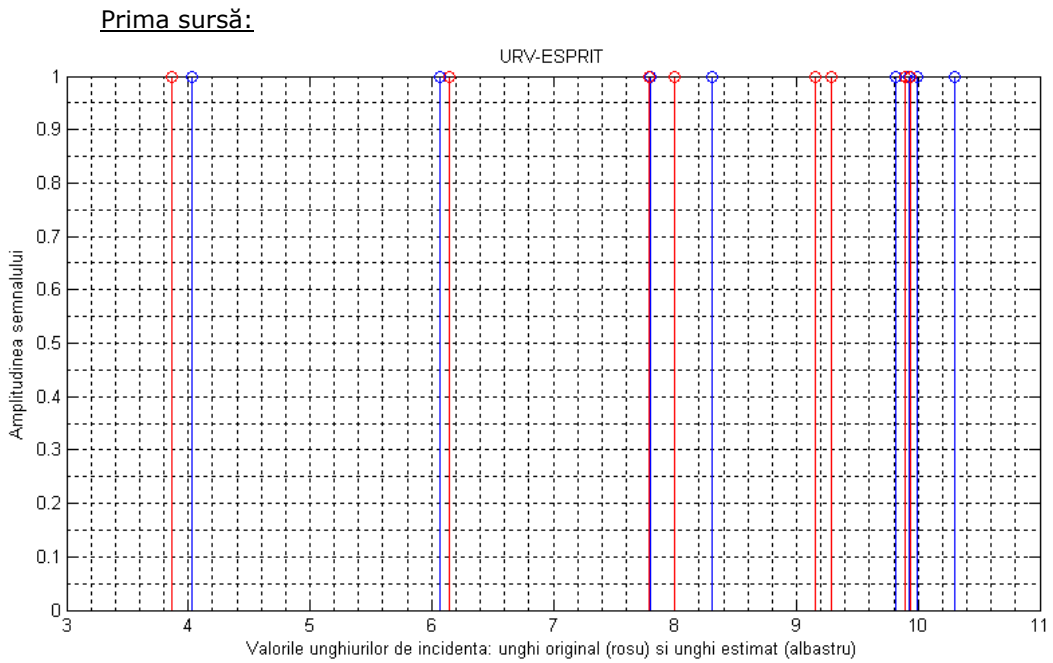


Fig.2.32. Rezultat al simulării URV-ESPRIT, prima sursă

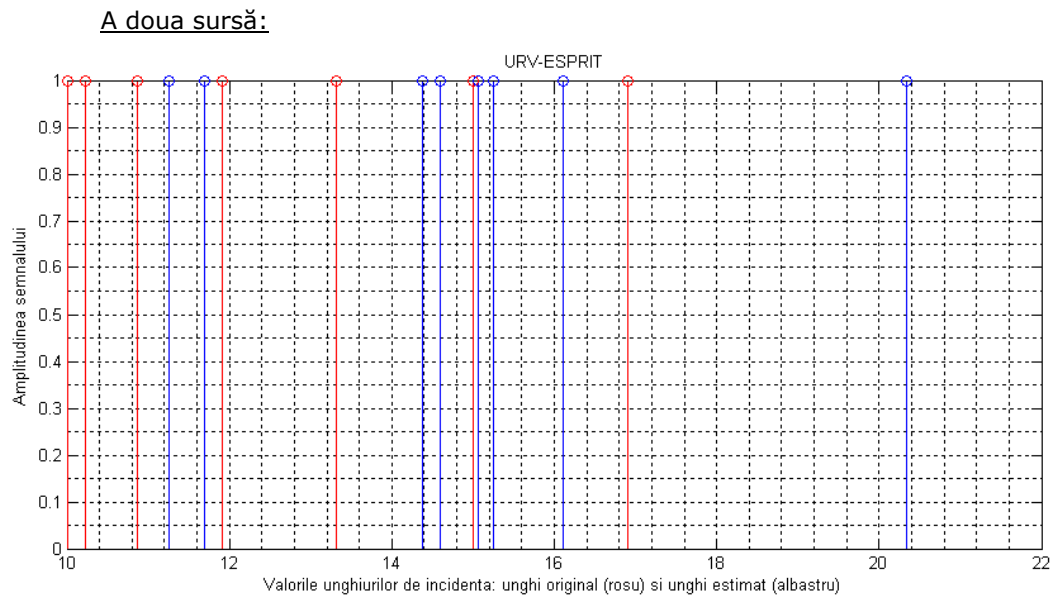


Fig.2.33. Rezultat al simulării URV-ESPRIT, a doua sursă

A treia sursă:

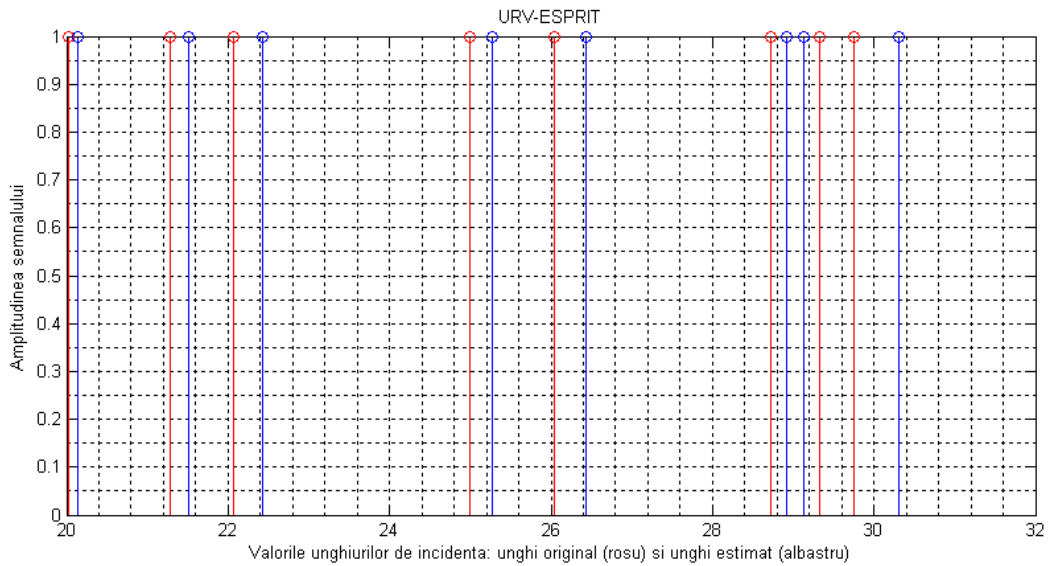


Fig.2.34. Rezultat al simulării URV-ESPRIT, a treia sursă

A patra sursă:

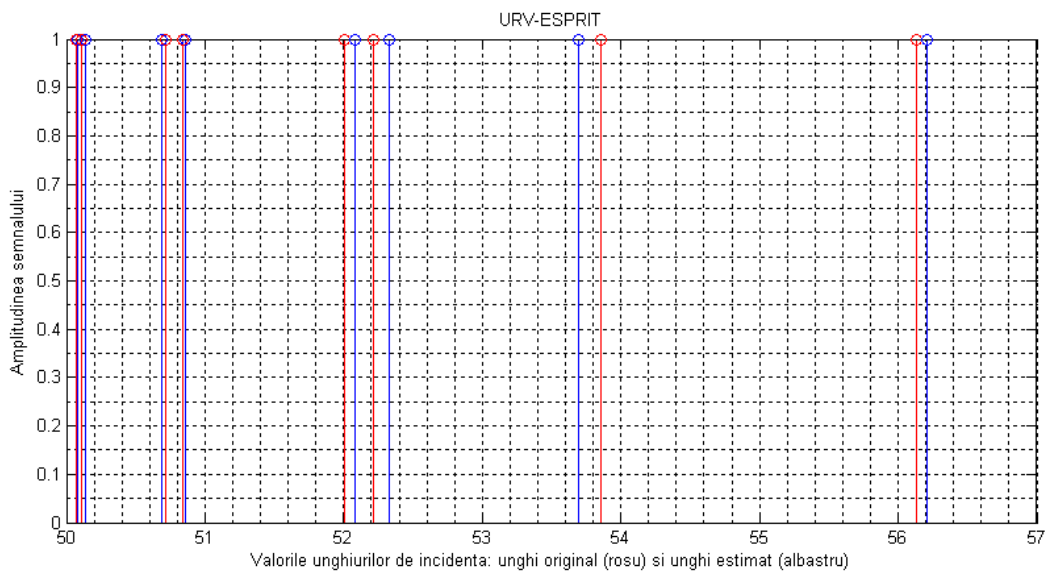


Fig.2.35. Rezultat al simulării URV-ESPRIT, a patra sursă

Din analiza rezultatelor prezentate în figurile 2.32÷2.35 putem concluziona următoarele:

- Pentru prima sursă în mișcare, estimarea prezintă o acuratețe de 3.53%.
- Rezultatele estimării poziției pentru cea de-a doua sursă au o acuratețe de 25,64%, foarte slabă, lucru ce se explică prin intersecția traiectoriei acesteia cu prima sursă.
- A treia sursă are o poziție estimată cu o acuratețe de 1.14%.
- Cea de-a patra sursă în mișcare are o precizie de estimare de 0.12%.

Obs: În cazul în care numărul elementelor este scăzut la 16 sau 8, precizia scade foarte mult, neputând fi estimate corect nici măcar sursele statice.

URV-ESPRIT prezintă cea mai buna soluție, în comparație cu celelalte metode prezentate, deoarece în cazul surselor statice, are o precizie mult ridicată. Aceasta soluție prezintă o precizie ridicată și în cazul surselor în mișcare (aproape la aceeași nivel ca și celelalte metode la estimarea surselor statice), cu observația că pot apărea probleme în cazul în care sursele se intersectează.

2.5 CONCLUZII

În următorul tabel (2.5), se regăsesc sintetic rezultatele simulărilor prezentate în subcapitolele anterioare; fiind evidențiate, pe baza unor comparații între algoritmi, variantele cele mai avantajoase pentru anumite valori ale SNR, menționând și posibilități de îmbunătățire în fiecare caz.

	SNR	Rezultate	Comparații	Posibilități de îmbunătățire a rezultatelor
LS-ESPRIT	<0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 1,11°	Algoritmul are o precizie de estimare foarte apropiată de metodele TAM și TLS-ESPRIT	Îmbunătățirea performanțelor prin creșterea numărului de elemente pentru SNR=0dB
	0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,22°		
	>0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,07°		

TLS-ESPRIT	<0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 1,03°	Algoritmul are o precizie de estimare foarte apropiată de metodele TAM și LS-ESPRIT	Îmbunătățirea performanțelor prin creșterea numărului de elemente pentru SNR=0dB
	0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,22°		
	>0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,09°		
TAM	<0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 1,03°	Algoritmul are o precizie de estimare foarte apropiată de metodele LS-ESPRIT și TLS-ESPRIT	Îmbunătățirea performanțelor prin creșterea numărului de elemente pentru SNR= 0dB
	0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,23°		
	>0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,06°		
R-ESPRIT	<0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,9°	Cea mai bună metodă din grupul analizat pentru sursele statice.	Îmbunătățirea performanțelor prin creșterea numărului de elemente pentru SNR=0dB
	0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,22°		
	>0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,04°		

RB-ESPRIT	<0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 2,44°	Un algoritm ce la SNR=0dB este comparabil cu oricare dintre celelalte metode, dar prezintă estimări cu erori ridicate la zgomot mare. Cu toate acestea, la zgomot mic, estimările făcute de acest algoritm sunt mai bune decât estimările celorlalte metode.	Îmbunătățirea performanțelor prin creșterea numărului de elemente pentru SNR=0dB
	0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,25°		
	>0	Eroare unghiulară de estimare de aproximativ 0,04°		

Tab.2.5. Analiza comparativă a algoritmilor prezentați

Urmărind tabelul de mai sus se poate concluziona că performanțele algoritmilor sunt apropiate în cazul **SNR=0dB**: ele se mențin într-o plajă de valori apropiate în cazul în care SNR crește peste 0dB. Ierarhizarea din punct de vedere al preciziei apare în momentul când SNR este sub valoarea 0. Totodată, prin creșterea numărului de elemente de antenă, performanțele se modifică discrepant obținându-se îmbunătățiri semnificative în anumite cazuri.

Astfel cei cinci algoritmi pot fi folosiți cu succes pentru a estima DoA pentru semnalele de intrare ale beamformerului adaptiv, asigurând o precizie corespunzătoare pentru performanțele acestuia.

Algoritmii ESPRIT, și familia ESPRIT la modul general, a fost dezvoltat ca și o metodă îmbunătățită/alternativă pentru metoda estimării direcției de sursă. În comparație cu alți algoritmi și alte metode, ESPRIT prezintă anumite avantaje, printre care cel mai important este faptul că nu necesită calibrarea sistemului de antene (ceea ce, de exemplu, în cazul algoritmului MUSIC este obligatoriu).

Metodele prezentate în acest capitol s-au dovedit a fi, unele de o precizie mai ridicată, altele de o precizie mai scăzută, mai ales în cazul în care nivelul zgomotului depășește cu mult nivelul semnalului de estimat. Principalele contribuții au fost:

- Am efectuat simulări pentru a verifica capacitățile de estimare ale fiecărui algoritm
- Pentru a elimina dispersiile, simulările au fost făcute în număr suficient de ridicat (300/algoritm/scenariu), capacitatea de estimare fiind prezentată ca o medie a tuturor simulărilor
- S-au luat în considerare, pentru validarea rezultatelor, modificări ale SNR, numărul de antene și direcții de incidență diferite

- Pe baza rezultatelor am concluzionat că algoritmi ESPRIT (LS, TLS, TAM, R și RB) au performanțe similare pentru anumite valori ale SNR, ceea ce permite utilizarea lor pentru estimarea semnalelor în cazul adăugării secvenței de beamforming
- Adițional, am analizat și performanțele algoritmului URV-ESPRIT, pentru evidențierea capacității de estimare a unui algoritm ESPRIT în cazul surselor în mișcare. Am simulat mai multe variante: doar surse statice, surse statice și dinamice. Rezultatele obținute au fost foarte bune, dar dat fiind faptul că aceste rezultate au fost obținute utilizând un număr mare de elemente de antenă, acest algoritm nu a fost folosit în combinație cu secvența de beamforming

CAPITOLUL 3

BEAMFORMERUL ADAPTIV

3.1 INTRODUCERE

Beamformingul este o tehnică de prelucrare de semnal utilizată în sistemele de antenă pentru selecția semnalului de recepție. Acest lucru este realizat prin combinarea semnalelor recepționate de elementele din sistemul de antenă astfel încât semnale din anumite unghiuri sunt accentuate, în timp ce semnalele considerate ca interferențe sunt atenuate. Beamformingul poate fi folosit atât la emisie cât și la recepție, în scopul de a realiza selectivitatea spațială. Îmbunătățirea față de recepția/transmisia omnidirecțională este cunoscută sub denumirea de câștig (sau pierdere) de transmisie/recepție.

Beamformingul poate fi folosit atât în cazul undelor radio cât și în cazul undelor acustice. Există numeroase aplicații pentru această tehnică în radar, sonar, seismologie, comunicații fără fir, astronomie radio, acustică, și biomedicină. Beamformingul adaptiv este folosit pentru detectarea și estimarea unui semnal de interes, la ieșirea dintr-un sistem de antene, prin intermediul filtrării spațiale optime și prin eliminarea interferențelor.

3.2 TEHNICI DE BEAMFORMING

Beamformingul se bazează pe interferențe pentru a schimba caracteristica sistemului de antenă. Când se utilizează pentru transmisie, un beamformer controlează faza și amplitudinea relativă a semnalului de la fiecare element emițător, în scopul de a crea un model de interferență constructivă și distructivă în frontul de undă. Când se recepționează, informațiile de la diferiți senzori sunt combinate pentru a modifica caracteristica de directivitate preferențial pentru sursa ce se dorește a fi recepționată.

Deoarece în sistemele de bandă îngustă, întârzierile sunt echivalente cu un "decalaj de fază"; în acest caz sistemul de antene se numește un sistem de antene de fază.

În beamformerul de recepție, semnalul de la fiecare antenă poate fi amplificat printr-o altă "ponderare". Pentru a obține caracteristica dorită se pot utiliza diferite modele de ponderare (de exemplu Dolph-Chebyshev). Controlul caracteristicii de directivitate se poate face atât prin modificarea lobului principal (modificări de fază) cât și a nivelelor lobilor secundari, precum și poziția nulurilor. Acest lucru este util pentru a ignora interferențele dintr-o anumită direcție, în timp ce se observă semnale dintr-o direcție de interes.

Tehnicile de beamforming pot fi împărțite în două mari categorii: convenționale și adaptive. Cele adaptive se bazează pe maximizarea semnalului dorit și minimizarea interferențelor sau eliminarea acestora.

Algoritmi DOA pot fi împărțite în trei categorii de bază, și anume, metodele clasice, subspațiu, și probabilitatea maximă (ML) tehnici [15]. În această carte, cele mai importante metode în fiecare dintre aceste trei categorii vor fi discutate. Metoda ML oferă performanțe ridicate, dar este scump computationally. Metodele de subspațiu efectua, de asemenea, bine și au mai multe variante de calcul eficiente. Metodele clasice sunt conceptual simple, dar oferă o performanță modestă sau sărace în timp ce necesită un număr relativ mare de calcule. Rețineți că acești algoritmi sunt inițial prezentate în ipoteza că sursele de semnal sunt staționare în spațiu și că semnalele primite nu sunt corelate (nici un semnal prezent ca urmare a propagării multipath). La sfârșitul cărții, de adaptare DOA estimare este discutat pentru cazul în care direcțiile de sosire se schimbă cu timpul. Bottom of Form

În cele ce urmează ne vom orienta spre tehnicile adaptive - mai exact pe sub-categoria care se axează pe maximizarea semnalului dorit - și analiza acestui tip în legătura cu algoritmi de estimare prezentați anterior.

3.3 BEAMFORMING ADAPTIV

Un sistem de beamforming poate fi prezentat schematic ca în figura 3.1 [HEK,03]:

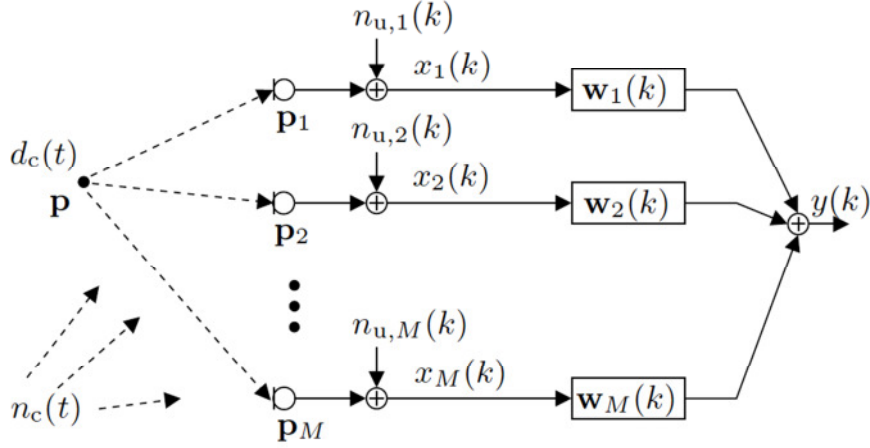


Fig.3.1. Beamformer generic

Considerăm o sursă punctuală de semnal $d_c(t)$ localizată în punctul p într-un mediu cu propagări multiple și în prezența interferenței locale $n_c(t)$ ($n_c(t)$ este de bandă largă și include și reflexiile semnalului dorit). Cele M elemente eșantionează unda în p_m locații în momentele kT , unde k este indexul de timp discret iar T reprezintă perioada de eșantionare ($T=1/(2B)$) unde B reprezintă lățimea de banda a semnalului dorit). Definim $d_m(k)$ componenta semnalului ce ajunge pe cale directă pentru al m -lea senzor:

$$d_m(k) = d_c(kT - \tau_m) \quad (3.1)$$

unde $\tau_m = |p-p_m|/c$ reprezintă întârzierea de propagare dintre sursă și al m -lea senzor. Cu zgomotul adițional provenit de la senzor, $n_{u,m}(k)$, contribuția de interferență al senzorului m este reprezentată în următoarea ecuație

$$n_m(k) = n_{c,m}(kT) + n_{u,m}(k) \quad (3.2)$$

Astfel semnalul de la senzorul m se poate scrie în felul următor:

$$x_m(k) = d_m(k) + n_m(k) \quad (3.3)$$

La ieșirea beamformerului semnalul se obține din convoluția informațiilor de la senzori cu răspunsurile filtrului FIR variabil în timp și însumarea acestora.

$$y(k) = w^T(k)x(k) = w^T(k)(d(k) + n(k)) \quad (3.4)$$

unde cele M filtre atașate beamformerilor de lungime N , $w_m(k)$, sunt combinate într-un vector de $MN \times 1$,

$$w(k) = (w_1^T(k), w_2^T(k), \dots, w_M^T(k))^T \quad (3.5)$$

iar vectorul $w_m(k)$, de dimensiune $N \times 1$, conține cele N ponderi,

$$w_m(k) = (w_{0,m}(k); w_{1,m}(k), \dots, w_{N-1,m}(k))^T \quad (3.6)$$

Ținând cont de acestea, putem introduce vectorii de informație:

$$\mathbf{x}_m(\mathbf{k}) = (\mathbf{x}_m(\mathbf{k}), \mathbf{x}_m(\mathbf{k} - 1), \dots, \mathbf{x}_m(\mathbf{k} - N + 1))^T \quad (3.7)$$

$$\mathbf{x}(\mathbf{k}) = (\mathbf{x}^T_1(\mathbf{k}), \mathbf{x}^T_2(\mathbf{k}), \dots, \mathbf{x}^T_M(\mathbf{k}))^T \quad (3.8)$$

$$\mathbf{d}_m(\mathbf{k}) = (\mathbf{d}_m(\mathbf{k}), \mathbf{d}_m(\mathbf{k} - 1), \dots, \mathbf{d}_m(\mathbf{k} - N + 1))^T \quad (3.9)$$

$$\mathbf{d}(\mathbf{k}) = (\mathbf{d}^T_1(\mathbf{k}), \mathbf{d}^T_2(\mathbf{k}), \dots, \mathbf{d}^T_M(\mathbf{k}))^T \quad (3.10)$$

$$\mathbf{n}_m(\mathbf{k}) = (\mathbf{n}_m(\mathbf{k}), \mathbf{n}_m(\mathbf{k} - 1), \dots, \mathbf{n}_m(\mathbf{k} - N + 1))^T \quad (3.11)$$

$$\mathbf{n}(\mathbf{k}) = (\mathbf{n}^T_1(\mathbf{k}), \mathbf{n}^T_2(\mathbf{k}), \dots, \mathbf{n}^T_M(\mathbf{k}))^T \quad (3.12)$$

Dacă vectorul $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ este ortogonal cu vectorul $\mathbf{x}(\mathbf{k})$, atunci $\mathbf{y}(\mathbf{k})$ este egal cu zero, iar semnalele sunt suprimate. Dacă $\mathbf{x}(\mathbf{k})$ este în spațiul vectorial acoperit de $\mathbf{w}(\mathbf{k})$, semnalele sunt transmise. Beamformerul optim de date este astfel conceput încât:

- $\mathbf{d}(\mathbf{k})$ este în spațiul acoperit de $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ ("beamsteering")
- $\mathbf{N}(\mathbf{k})$ este ortogonal cu $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ ("suprimarea interferențelor").

Beamformerul este orientat către o direcție specifică \mathbf{p} dacă ponderile filtrului, $\mathbf{w}(\mathbf{k})$, echivalează întârzierile de propagare τ_m, Δ_m , astfel încât semnalul dorit este aliniat în timp în toate canalele de senzori, ceea ce conduce la suprapunerea coerentă a semnalului dorit de la ieșirea beamformer. În general, aceste egalizări de întârzieri sunt multipli ai perioadei de eșantionare T .

3.4 PERFORMANȚELE BEAMFORMERULUI ADAPTIV

În acest subcapitol am luat în considerare semnale statice, ceea ce va permite diferite tipuri de măsurători de performanță precum și diferite tipuri de prelucrare a semnalului de la sistemul de antene.

Astfel am considerat o sursă de semnal, $\mathbf{d}_c(\mathbf{t})$, ce se propagă ca și o undă având frecvența ω și lungimea de undă λ

$$\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{a}(\theta, \phi) = \frac{\omega}{c} \mathbf{a}(\theta, \phi) \quad (3.13)$$

unde $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ este vectorul unitate având coordonatele $(r = 1, \theta, \phi)$ reprezentând direcția de propagare (figura 3.2).

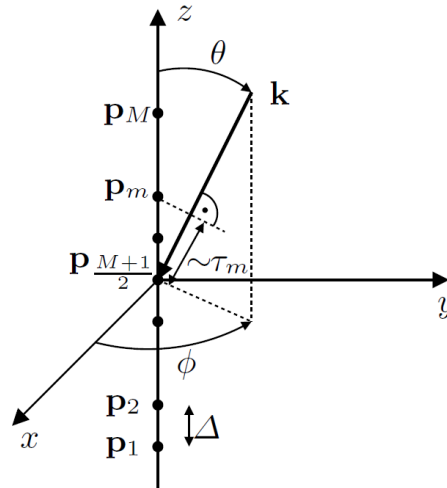


Fig.3.2. Sistem de coordonate cu un sistem de antene liniar amplasat de-a lungul axei z și centrat în origine

Valoarea lui k nu este dependentă de poziția elementului dat fiind punctul inițial de formare a unei unde plane. Dacă $\mathbf{d}(\mathbf{k}) = \mathbf{d}_c(\mathbf{k}\mathbf{T})$ este semnalul recepționat în origine, valoarea întârzierilor de propagare dintre elemente se poate obține prin

$$\tau_m = \frac{\mathbf{a}^T(\theta, \phi)\mathbf{p}_m}{c} \quad (3.14)$$

Iar componenta semnalului dorit, $\mathbf{d}_m(\mathbf{k})$ se poate scrie

$$\mathbf{d}_m(\mathbf{k}) = \widehat{\mathbf{D}} \exp\{j(\omega \mathbf{k}\mathbf{T} - \mathbf{k}^T \mathbf{p}_m)\} \quad (3.15)$$

unde $\widehat{\mathbf{D}}$ este amplitudinea undei.

Performanțele depind de direcția undei, geometria sistemului și ponderile elementelor în cazul absenței interferențelor, motiv pentru care vom considera semnalul normalizat (amplitudine unitară).

Aplicând transformata Fourier ecuației (3.1), obținem următoarea expresie:

$$\mathbf{D}_m(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{d}_m(k) \exp\{-j\omega \mathbf{k}\mathbf{T}\} = \widehat{\mathbf{D}} \exp\{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_m\} \quad (3.16)$$

Iar pentru \mathbf{w}_m

$$\mathbf{W}_m(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{w}_{i,m}(k) \exp\{-j\omega i\mathbf{T}\} \quad (3.17)$$

unde pentru componenta $\mathbf{w}_m(\mathbf{k})$ s-a renunțat la dependența de \mathbf{k} având în vedere caracterul staționar al datelor referitoare la elementul de antenă.

Folosind notațiile

$$\mathbf{w}_F(\boldsymbol{\omega}) = (\mathbf{W}_1(\boldsymbol{\omega}), \mathbf{W}_2(\boldsymbol{\omega}), \dots, \mathbf{W}_M(\boldsymbol{\omega}))^H \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}(\boldsymbol{\omega}, \mathbf{k}) &= (\exp(j\boldsymbol{\omega}\tau_1), \exp(j\boldsymbol{\omega}\tau_2), \dots, \exp(j\boldsymbol{\omega}\tau_M))^H = \\ &= (\exp(j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_1), \exp(j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_2), \dots, \exp(j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_M))^H \end{aligned} \quad (3.19)$$

Pentru $\mathbf{y}(\mathbf{k})$ transformata Fourier este:

$$\mathbf{Y}(\boldsymbol{\omega}, \mathbf{k}) = \mathbf{w}_F^H(\boldsymbol{\omega}) \mathbf{v}(\boldsymbol{\omega}, \mathbf{k}) \quad (3.20)$$

unde $\mathbf{v}(\boldsymbol{\omega}, \mathbf{k})$ este vectorul de direcție și ține cont de geometria sistemului de antene și direcția de sosire a semnalului dorit. $\mathbf{Y}(\boldsymbol{\omega}, \mathbf{k})$ reprezintă răspunsul beamformerului. Acesta descrie ponderea complexă a unei de intrare cu lungimea de undă \mathbf{k} și frecvența temporală $\boldsymbol{\omega}$. Modelul de undă se definește în felul următor:

$$\mathbf{B}(\boldsymbol{\omega}; \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) = \mathbf{Y}(\boldsymbol{\omega}, \mathbf{k}) \quad (3.21)$$

Cu $\boldsymbol{\theta} \in [0; \pi]$, $\boldsymbol{\phi} \in [0; 2\pi]$. Modelul de putere $P(\boldsymbol{\omega}; \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) = |\mathbf{Y}(\boldsymbol{\omega}; \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})|^2$ este amplitudinea modelului de undă la pătrat. Figura următoare (figura 3.3) arată un exemplu de formare a lobilor de către beamformer pentru un sistem de antene cu distanță egală între senzori ($\lambda/2$), cu numărul de elemente M , și $\mathbf{W}_m(\boldsymbol{\omega}) = \mathbf{1}/M$, $\forall M$. Valoarea lui $\boldsymbol{\theta}$ este $\pi/2$ iar modelul de putere $P(\boldsymbol{\omega}; \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})$ este independent de coordonata $\boldsymbol{\phi}$ datorită simetriei rotaționale a sistemului de antene raportat la axa \mathbf{z} .

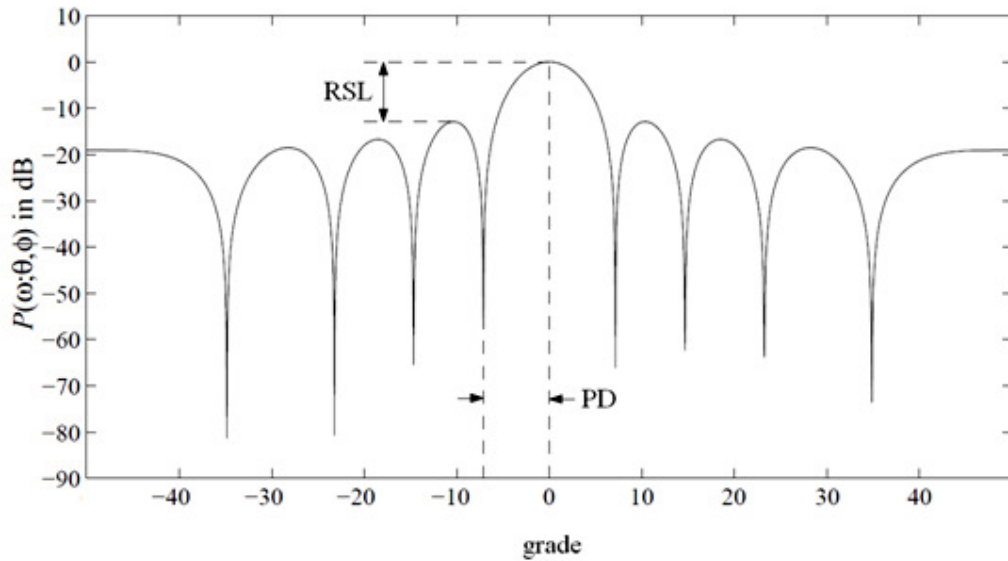


Fig.3.3. Formarea lobilor de către beamformer

Din figura 3.3 putem extrage două măsuri de performanță, ce sunt des utilizate ca și criterii pentru beamforming:

- Măsura lățimii lobului principal, peak-to-zero distance (PD)

- Diferența de nivel între lobul principal și cel mai „puternic” lob secundar, relative sidelobe level (RSL)
-

3.5 SIMULAREA BEAMFORMERULUI ADAPTIV

În acest capitol, pentru a evidenția performanțele beamformerului adaptiv în combinație cu metodele de estimare a direcției de sosire a semnalelor, am comparat rezultatele pentru fiecare algoritm în parte.

3.5.1 BEAMFORMER ÎN ABSENȚA INTERFERENȚEI

Având în vedere rezultatele la implementarea algoritmilor de detecție a direcției de sosire în experimentele din acest capitol, numărul elementelor utilizate pentru sistemul de antene a fost de 16. De asemenea, sistemul de antene are o spațiere între elemente egală cu $\lambda/2$ și sursele au fost considerate statice.

În acest caz sursa a fost considerată în origine.

LS-ESPRIT

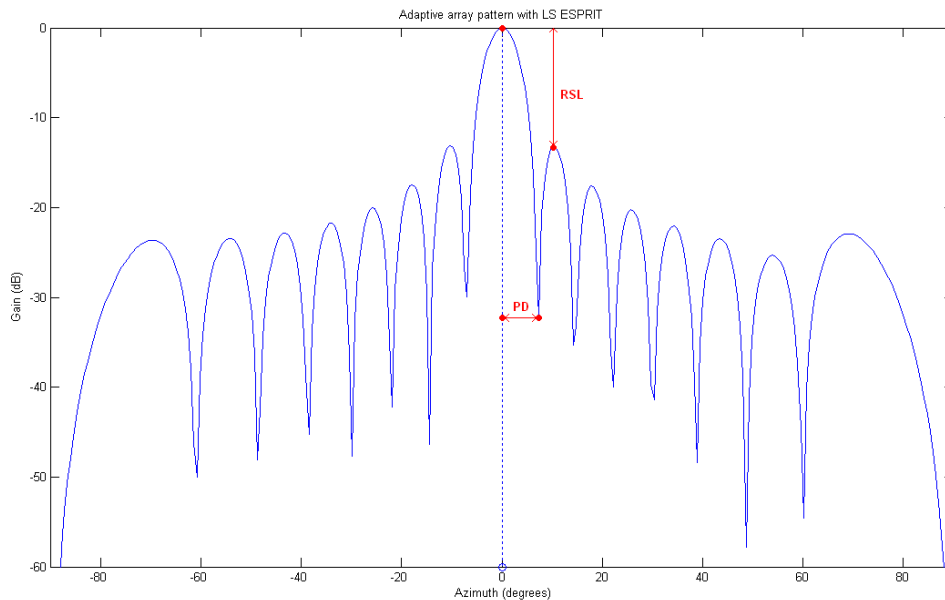


Fig.3.4. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (fără interferență).

Valoarea RSL este de 13.2dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

TLS- ESPRIT

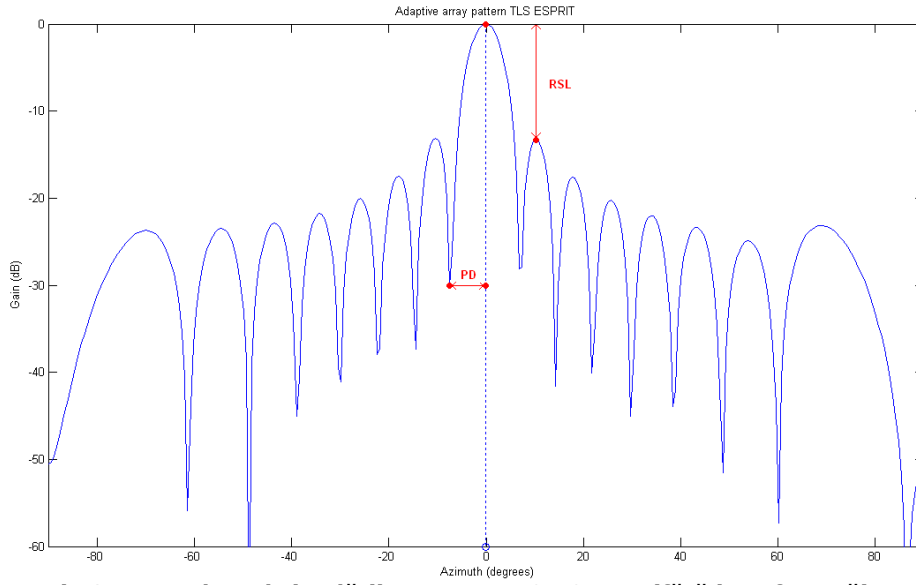


Fig.3.5. Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (fără interferență).
 Valoarea RSL este de 13.12dB iar valoarea PD este aproximativ 7.5 grade.

TAM

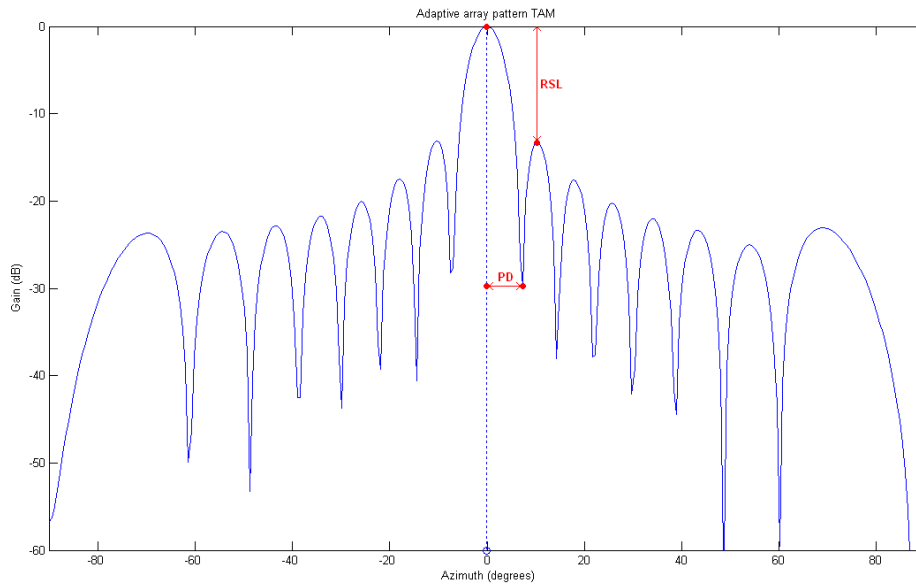


Fig.3.6. Rezultat al simulării repetate TAM (fără interferență).
 Valoarea RSL este de 13.18dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

R-ESPRIT

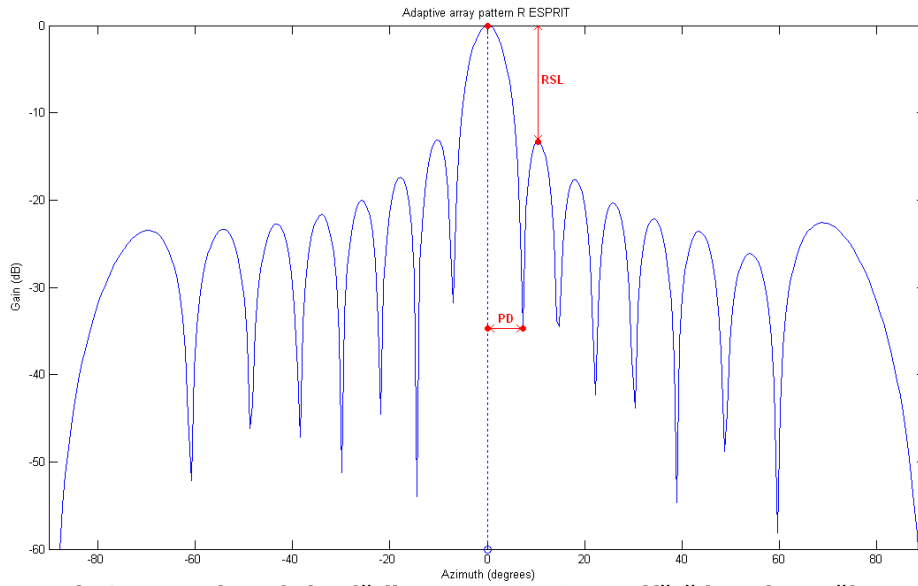


Fig.3.7. Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (fără interferență).
 Valoarea RSL este de 13.22dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

RB-ESPRIT

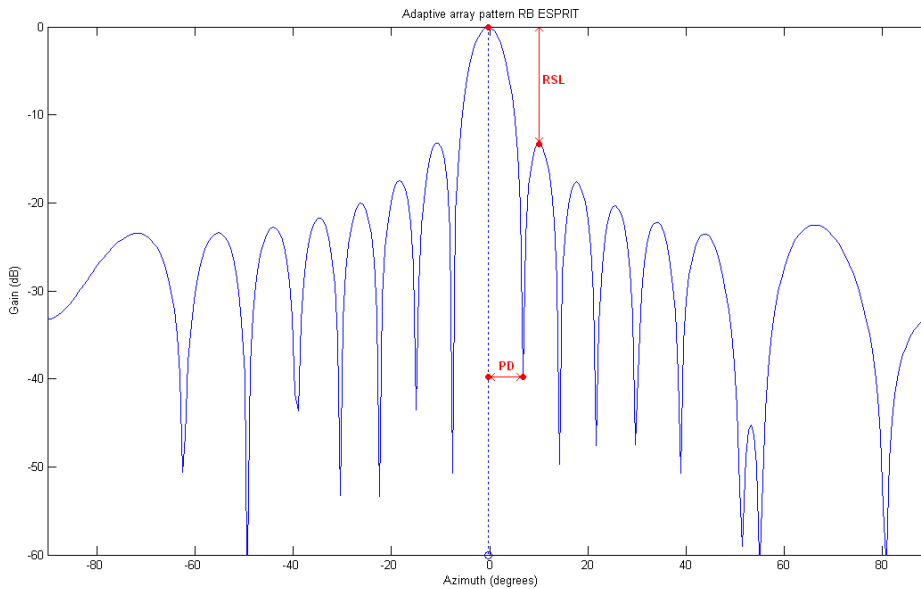


Fig.3.8. Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (fără interferență).
 Valoarea RSL este de 13.28dB iar valoarea PD este aproximativ 6.8 grade.

3.5.2 BEAMFORMER ÎN PREZENȚA UNEI INTERFERENȚE ÎNDEPĂRTATE

În acest caz, sursa de estimat s-a considerat în origine iar la 60 de grade se consideră o a doua sursă de semnal de interferență. Rulând algoritmi ESPRIT în combinație cu beamformerul adaptiv, am obținut următoarele rezultate:

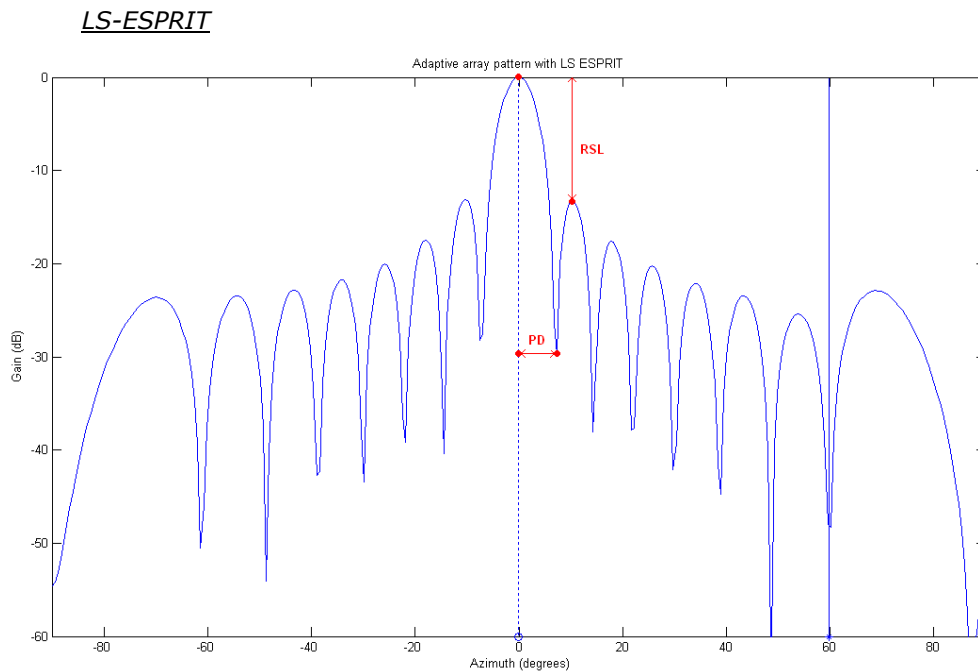


Fig.3.9. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 60°).

Valoarea RSL este de 13.19dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

TLS- ESPRIT

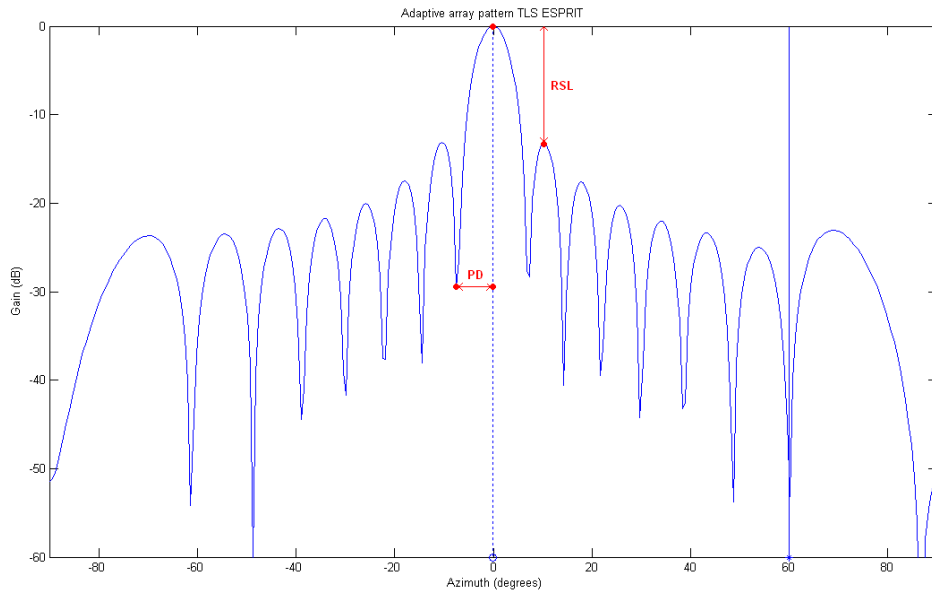


Fig.3.10. Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (interferență la 60°).
 Valoarea RSL este de 13.18dB iar valoarea PD este aproximativ 7.5 grade.

TAM

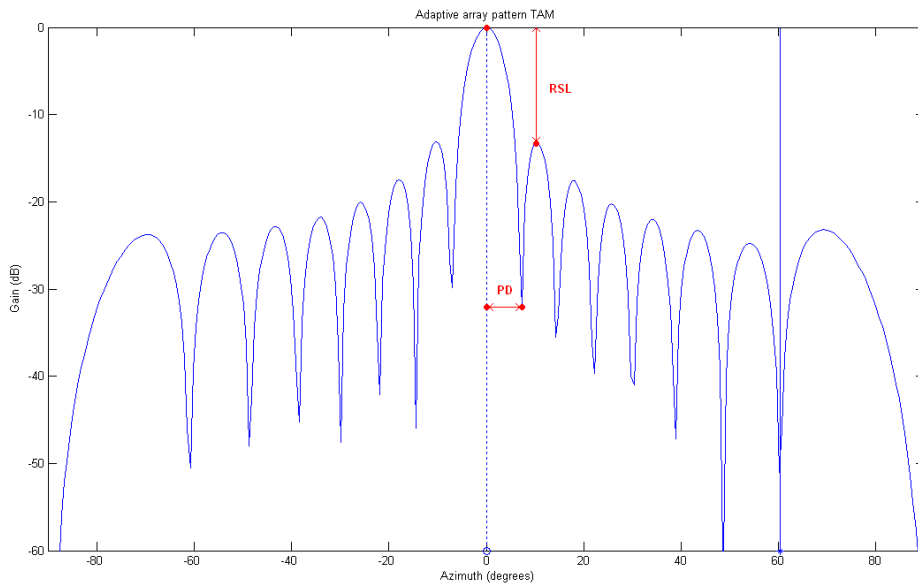


Fig.3.11. Rezultat al simulării repetate TAM (interferență la 60°).
 Valoarea RSL este de 13.18dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

R-ESPRIT

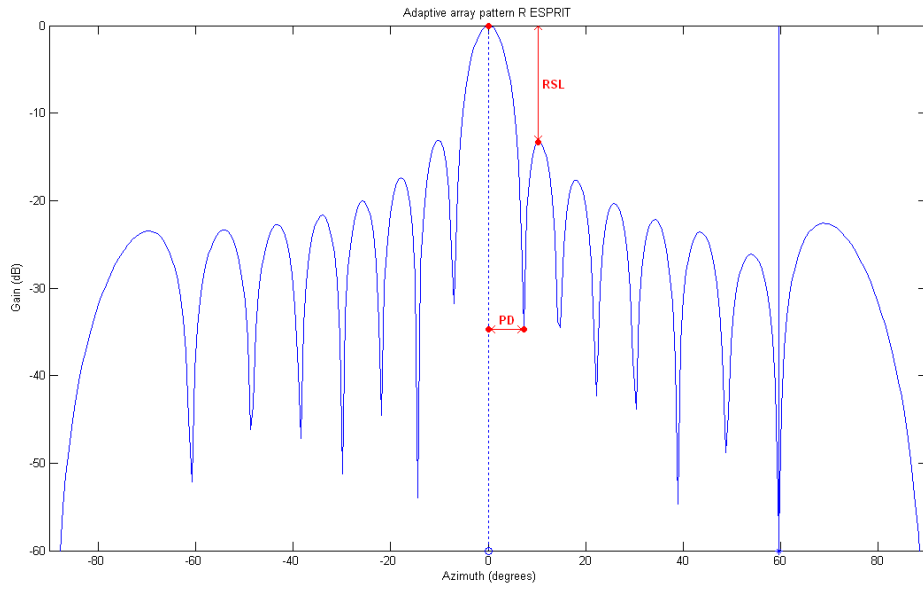


Fig.3.12. Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (interferență la 60°).
 Valoarea RSL este de 13.22dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

RB-ESPRIT

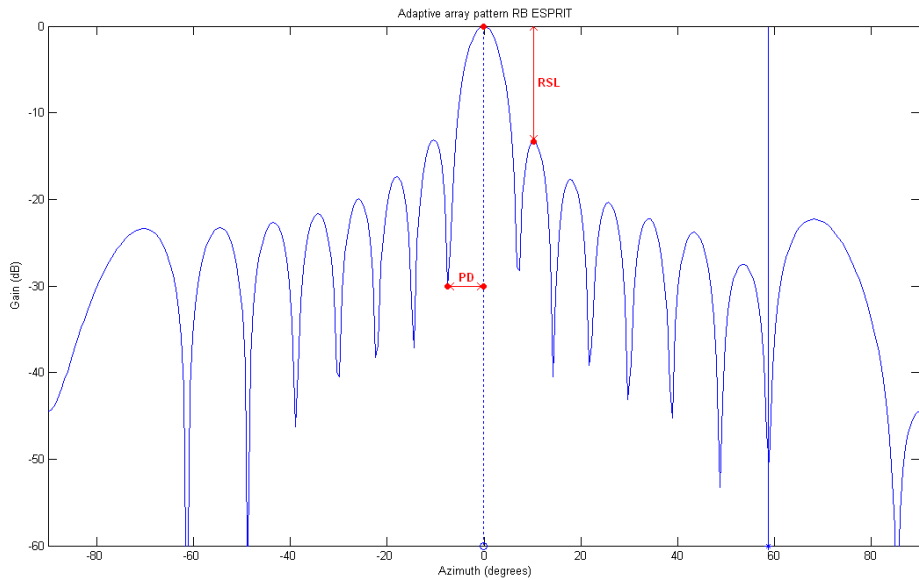


Fig.3.13. Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (interferență la 60°).
 Valoarea RSL este de 13.23dB iar valoarea PD este aproximativ 7.5 grade.

3.5.3 BEAMFORMER ÎN PREZENȚA UNEI INTERFERENȚE APROPIATE

În acest caz, sursa de estimat și pe care trebuie să se caleze beamformerul s-a considerat în origine iar interferența s-a considerat la 15 de grade. Rulând algoritmi ESPRIT în combinație cu beamformerul adaptiv, am obținut următoarele rezultate:

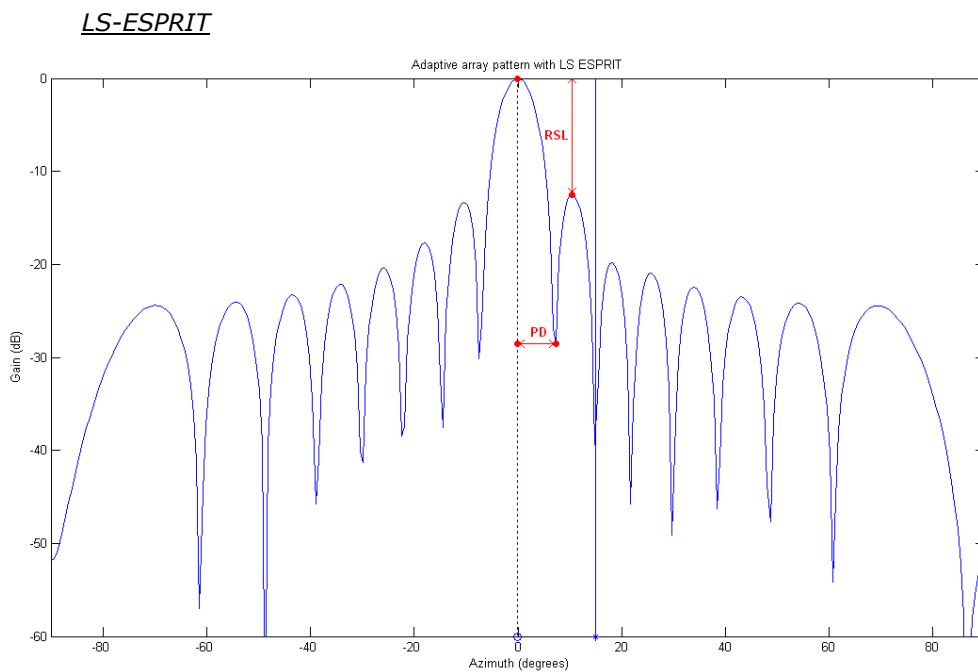


Fig.3.14. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 15°).

Valoarea RSL este de 12.47dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

TLS- ESPRIT

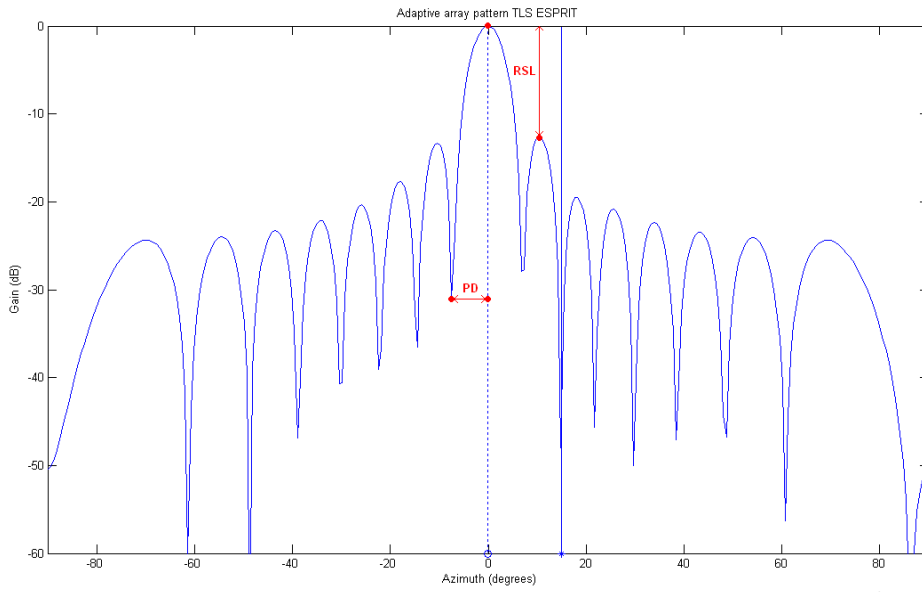


Fig.3.15. Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (interferență la 15°).
 Valoarea RSL este de 12.53dB iar valoarea PD este aproximativ 7.5 grade.

TAM

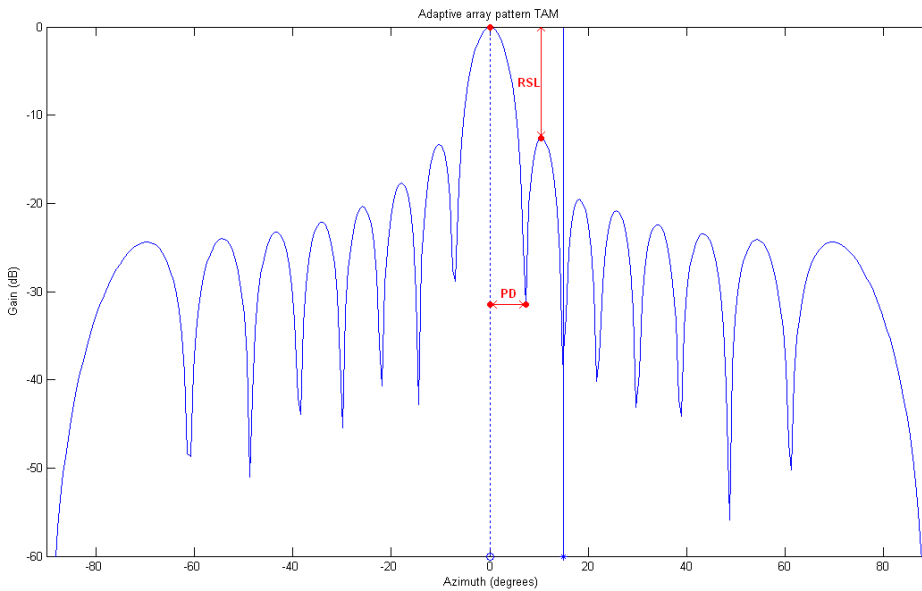


Fig.3.16. Rezultat al simulării repetate TAM (interferență la 15°).
 Valoarea RSL este de 12.54dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

R-ESPRIT

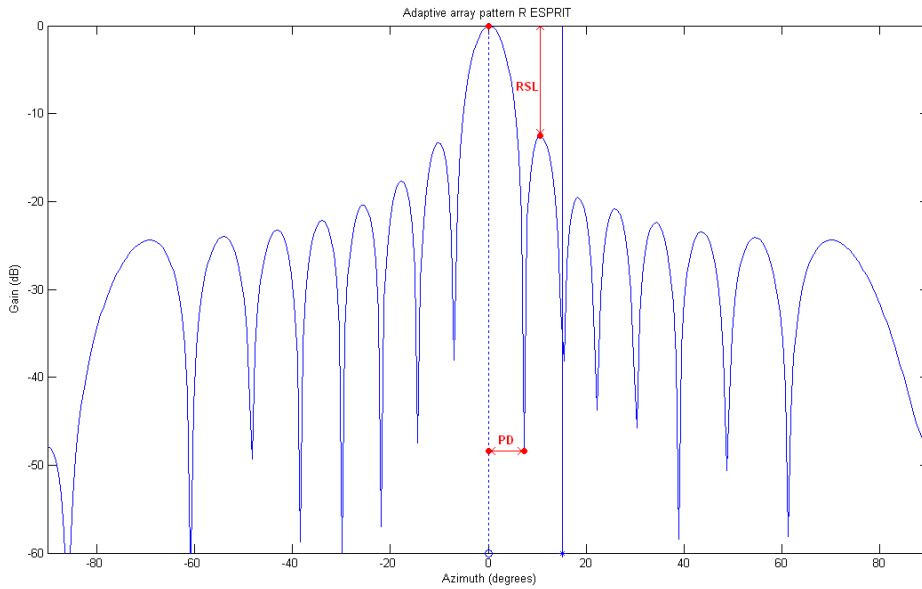


Fig.3.17. Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (interferență la 15°).
 Valoarea RSL este de 12.51dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

RB-ESPRIT

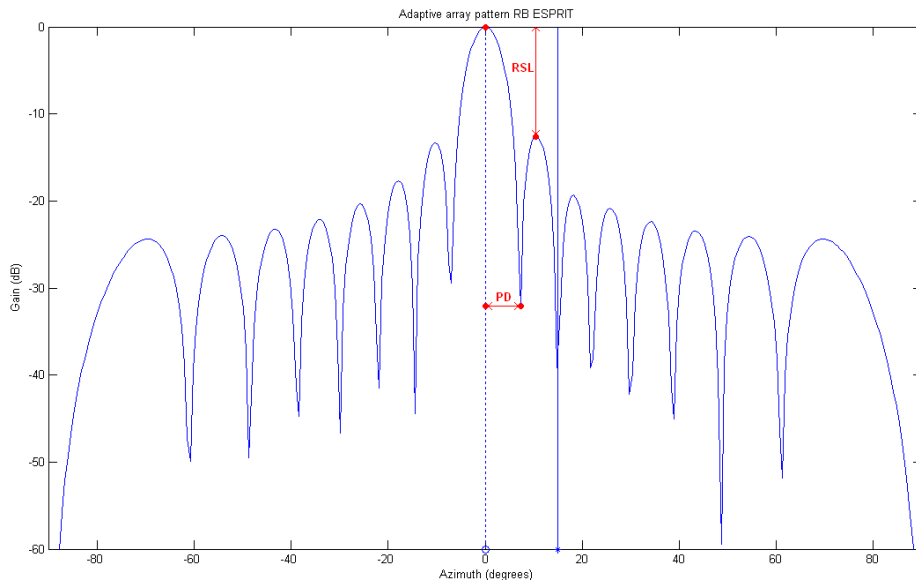


Fig.3.18. Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (interferență la 15°).
 Valoarea RSL este de 12.57dB iar valoarea PD este aproximativ 7.4 grade.

3.5.4 BEAMFORMER ÎN PREZENȚA UNEI INTERFERENȚE FOARTE APROPIATE

Față de cazul anterior, sursa de interferență s-a considerat a fi la 5 grade. Pentru această situație am introdus un nou parametru de estimare a calității beamformerului: precizia de calare pe frecvența estimată (PCF).

În urma simulărilor am observat că interferența considerată la 5 grade introduce o deplasare a lobului principal cu o valoare notată cu PCF. Datorită acestui deplasament, precizia calării este afectată într-un mod negativ, astfel lobul principal nu mai este centrat pe sursa emițătoare a semnalului de interes. Cu toate acestea, există un mecanism în secvența beamformerului care compensează acest efect prin îngustarea lobului principal. Deci valoarea PCF este de fapt o deplasare de valoare minimă, fiind adusă la această valoare de acest mecanism. Fără implementarea acestui mecanism, deplasamentul ar avea valori mult mai mari.

LS-ESPRIT

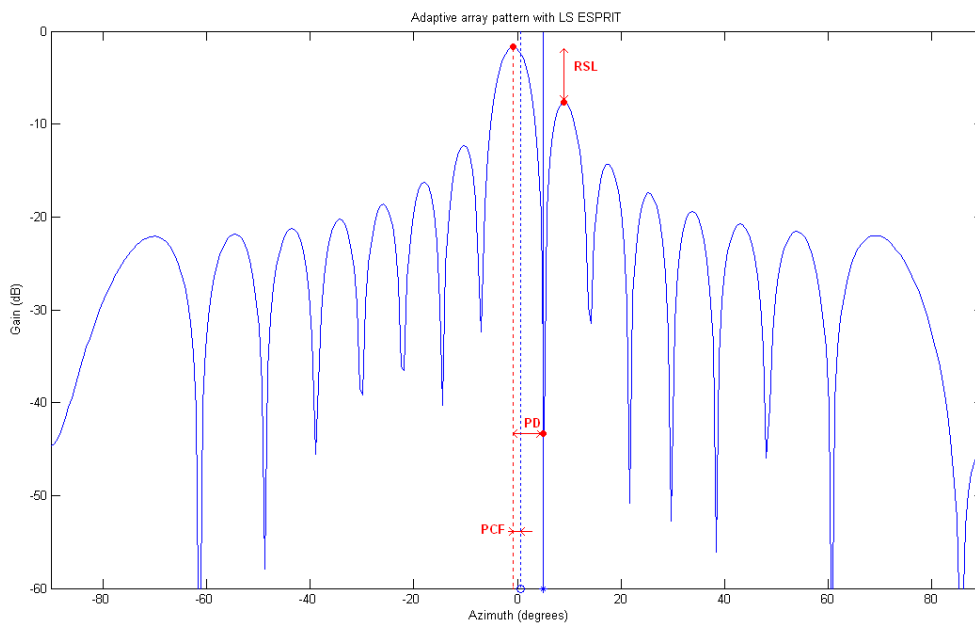


Fig.3.19. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 5°).

Valoarea RSL este de 6dB, PD este 5.72° iar valoarea PCF este 1.14°.

TLS- ESPRIT

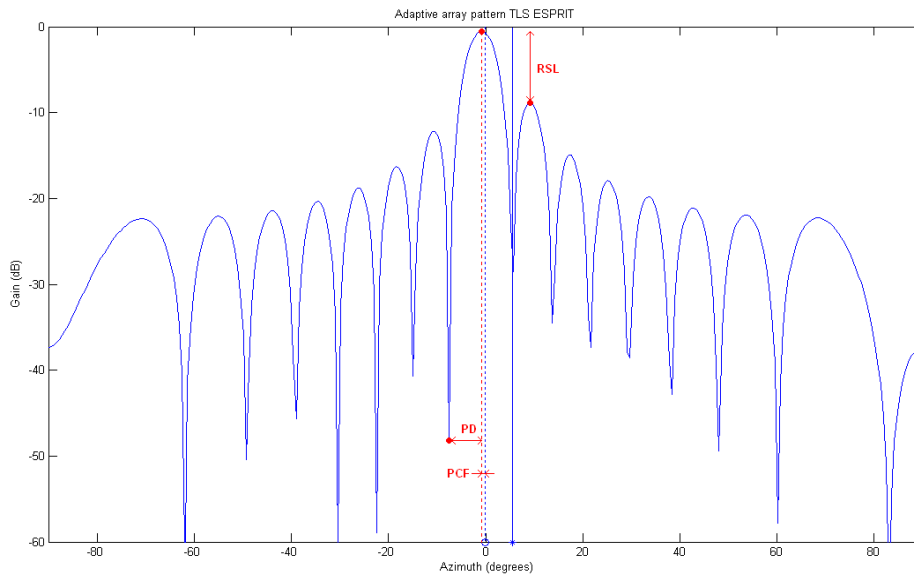


Fig.3.20. Rezultat al simulării repetate TLS-ESPRIT (interferență la 5°).
 Valoarea RSL este de 8.3dB, PD este 6.87° iar valoarea PCF este 0.57°.

TAM

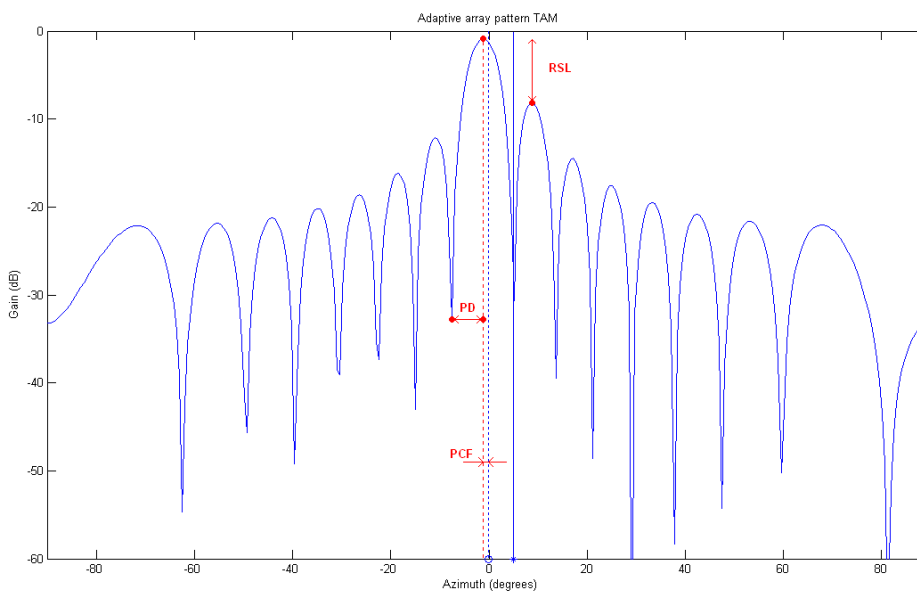


Fig.3.21. Rezultat al simulării repetate TAM (interferență la 5°).
 Valoarea RSL este de 7.3dB, PD este 6.3° iar PCF este 1.14°.

R-ESPRIT

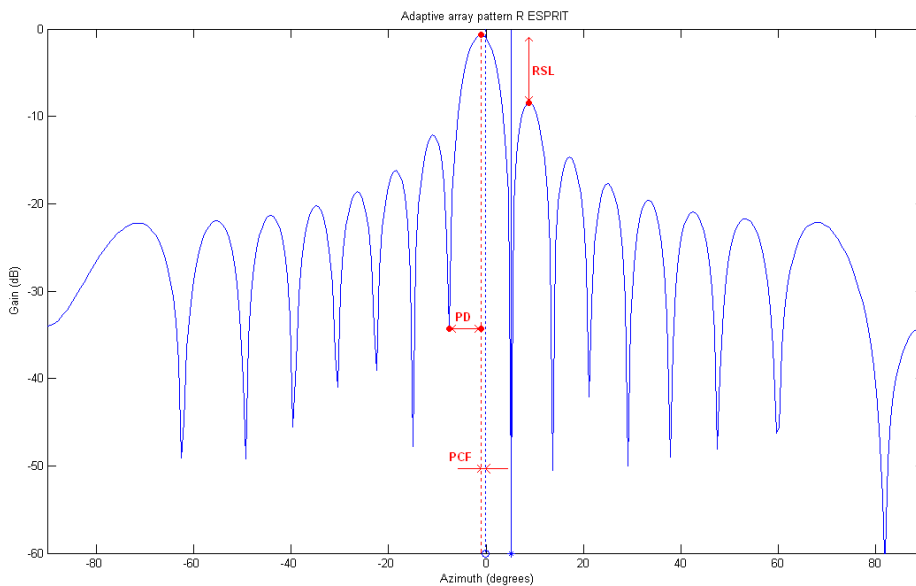


Fig.3.22. Rezultat al simulării repetate R-ESPRIT (interferență la 5°).
 Valoarea RSL este de 7.7dB, PD este 6.3° iar PCF este 1.1°.

RB-ESPRIT

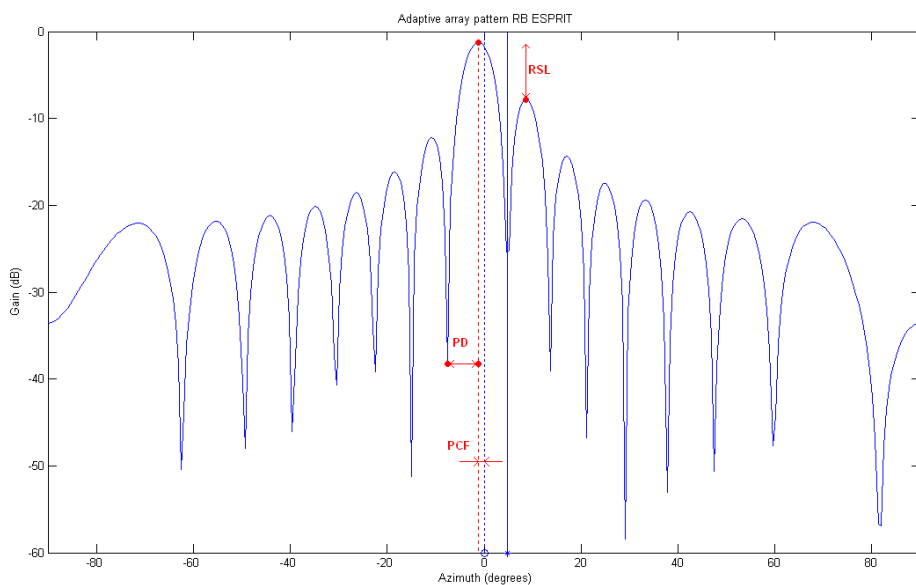


Fig.3.23. Rezultat al simulării repetate RB-ESPRIT (interferență la 5°).
 Valoarea RSL este de 6.6dB, PD este 6.3° iar PCF este 1.1°.

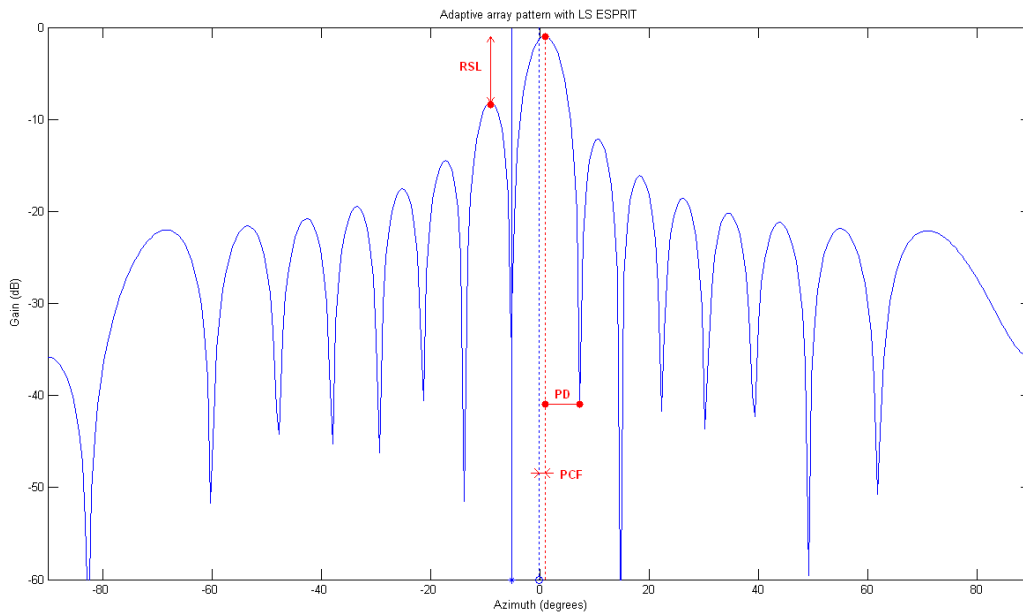


Fig.3.24. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la -5°).

Obs: acest comportament se poate constata și atunci când semnalul de interferență are unghiul de incidență în plaja valorilor negative. În figura 3.24 se poate vedea exemplul unei variante cu LS ESPRIT pentru o interferență cu unghiul de incidență de valoare -5° .

Tendința de deplasare a lobului principal este vizibilă și în acest caz, efectele beamformerului fiind similare cu varianta unghiului de incidență în plaja pozitivă de valori: beamformerul încearcă a compensa a preciziei calării prin îngustarea lobului principal.

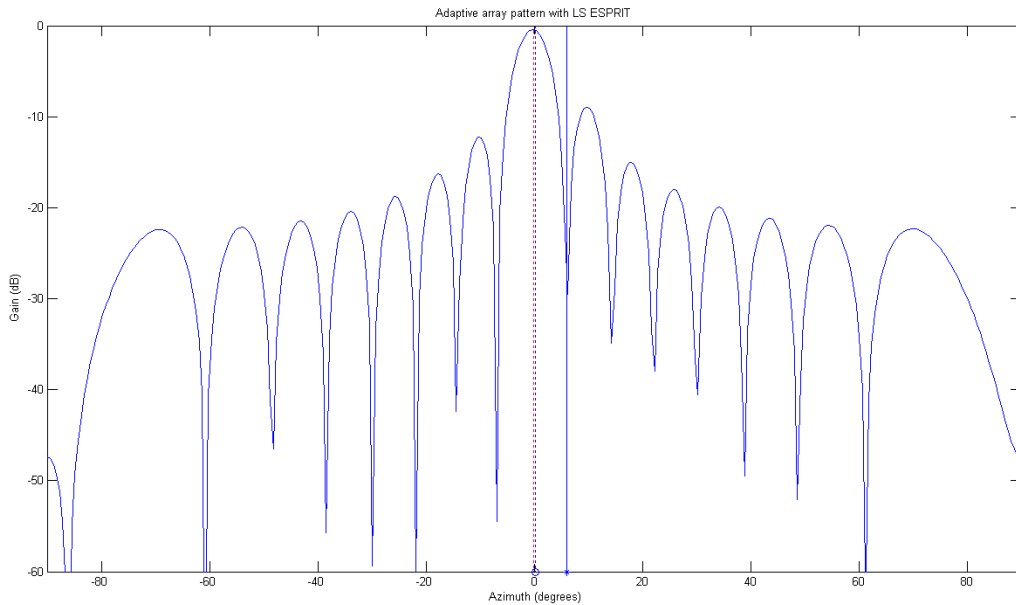


Fig.3.25. Rezultat al simulării repetate LS-ESPRIT (interferență la 6°).

Obs: am ales valoarea de 5° , deoarece este prima valoare la care deplasarea forțată a lobului principal este suficientă pentru evidențierea mecanismului de adaptivitate a beamformerului. În figura 3.25 se poate vedea cazul în care unghiul de incidență al interferenței este la 6° .

După cum se poate observa, deplasarea lobului principal, atunci când interferența este la 6° , apare un mic deplasament al lobului dar nu suficient pentru o analiza în detaliu. Acest fapt a determinat alegerea analizei la 5° .

3.6 CONCLUZII

Performanțele beamformerului adaptiv sunt clar vizibile în rezultatele de mai sus. Lățimea lobului principal, deci exactitatea calării, se modifică prin adăugarea mai multor elemente de antenă. În acest caz cele 16 elemente oferă o calitate foarte bună.

În cazul în care aplicăm beamformerul rezultatelor algoritmilor fără prezența interferenței, rezultatele sunt aproape identice cu rezultatele în prezența unei interferențe îndepărtate.

		LS	TLS	TAM	R	RB
sursa - 0	RSL*	13,19	13,18	13,18	13,22	13,23
interferenta - 60	PD*	7,4	7,5	7,4	7,4	7,5
sursa - 0	RSL**	12,47	12,53	12,54	12,51	12,57
	PD**	7,4	7,5	7,4	7,4	7,4
interferenta - 15	ER_RSL* (RSL* ~ RSL**)	5,46	4,94	4,86	5,38	4,99
	ER_PD* (PD* ~ PD**)	0	0	0	0	1,34
sursa - 0	RSL***	6	8,3	7,3	7,7	6,6
	PD***	5,72	6,87	6,3	6,3	6,3
interferenta - 5	ER_RSL** (RSL* ~ RSL***)	54,52	37,03	44,62	41,76	50,12
	ER_PD** (PD* ~ PD***)	22,71	8,41	14,87	14,87	16

Tab.3.1. Analiza comparativă a valorilor obținute în subcapitolul 3.4

În tabelul de mai sus sunt trecute cele 3 scenarii în care semnalul de interes apare în paralel cu o interferență de aceeași magnitudine. Valorile de referință sunt cele din primul grup (sursa la 0° și interferența la 60°).

În cazul următoarelor 2 scenarii am introdus două valori adiționale, reprezentând diferențele dintre valorile de referință și valorile obținute în scenariul aferent. Ca și exemplu, considerăm scenariul în care interferența este la 15° și coloana LS-ESPRIT: valorile de referință $RSL = RSL^* = 13.19$ și $PD = PD^* = 7.4$; valorile obținute în acest scenariu sunt $RSL^{**} = 12.47$ și $PD^{**} = 7.4$; ca urmare valorile diferențelor intervenite în acest scenariu vor fi $ER_RSL^* = RSL^* - RSL^{**} = 5.46$ iar $ER_PD^* = PD^* - PD^{**} = 0$.

Erorile evidente intervin în momentul în care interferența este mai apropiată de sursa pe care se calează beamformerul. Se poate observa o diminuare a capacității de calare a beamformerului adaptiv cu aproximativ 5% la fiecare tip de algoritm; există mici diferențe însă, cum ar fi în cazul algoritmilor LS-ESPRIT și R-ESPRIT, unde aceste valori tind spre 5,5%.

În cazul în care interferența este foarte apropiată de sursa de interes, capacitatea de calare a beamformerului adaptiv se deteriorează semnificativ față de cazul în care interferența este îndepărtată. Valorile sunt în vecinătatea a 40% până la peste 50%, dacă considerăm distanța între lobul principal și lobul secundar. Rezultatele cele mai bune în acest sir le prezintă scenariul cu TLS-ESPRIT.

Verificând în acest caz lățimea lobului principal, am observat că beamformerul adaptiv scade lățimea lobului, astfel încât corectitudinea calării să fie ajutată. Cu toate acestea, apare o mică eroare de calare: maximul lobului nu mai este calat pe semnalul de interes, ci apare o mică defazare. În fiecare caz apare aceasta eroare. S-ar putea deci concluziona că de fapt îngustarea lobului este provocată de acea eroare. Dar nu este așa. Îngustarea lobului este o consecință a mecanismului din cadrul beamformerului care intervine în cazurile în care interferența deteriorează capacitatea de calare a beamformerului. Prin îngustarea lobului se încearcă menținerea capacității de calare.

		LS	TLS	TAM	R	RB
sursa - 0 interferenta - 5	PCF	1,14	0,57	1,14	1,1	1,1

Tab.3.2. Valorile PCF obținute în cazul celor cinci variante de algoritmi

Deși beamformerul adaptiv are performanțe bune atunci când se consideră o sursă și o interferența mai îndepărtată, atunci când aceasta interferența devine foarte apropiată sursei de interes, precizia de calare se deteriorează. Cu toate acestea, mecanismul din cadrul beamformerului adaptiv încearcă aplicarea unei corecții prin îngustarea lobului principal, calat pe sursa de interes.

Astfel putem concluziona faptul că:

- Beamformerul prezintă performanțe similare în cazul fiecărui algoritm de estimare
- Mecanismul de adaptivitate, în cazul în care interferența este foarte aproape de semnalul de interes, intervine în cazul fiecărui scenariu în același mod, cu același acuratețe
- Diferența majoră intervine la acuratețea algoritmului DoA utilizat pentru a estima sursele de semnal; cu cât estimarea este mai corectă cu atât beamformerul poate forma mai exact fasciculul
- Putem concluziona faptul că performanțele beamformerului adaptiv cu capacitatea de estimare DoA nu sunt cu nimic deasupra variantei fără capacitatea de estimare dar folosit în combinație cu un algoritm de estimare
- Cu toate că algoritmi de estimare descriși prezintă diferite performanțe în diferite situații de SNR, dacă se cunoaște valoarea SNR se poate alege algoritmul care are performanțele cele mai bune.

CAPITOLUL 4

CONTRIBUȚII PERSONALE ȘI CONCLUZII

În acest capitol am trecut în revistă contribuțiile încapsulate în capitolele anterioare. Scopul urmărit de-a lungul tezei a fost capacitatea fiecărui algoritm descris, în principal ca și sursă de estimare pentru beamformerul adaptiv, asociat la fiecare algoritm în parte pentru formarea modelului de putere, deci a lobului principal și a celor secundari.

Primul capitol conține informații introductive referitor la sistemele de antene, creând baza simulărilor și calculelor din următoarele capitole.

Capitolul 2

În acest capitol am analizat, prin simulare, performanțele fiecărui algoritm din familia ESPRIT în diferite situații de SNR: +10, 0, 10. Ținând cont de punctele de plecare identice pentru fiecare algoritm (două surse de semnal la 45° și 60° , număr de elemente, SNR, distanța dintre elemente, amplitudinea semnalului și unghiul de incidență) rezultatele au fost cât se poate de apropiate pentru SNR = 0dB: în afară de RB-ESPRIT, toate variantele se încadrează în intervalul +/-0.37 și +/-0.39. Algoritmul RB-ESPRIT are o eroare de estimare de +/- 0.43.

Pentru a obține o imagine cât mai corectă a preciziei fiecărui algoritm, pentru fiecare dintre ei am rulat 300 de simulări pe un singur semnal, la 60° . Ca urmare a acestor simulări valorile pe care le-am obținut se compară cu valorile menționate anterior pentru două semnale. În afară de RB-ESPRIT, toate variantele prezintă aproximativ aceeași precizie: RB-ESPRIT schițează precizia cea mai scăzută.

Crescând însă numărul de elemente, aceasta capacitate se îmbunătățește semnificativ ajungând pentru RB-ESPRIT la +/-0.12, deci o îmbunătățire de 72%. Considerând acest argument de mărire a numărului de elemente, am observat un lucru interesant în cazul LS- și TLS-ESPRIT: îmbunătățirea în cazul acestor variante este relativ redusă față de celelalte variante și anume de până la 18%.

Modificând valoarea de SNR la -10dB, apar diferențe mai clare între algoritmi. Și în acest caz RB-ESPRIT prezintă rezultatele cele mai scăzute, eroarea fiind de +/-4.07, ceea ce înseamnă o înrăutățire cu 89.5% față de SNR=0dB. În

cazul celorlalte variante, estimările se încadrează între +/-1.5 și +/-1.85, deci înrăutățirea față de SNR=0dB este semnificativă (75%-80%) dar totuși valorile sunt mai bune decât în cazul RB-ESPRIT.

Pentru valoarea SNR=10dB, precizia este, cum era și de așteptat, mult mai bună. Acest set de simulări a fost executat în principal pentru a vedea schimbările ce intervin în cazul RB-ESPRIT față de celelalte variante de ESPRIT. Rezultatul este evident în cazul RB-ESPRIT: cu mici discrepante, identic cu R-ESPRIT (valoarea de +/- 0.08), și, surprinzător, mai bun decât TAM, LS- și TLS-ESPRIT, ale căror valori de estimare se situează peste +/-0.10.

Ca și concluzie generală se poate afirma că rezultatele algoritmilor sunt aproximativ în aceeași plajă atunci când SNR este 0dB.

Am tratat algoritmul URV-ESPRIT separat deoarece capacitatea acestui algoritm este peste capacitatea celor prezentate anterior. Prin testări am evidențiat o estimare aproape perfectă a frecvențelor, cu teste până la 5 frecvențe. În momentul în care sursele devin mobile, capacitatea estimării este puțin deteriorată dar nu suficient pentru a înregistra estimări neutilizabile. Acest lucru, în schimb, intervine atunci când sursele se intersectează.

Capitolul 3:

În acest capitol am introdus elementul de beamforming în cazul fiecărui algoritm prezentat în capitol anterior. Pentru a observa mai clar evoluția lobilor secundari față de cel principal, și mai ales pentru a putea delimita mai exact precizia fiecărei simulări, am ales un număr de elemente dublu față de situațiile din capitolul anterior; de menționat este faptul că acest lucru nu a afectat într-un mod negativ relația algoritm de estimare și beamformer adaptiv ci doar precizia algoritmului de estimare. Acest lucru a avut un beneficiu clar adus acurateții fiecărui algoritm; deoarece simulările s-au efectuat prin estimarea a două semnale la o anumită distanță unghiulară unul de celălalt, al doilea semnal l-am considerat ca și interferență față de celălalt nominalizat ca și semnal de interes (pentru simplitate semnalul de interes s-a considerat în origine).

În acest caz, estimările celor două semnale au fost mult mai corecte (față de cazul cu elemente de antenă mai puține), iar precizia beamformerului atașat fiecărui algoritm a fost mult mai ușor de evidențiat, mai ales s-a prezentat mai clar mecanismul din cadrul beamformerului – mecanism de compensare, într-un anumit caz particular al preciziei de calare, prezentat pe larg în cuprinsul capitolului.

Estimările celor două semnale le-am efectuat cu preciziile calculate și simulate în capitolul anterior, iar segmentul beamformerului adaptiv l-am folosit pentru cele două semnale estimate; asta pentru a forma modelul de putere, considerând semnalul de interes cel din origine iar cel de al doilea semnal ca și interferență.

Se poate observa că în cazul în care nu există interferență, lobul principal se calează perfect pe semnalul de interes, iar distanța între maximul lobului principal și maximul lobilor secundari este suficient de mare pentru a nu afecta precizia.

În scenariile în care apare interferența mai îndepărtată de semnalul de interes (al doilea semnal la 60° respectiv la 15°), efectele negative sunt aproape inexistente. Dar în cazul în care avem interferența la 15° , apare o mică creștere a lobului secundar, astfel diferența între maxime scăzând dar nu sub o valoare la care precizia să fie afectată.

În scenariul în care interferența este la 5° , apare un efect vizibil negativ asupra lobului principal: lobul secundar crește, forțând lobul principal să scadă și totodată să se deplaseze, stricând astfel calarea beamformerului. Datorită unui mecanism de „auto-conservare” al acestui beamformer adaptiv, acest deplasament este compensat cu o îngustare a lobului principal, ceea ce conferă o creștere a preciziei. Cu toate că aceasta îngustare nu compensează în totalitate pierderea intervenită (existând în continuare o deplasare notată cu PCF), ajută totuși la menținerea capacității beamformerului la valori acceptabile.

Pertinentă ar fi o comparație cu un beamformer cu capacități de estimare a semnalelor. Beamformerul din aplicațiile de mai sus utilizează rezultatele algoritmilor de estimare, în timp ce un beamformer cu aceste capacități implementate din start în codul algoritmului nu are nevoie de estimări prealabile. Cu toate acestea se poate afirma că diferența majoră în cazul unei comparații va fi în estimarea frecvențelor și nu în formarea fascicolului de undă. Astfel, cu cât se estimează semnalele este mai corectă, cu atât rezultatul formării de undă va fi mai performant.

Performanțele beamformerului adaptiv cu capacitatea de estimare DoA nu prezintă avantaje semnificative față de varianta fără capacitatea de estimare folosită în combinație cu un algoritm de estimare

Cu toate că algoritmi de estimare din familia ESPRIT, descriși în al doilea capitol, prezintă diferite performanțe în diferite situații de SNR, dacă se cunoaște valoarea SNR se poate alege algoritmul care are performanțele cele mai bune. Astfel în combinație cu beamformerul adaptiv prezintă rezultate optime în acel caz de SNR.

Astfel concluzia principală pe care o putem afirma este că beamformerul adaptiv fără capacitatea de estimare în combinație cu algoritmul de estimare adecvat unei situații de SNR prezintă performanțe similare, până la identice, cu beamformerul adaptiv cu capacitate de estimare integrat. Deci dacă se alege algoritmul de estimare adecvat, performanțele beamformerului adaptiv fără capacitatea de estimare rămân constante, ba chiar se poate afirma că în anumite cazuri, aceste sunt mai bune. Indiferent ce algoritmi de estimare se folosesc, afirmația anterioară rămâne valabilă.

Implementarea practică a acestei combinații poate prezenta anumite dezavantaje de procesare: alegerea între diferitele tipuri de algoritmi de estimare

poate induce timpi de procesare mai mari, totodată rularea fiecărui tip de algoritm de estimare necesită timpi diferiți. Cu toate acestea, pentru că evoluția din zilele noastre a sistemelor de procesare a ajuns la un nivel în care aceste dezavantaje se pot elimina fără nici o dificultate, iar potențialul de a avea o plaja mai mare de posibilități atunci când se dorește o estimare DoA este foarte importantă, punctul de vedere prezentat în această teză poate fi considerată ca argumentație pentru implementări de acest tip, deci o idee de start pentru aplicațiile practice.

Ca și direcție viitoare de dezvoltare se poate considera o implementare a soluției descrise anterior. Ca și un prim pas pentru implementare se poate considera testarea a mai multor tipuri de algoritmi de estimare, apoi identificarea unui singur algoritm pentru fiecare situație de SNR (sau interval restrâns de SNR), urmând apoi combinarea acestora cu secvența beamformerului.

Varianta finală a implementării va conține o bază de date, de unde, cunoscând SNR-ul din canalul de transmisie și algoritmul aferent al acestei valori, se va alege soluția optimă într-un mod automat.

O altă direcție, sau un următor pas, direcției descrise anterior, poate fi găsirea soluției optime pentru surse în mișcare, plecând de la aceeași idee de combinare a unui algoritm de estimare cu beamformerul adaptiv.

BIBLIOGRAFIE

- [ALG, 05] B. Allen and M. Ghavami, „Adaptive Array Systems. Fundamentals and Applications”, John Wiley & Sons, Ltd, 2005
- [BLH,02] J.S. Blogh, L.S. Hanzo, Third-generation systems and intelligent wireless networking – smart antenna and adaptive modulation, IEEE Press, John Wiley, 2002
- [CHA, 06] Sathish Chandran, “Advances in Direction-of-Arrival Estimation”, Artech House, 2006
- [CHU,00] Pei-Jung Chung, “Parameter Estimation: Subspace Methods”, 2000
- [FND, 08] Tadeu N. Ferreira, Sergio L. Netto, Paolo S. R. Diniz , “Beamspace Covariance-Based DoA Estimation”, Electr. Eng. Program/COPPE/DEL-Poli, Fed. Univ. of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2008
- [GOD,04] Lal Chand Godara, Smart Antennas, Library of Congress Cataloging-in-Publication Data, 2004
- [GOL,05] Andrea Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005
- [HAY, 98] Toby Haynes, “A Primer on Digital Beamforming”, Spectrum Signal Processing, March 26, 1998
- [HEK, 03] Wolfgang Herbordt, Walter Kellermann, „Adaptive Beamforming for Audio Signal Acquisition”, Multimedia Communications and Signal Processing, 2003
- [IOV, 10] **Iozsa, A.**; Vesa, A., „The ESPRIT algorithm. Variants and precision”, Electronics and Telecommunications (ISETC), 2010 9th International Symposium on, IEEE, Publication Year: 2010 , Page(s): 165 – 168
- [IOZ, 11] **Arpad Iozsa**, „Direction-of-arrival algorithms: TAM and R-ESPRIT”, Buletinul științific al UPT, 56(70), fasc 2, 2011

[IOZ, 12] **A. Iozsa**, "Adaptive Beamforming applied for signals estimated with Direction-of-arrival algorithms from the ESPRIT family", International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC2012

[KUH,06] Volker Kuhn, Wireless Communications over MIMO Channels, John Wiley, 2006

[LIL,96] John Litva, Titus Kvoik-Yeung Lo, Beamforming in Wireless Communications, Artech House Publisher, Boston – London, 1996

[LIS, 06] Jian Li and Petre Stoica, "Robust Adaptive Beamforming", John Wiley & Sons, Ltd, 2006

[LIS, 09] Jian Li and Petre Stoica, "Time-Domain Beamforming and Blind Source Separation. Speech Input in the Car Environment", Springer, 2009

[LOS, 94] K. J. R. Liu, D. P. O'Leary, G. W. Stewart, Yuan-Jye J. Wu, "URV ESPRIT for Tracking time-Varying Signals", Transactions on Signal Processing, Vol. 42, No. 12, March 1994

[MAI,05] Robert J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, Second edition, British Library Cataloguing in Publication Data, 2005

[MAJ, 88] S. Mayrague, J.P. Jouveau "A new application of singular-value-decomposition to harmonic retrieval. Proceedings of the International Workshop on SVD and Signal Processing" 21-23 Sept. 1987 Les Houches France Ed.E.F. Deprettere . North-Holland (to be published in 1988)

[MAY, 88] Mayrargue, S., "ESPRIT and TAM (Toeplitz approximation method) are theoretically equivalent", Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988. ICASSP-88., 1988 International Conference on, 1988

[MAS, 03] K. Mahata, T. Söderström, "Subspace Estimation of Real-Valued Sinusoidal Frequencies", Dept. Inform. Technol., Uppsala Univ., Tech. Rep., Uppsala, Sweden, Jan. 2003.

[MAS, 04] K. Mahata, T. Söderström, "ESPRIT-like Estimation of Real-Valued Sinusoidal Frequencies", IEEE Transactions on Signal Processing, 52, 5, pp. 1161-

Bibliografie

[NIZ,89] Edmond Nicolau, Dragoş Zaharia, Adaptive Arrays, Editura Academiei, Bucureşti, 1989

[ROK,89] R. Roy, T. Kailath, "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 37, No. 7, July 1989

- [SHV, 01] S. Shahbazpanahi, S. Valaee, "Distributed Source Localization Using ESPRIT Algorithm", Transactions on Signal Processing, Vol. 49, No. 10, October 2001
- [SLC, 05] S. Slavnicu, S. Ciocină, " Subspace method optimized for tracking real-valued sinusoids in noise", Signals, Circuits and Systems, 2005. ISSCS 2005. International Symposium on, 2005
- [STE,01] Stergiopoulos Stergios, Advanced Beamformers. Advanced Signal Processing Handbook, Boca Raton: CRC Press LLC, 2001
- [TUF, 09] E. Tuncer, B. Friedlander, "Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation", Academic Press, 2009
- [VAS,97] Vladimir I. Vasilishin, "Direction of Arrival Estimation via Unitary TLS-ESPRIT Algorithm with Structure Weighting", Kharkov Air Force Institute, 1997
- [VIS, 05] Hubregt J. Visser, Array and Phased Array Antenna Basics, British Library Cataloguing in Publication Data, 2005
- [VTR,02] Harry L. Van Trees, Optimum Array Processing –Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002
- [WUL,03] Yuntao Wu, Guisheng Liao, H.C. So, "A fast algorithm for 2-D direction-of-arrival estimation", Signal Processing 83 (2003) 1827 – 1831, February 2003
- [YUF,96] N. Yuen, B. Friedlander, "Asymptotic Performance Analysis of ESPRIT, Higher Order ESPRIT, and Virtual ESPRIT Algorithms", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 44, No. 10, October 1996

LISTA LUCRĂRILOR PUBLICATE

1. **Iozsa, A.**; Vesa, A., „The ESPRIT algorithm. Variants and precision”, Proceedings of the 9th, International Symposium on Electronics and Telecommunications, Timisoara, 11-12 noiembrie 2010; p.165-168, ISBN 978-1-4244-8458-4
2. **Arpad Iozsa**, „Direction-of-arrival algorithms: TAM and R-ESPRIT”, Buletinul științific al UPT, 56(70), fasc 2, 2011
3. Vesa, A.; **Iozsa, A.**, „Direction - of - Arrival estimation for uniform sensor arrays”, Proceedings of the 9th IEEE International Symposium on Electronics and Telecommunications, Timisoara, 11-12 nov 2010; p.249-252, ISBN 978-1-4244-8458-4
4. Vesa, A.; **Iozsa, A.**; Alexa, F., „The influence of the phase current of a linear array over the directivity pattern”, IEEE International Joint Conferences on Computational Cybernetics and Technical Informatics (ICCC-CONTI 2010), Timisoara, 27-29 Mai 2010; p.131-134, ISBN 978-1-4244-7431-8
5. Andy Vesa; **Arpad Iozsa**, „Directivity pattern for linear arrays”, International Symposium on Electronics and Telecommunications, ETC '08, Eighth Edition, ISETC
6. **Iozsa, A.**, "Adaptive Beamforming applied for signals estimated with Direction-of-arrival algorithms from the ESPRIT family", International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC2012