

CONTRIBUȚII LA ÎMBUNĂTĂȚIREA PERFORMANȚELOR SISTEMELOR DE ANTENE

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

Ing. Andy Răzvan Vesa

Conducător științific: prof.univ.dr.ing Ioan Naforniță
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing Monica Borda
prof.univ.dr.ing. Romulus Terebeș
prof.univ.dr.ing. Florin Alexa

Ziua susținerii tezei: 16.11.2013

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

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 Departamentului de Comunicații al Universității *Politehnica* Timișoara, sub îndrumarea permanentă și plină de înțelegere a conducătorului științific, prof.dr.ing. Naforniță Ioan, căruia îi adresez pe această cale cele mai respectuoase mulțumiri. Încerc să exprim pe această cale profunda recunoștință nu doar pentru sfaturile și îndrumările susținute de-a lungul elaborării acestei teze, ci și pentru formarea mea profesională începută încă din anii studenției. Sunt mândru că în toți acești ani am beneficiat de îndrumare și experiență științifică din partea domniei sale. Îi datorez de asemenea, un sincer cuvânt de mulțumire pentru faptul de a mă fi cooptat în cadrul colectivului Departamentului de Comunicații cu mulți ani în urmă.

În particular, doresc să îmi exprim gratitudinea față de domnul prof.dr.ing. Alexa Florin, pentru ajutorul permanent acordat la sistematizarea materialului, pentru sugestiile formulate și discuțiile constructive avute de-a lungul acestei perioade. Doresc să îi mulțumesc pentru sfaturile primite și pentru susținerea pe care mi-a oferit-o pe parcursul elaborării tezei.

Țin de asemenea să le mulțumesc referenților științifici ai tezei, doamna prof.dr.ing. Borda Monica și domnului conf.dr.ing. Terebeș Romulus, pentru timpul pe care l-au dedicat analizei acestei lucrări și pentru efortul pe care l-au făcut pentru a lua parte la susținerea publică a tezei.

Un gând frumos îi adresez directorului Departamentului de Comunicații, domul prof.dr.ing. Isar Alexandru, pentru sfaturile științifice primite de-a lungul acestor ani care m-au ajutat la finalizarea tezei.

Calde mulțumiri adresez doamnei prof.dr.ing. Naforniță Miranda, pentru susținerea permanentă pe care mi-a oferit-o și pentru discuțiile constructive avute de-a lungul acestei perioade.

Doresc să adresez calde mulțumiri tuturor colegilor din cadrul Departamentului de Comunicații, pentru încurajările și sprijinul acordat în timpul elaborării prezentei teze, în mod special domnului prof.dr.ing. Câmpeanu Andrei, pentru observațiile formulate în diverse etape ale elaborării tezei. De asemenea, doresc să le mulțumesc colegilor de birou, conf.dr.ing. Mârza Eugen și as.dr.ing. Simu Călin, pentru susținerea morală pe care mi-au arătat-o în acești ani.

Țin de asemenea să îi mulțumesc colegului meu de doctorat, ing. Iozsa Arpad, pentru discuțiile purtate și schimbul de idei realizat pe parcursul elaborării acestei teze.

Nu în ultimul, doresc să adresez din suflet călduroase mulțumiri familiei mele care mi-a oferit sprijin moral și înțelegere în toți acești ani și în mod special soției mele pentru suportul necondiționat, răbdarea și încurajarea acordate, toate acestea ajutându-mă să depășesc momentele dificile ale acestei perioade. Doresc să îi mulțumesc fiicei mele pentru răbdarea și înțelegerea de care a dat dovadă în primul ei an de viață.

Timișoara, octombrie 2013

Vesa Andy Răzvan

Soției Daniela și fiicei Anda

Vesa, Andy Răzvan

Contribuții la îmbunătățirea performanțelor sistemelor de antene

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 65, Editura Politehnica, 2013, 144 pagini, 75 figuri, 18 tabele.

ISSN:1842-7014

ISBN:978-606-554-734-6

Cuvinte cheie: sisteme de antene, caracteristică de radiație, unghiul de deschidere al lobului principal de radiație, estimarea direcției de sosire a unui semnal radio, metoda Bartlett, metoda Capon, metoda Pisarenko, metoda entropiei maxime, algoritmul MUSIC, algoritmul Root-MUSIC, tehnica de formare a fasciculului, sistem circular de antene.

Rezumat:

Creșterea cerințelor în ceea ce privește debitul datelor transmise pe canalele de comunicație precum și a performanțelor legate de protecția acestora a condus la dezvoltarea și implementarea sistemelor MIMO (Multiple Input Multiple Output). Acestea presupun existența atât la emisie cât și la recepție a unor sisteme de antene capabile să proceseze aceste date. În funcție de modul în care sunt amplasate antenele, se pot distinge mai multe tipuri de sisteme de antene: liniare, planare, 3-D, cu geometrie arbitrară. Estimarea direcției de sosire a unui semnal este o metodă eficientă de îmbunătățire a calității semnalului recepționat, prin „concentrarea” recepției doar pe direcția estimată și rejectarea tuturor interferențelor sosite din alte direcții. Cu alte cuvinte, îmbunătățirea calității semnalului recepționat depinde de performanțele algoritmului utilizat în estimarea direcției de sosire a semnalului.

Lucrarea de față prezintă performanțele sistemelor de antene (liniare, planare și 3-D), algoritmi de estimare a direcțiilor de sosire și tehnicile de formare a fasciculului de radiație. Obiectivul principal constă în elaborarea unor metode care combină aceste mecanisme în vederea îmbunătățirii comunicațiilor radio. Au fost dezvoltate două metode de estimare, pentru sisteme liniare de antene și respectiv pentru sisteme circulare de antene.

CUPRINS

Lista de figuri	7
Lista de tabele	12
Obiectul și actualitatea temei	13
Obiectivele și structura tezei	15
1. SISTEME DE ANTENE	16
1.1. Sisteme liniare de antene.....	19
1.1.1. Sisteme liniare de antene spațiate uniform	20
1.1.2. Sisteme liniare de antene spațiate neuniform	22
1.2. Sisteme planare de antene.....	23
1.2.1. Sisteme planare rectangulare	23
1.2.2. Sisteme planare circulare	25
1.2.3. Sisteme planare hexagonale.....	26
1.3. Sisteme 3-D de antene	26
1.3.1. Sisteme non-planare de antene	26
1.3.2. Sisteme spațiale de antene.....	27
1.4. Caracteristica de radiație a sistemelor de antene	28
1.4.1. Unghiul de deschidere al lobului principal de radiație	30
1.4.2. Influența numărului de elemente asupra caracteristicii de radiație a unui sistem de antene	31
1.4.3. Influența distanței dintre elemente asupra caracteristicii de radiație a unui sistem de antene	35
1.4.4. Influența defazajului dintre curenții injectați în elemente asupra caracteristicii de radiație a unui sistem de antene	39
1.5. Concluzii	43
2. ESTIMAREA DIRECȚIILOR DE SOSIRE ALE SEMNALELOR RADIO	45
2.1. Matricea de corelație a unui sistem liniar uniform de antene.....	45
2.2. Metode și algoritmi pentru estimarea direcțiilor de sosire a semnalelor radio	47
2.2.1. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett	48
2.2.2. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Capon	49
2.2.3. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda entropiei maxime ...	51
2.2.4. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda decompoziției armonice Pisarenko (Pisarenko Harmonic Decomposition, PHD)	52
2.2.5. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul MUSIC (MULTiple Signal Classification)	54
2.2.6. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul Root – MUSIC.....	58
2.3. Analiza performanțelor metodelor și algoritmilor de estimare a direcțiilor de sosire ale semnalelor radio	61
2.4. Concluzii	79
3. TEHNICI DE FORMARE A FASCICULULUI APLICATE SISTEMELOR LINIARE DE ANTENE ÎN CONDIȚII IDEALE	82

3.1. Tehnici de formare a fasciculului (Beamforming)	82
3.2. Formator de fascicul convențional	83
3.2.1. Influența numărului de antene asupra ieșirii formatorului de fascicul.....	84
3.2.2. Influența distanței dintre elemente asupra ieșirii formatorului de fascicul	85
3.3. Formator de fascicul adaptiv.....	86
3.3.1. Algoritmul SMI.....	86
3.3.2. Algoritmul LMS	87
3.3.3. Algoritmul RLS.....	88
3.3.4. Algoritmul cu modul constant (CMA).....	88
3.3.5. Algoritmul LSCMA.....	88
3.4. Analiza performanțelor formatorului de fascicul adaptiv în cazul estimării direcțiilor de sosire ale semnalelor radio	88
3.4.1. Sistem liniar format din 8 antene	89
3.4.2. Sistem liniar format din 16 antene	94
3.4.3. Analiza performanțelor algoritmului propus	99
3.5. Concluzii	102
4. TEHNICI DE FORMARE A FASCICULULUI PENTRU SISTEM CIRCULAR DE ANTENE.....	105
4.1. Algoritmul MUSIC aplicat sistemului circular de antene	105
4.2. Analiza performanțelor formatorului de fascicul aplicat sistemelor circulare de antene	107
4.2.1. Rezultatele obținute în urma aplicării algoritmului MUSIC	108
4.2.2. Rezultatele obținute în urma aplicării tehnicii de formare a fasciculului MVDR	114
4.3. Concluzii	118
5. CONTRIBUȚII PERSONALE ȘI CONCLUZII	119
ANEXE	122
Anexa 1. Factorul de sistem pentru un sistem circular de antene.....	122
Anexa 2. Program pentru simularea caracteristicilor de radiație pentru sisteme liniare, planare și 3-d de antene.....	124
Anexa 3. Program pentru estimarea direcțiilor de sosire utilizând algoritmul MUSIC	127
Anexa 4. Program pentru formatorul de fascicul utilizând algoritmul SMI.....	129
Anexa 5. Program pentru formatorul de fascicul utilizând algoritmul MVDR pentru sisteme circulare de antene	132
BIBLIOGRAFIE	134
Sinteza privind lucrările proprii	142

LISTA DE FIGURI

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
1.	Fig.1.1.	Sistem de transmisie MIMO
2.	Fig.1.2.	Formator de fascicul
3.	Fig.1.3.	Sistem liniar de antene
4.	Fig.1.4.	Sistem liniar de antene spațiat uniform
5.	Fig.1.5.	Sistem liniar de antene spațiat neuniform
6.	Fig.1.6.	Sisteme planare: a) rectangular; b) circular; c) hexagonal
7.	Fig.1.7.	Sistem rectangular de antene
8.	Fig.1.8.	Sistem circular de antene
9.	Fig.1.9.	Corespondența sistem planar de antene aranjate sub formă hexagonală – cercuri de raze diferite
10.	Fig.1.10.	Sisteme non-planare de antene cu: a) dimensiuni mai mici decât raza de curbură; b) dimensiuni mai mari decât raza de curbură
11.	Fig.1.11.	Sistem 3-D de antene
12.	Fig.1.12.	Antena tip dipol în $\lambda/2$
13.	Fig.1.13.	Caracteristica de radiație într-un plan (planul E sau planul H)
14.	Fig.1.14.	Caracteristica de radiație în planul H pentru sistem de antene liniar a) 2 elemente, d) 3 elemente, g) 6 elemente, j) 7 elemente; planar b) 2x2 elemente, e) 3x3 elemente, h) 6x6 elemente, k) 7x7 elemente; 3-D c) 2x2x2 elemente, f) 3x3x3 elemente, i) 6x6x6 elemente, l) 7x7x7 elemente
15.	Fig.1.15.	Caracteristica de radiație în planul E pentru sistem de antene: liniar, format din a) 2 elemente, d) 3 elemente, g) 6 elemente, j) 7 elemente; planar, format din b) 2x2 elemente, e) 3x3 elemente, h) 6x6 elemente, k) 7x7 elemente; 3-D, format din c) 2x2x2 elemente, f) 3x3x3 elemente, i) 6x6x6 elemente, l) 7x7x7 elemente
16.	Fig.1.16.	Caracteristica de radiație în planul H pentru sistem de antene: liniar a) $d=\lambda/4$, d) $d=3\lambda/4$, g) $d=\lambda$; planar b) $d=\lambda/4$, e) $d=3\lambda/4$, h) $d=\lambda$; 3-D c) $d=\lambda/4$; f) $d=3\lambda/4$; i) $d=\lambda$
17.	Fig.1.17.	Caracteristica de radiație în planul E pentru sistem de antene: liniar a) $d=\lambda/4$, d) $d=3\lambda/4$, g) $d=\lambda$; planar b) $d=\lambda/4$, e) $d=3\lambda/4$, h) $d=\lambda$; 3-D c) $d=\lambda/4$; f) $d=3\lambda/4$; i) $d=\lambda$
18.	Fig.1.18.	Caracteristica de radiație în planul H pentru sistem de antene: liniar a) defazaj de 30° , d) defazaj de 45° , g) defazaj de 90° ; planar b) defazaj de 30° , e) planar, defazaj de 45° , h) defazaj de 90° ; 3-D c) defazaj de 30° , f) defazaj de 45° ; i) defazaj de 90°
19.	Fig.1.19.	Caracteristica de radiație în planul E pentru sistem de antene: liniar a) defazaj de 30° , d) defazaj de 45° , g) defazaj de 90° ; planar b) defazaj de 30° , e) planar, defazaj de 45° , h) defazaj de 90° ; 3-D c) defazaj de 30° , f) defazaj de 45° ; i) defazaj de 90°

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
20.	Fig.2.1.	Sistem liniar de antene capabil să estimeze direcțiile de sosire ale semnalelor radio
21.	Fig.2.2.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei Bartlett pentru: $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b)
22.	Fig.2.3.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei Capon pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b)
23.	Fig.2.4.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei entropiei maxime pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b)
24.	Fig.2.5.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei Pisarenko pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b)
25.	Fig.2.6.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b)
26.	Fig.2.7.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu: a) 5 dB; (b) -1 dB; c) -5 dB
27.	Fig.2.8.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu -5 dB
28.	Fig.2.9.	Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului Root - MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu -5 dB
29.	Fig.2.10.	Rădăcinile pseudospectrului MUSIC în coordonate carteziane
30.	Fig.2.11.	Pseudospectrul MUSIC și rădăcinile obținute cu ajutorul algoritmului Root - MUSIC (*) pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu -5 dB
31.	Fig.2.12.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$
32.	Fig.2.13.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/2$
33.	Fig.2.14.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu $3\lambda/4$
34.	Fig.2.15.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
35.	Fig.2.16.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Capon pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
36.	Fig.2.17.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Capon pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
37.	Fig.2.18.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda entropiei maxime pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
38.	Fig.2.19.	elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$ Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda entropiei maxime pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
39.	Fig.2.20.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Pisarenko pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
40.	Fig.2.21.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Pisarenko pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
41.	Fig.2.22.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
42.	Fig.2.23.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul MUSIC pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
43.	Fig.2.24.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul Root – MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
44.	Fig.2.25.	Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul Root – MUSIC pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$
45.	Fig.3.1.	Sistem liniar de antene spațiat uniform
46.	Fig.3.2.	Ieșirea formatorului de fascicul în cazul unui sistem de antene format din: a) 4 elemente; b) 8 elemente; c) 16 elemente; d) 32 elemente
47.	Fig.3.3.	Ieșirea formatorului de fascicul în cazul unui sistem de antene format din 16 elemente distanțate cu: a) $\lambda/4$; b) $\lambda/2$; c) λ ; d) 2λ
48.	Fig.3.4.	Ieșirea formatorului de fascicul cu sublinierea parametrilor utilizați în simulări
49.	Fig.3.5.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+50^\circ$ (8 antene, SNR=0dB)
50.	Fig.3.6.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+10^\circ$ (8 antene, SNR=0dB)
51.	Fig.3.7.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (8 antene, SNR=0dB)
52.	Fig.3.8.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+2^\circ$ (8 antene, SNR=0dB)
53.	Fig.3.9.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+50^\circ$ (8 antene, SNR=-5dB)
54.	Fig.3.10.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+10^\circ$ (8 antene, SNR=-5dB)
55.	Fig.3.11.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
56.	Fig.3.12.	sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (8 antene, SNR=-5dB) Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+50^\circ$ (16 antene, SNR=0dB)
57.	Fig.3.13.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+10^\circ$ (16 antene, SNR=0dB)
58.	Fig.3.14.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (16 antene, SNR=0dB)
59.	Fig.3.15.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+2^\circ$ (16 antene, SNR=0dB)
60.	Fig.3.16.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+50^\circ$ (16 antene, SNR=-5dB)
61.	Fig.3.17.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+10^\circ$ (16 antene, SNR=-5dB)
62.	Fig.3.18.	Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (16 antene, SNR=-5dB)
63.	Fig.3.19.	Abaterea dintre direcția estimată și direcția de sosire a semnalului util în cazul unui sistem cu: a) 8 elemente; b) 16 elemente
64.	Fig.3.20.	Poziția primului minim obținut la ieșirea formatorului de fascicul în cazul unui sistem de recepție format din: a) 8 elemente; b) 16 elemente
65.	Fig.3.21.	Eroarea medie pătratică a abaterii primului minim față de direcția pe care este plasată sursa de semnal interferent ($+10^\circ$)
66.	Fig.4.1.	Sistem circular de antene
67.	Fig.4.2.	Structura sistemului circular de antene modelată în programul CADFEKO
68.	Fig.4.3.	Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 0° cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal
69.	Fig.4.4.	Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 30° cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal
70.	Fig.4.5.	Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 45° cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal
71.	Fig.4.6.	Pseudospectrul MUSIC obținut cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 7λ față de sursa de semnal pentru estimarea direcției de sosire: a) 0° ; b) 30° ; c) 45°
72.	Fig.4.7.	Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 0° (a), 30° (b) și respectiv 45° (c) cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 21λ față de sursa de

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
73.	Fig.4.8.	semnal Pseudospectrul MUSIC obținut cu ajutorul unui sistem circular format din 16 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal pentru estimarea direcției de sosire: a) 0° ; b) 30° ; c) 45°
74.	Fig.4.9.	Ieșirea formatorului de fascicul pentru un sistem circular de antene format din 8 elemente în cazul în care sursa de semnal este plasată pe direcțiile: a) 0° ; b) 30° ; c) 45°
75.	Fig.4.10.	Ieșirea formatorului de fascicul pentru un sistem circular de antene format din 16 elemente în cazul în care sursa de semnal este plasată pe direcțiile: a) 0° ; b) 30° ; c) 45°

LISTA DE TABELE

Nr. crt.	Numărul tabelului	Titlul tabelului
1.	Tabel.1.1.	Poziția senzorilor și distanța dintre aceștia
2.	Tabel.1.2.	Unghiul de deschidere în planul H pentru diferite valori ale numărului de antene
3.	Tabel.1.3.	Unghiul de deschidere în planul E pentru diferite valori ale numărului de antene
4.	Tabel.1.4.	Unghiul de deschidere în planul H pentru diferite distanțe între antene
5.	Tabel.1.5.	Unghiul de deschidere în planul E pentru diferite distanțe între antene
6.	Tabel.1.6.	Unghiul de deschidere în planul H pentru diferite faze ale curenților
7.	Tabel.1.7.	Unghiul de deschidere în planul E pentru diferite faze ale curenților
8.	Tabel.1.8.	Unghiul de deschidere pentru un sistem planar
9.	Tabel.2.1.	Eroarea obținută în cazul aplicării metodei entropiei maxime
10.	Tabel.2.2.	Eroarea obținută în cazul aplicării metodei Pisarenko
11.	Tabel.2.3.	Eroarea obținută în cazul aplicării algoritmului MUSIC
12.	Tabel.2.4.	Eroarea obținută în cazul aplicării algoritmului Root – MUSIC
13.	Tabel.2.5.	Eroarea obținută pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$
14.	Tabel.2.6.	Eroarea obținută pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/2$
15.	Tabel.2.7.	Eroarea obținută pentru o distanță între elemente egală cu $3\lambda/4$
16.	Tabel.3.1.	Valoarea parametrului RSL [dB]
17.	Tabeș.3.2.	Atenuarea semnalului de interferență [dB]
18.	Tabel.3.3.	Eroarea de estimare a unghiului de sosire pentru semnalul de interes

OBIECTUL ȘI ACTUALITATEA TEMEI

Creșterea cerințelor în ceea ce privește debitul datelor transmise pe canalele de comunicație precum și a performanțelor legate de protecția acestora a condus la dezvoltarea și implementarea sistemelor MIMO (Multiple Input Multiple Output, intrări multiple ieșiri multiple). Acestea presupun existența atât la emisie cât și la recepție a unor sisteme de antene capabile să proceseze aceste date. În funcție de modul în care sunt amplasate antenele, se pot distinge mai multe tipuri de sisteme de antene: liniare, planare, 3-D, cu geometrie arbitrară. Parametrii unui astfel de sistem sunt: numărul de elemente din care este constituit sistemul, distanța dintre elemente, defazajul dintre curenții injectați în două elemente consecutive. Pentru sistemele liniare de antene, spațierea dintre elemente poate fi uniformă sau neuniformă.

Printre îmbunătățirile pe care aceste sisteme le aduc pot fi evidențiate următoarele: creșterea ariei de acoperire cu semnal, creșterea capacității de transfer a datelor, diminuarea interferenței datorate propagării semnalului pe căi multiple, emiterea simultană a mai multor semnale către diverși utilizatori, o concentrare mai bună a fasciculului radiat către direcția în care se află destinatarul, etc. Ultima dintre îmbunătățirile amintite mai sus presupune implementarea unui algoritm de estimare a direcției de sosire a undelor radio și dezvoltarea unui mecanism care să orienteze fasciculul radiat către direcția estimată.

Estimarea direcției de sosire a unui semnal este o metodă eficientă de îmbunătățire a calității semnalului recepționat, prin „concentrarea” recepției doar pe direcția estimată și rejectarea tuturor interferențelor sosite din alte direcții. Cu alte cuvinte, îmbunătățirea calității semnalului recepționat depinde de performanțele metodei (algoritmului) utilizate în estimarea direcției de sosire a semnalului. Algoritmii utilizați în estimarea direcției de sosire sunt, în general, complecși, iar performanțele acestora depind de mai mulți parametri, cum ar fi: numărul de utilizatori și dispunerea lor geografică, numărul de antene folosite, spațierea dintre acestea și directivitatea lor, numărul de eșantioane de semnal folosite în estimare. Estimarea direcției de sosire prezintă interes în mai multe domenii, dintre care putem aminti: radar, sonar, seismologie, comunicații mobile, radiodifuziune și, nu în ultimul rând, aplicațiile militare.

Sistemele moderne de localizare presupun găsirea informațiilor de bază, cum ar fi distanța și unghiul de sosire. Aceste informații pot fi determinate cu ajutorul unor parametri cum ar fi: intensitatea câmpului electromagnetic recepționat, întârzierile semnalelor recepționate, diferențele de fază, variațiile de fază, etc. Avantajele, precizia și limitările tehnicilor de localizare depind de costurile implicate, de complexitatea sistemului, de numărul de poziții care trebuie localizate, precum și alte considerații care definesc mediul operațional. Sistemele cele mai bune sunt cele care realizează un echilibru adecvat între cerințele de sistem, avantajele tehnologice, precum și costurile asociate.

În urma estimării direcțiilor de sosire se poate aplica tehnica de formare a fasciculului (beamforming) astfel încât radiația sistemului de antene să fie concentrată pe direcțiile estimate. Astfel, sunt utilizate tot mai des tehnici care sunt capabile să satisfacă simultan ambele cerințe. Acest lucru conduce la îmbunătățirea

14 Obiectul și actualitatea temei

calității transmisiei semnalului în contextul mobilității crescute pe care o au utilizatorii.

În această lucrare sunt prezentate metodele de estimare a direcțiilor de sosire, tehnicile de formare a fasciculului de radiație, precum și o combinație a acestor mecanisme în vederea îmbunătățirii comunicațiilor radio. Studiile și simulările efectuate au condus la câteva concluzii și soluții originale, prezentate în cele ce urmează.

OBIECTIVELE ȘI STRUCTURA TEZEI

Prezenta lucrare este structurată în cinci capitole după cum urmează:

În capitolul 1 sunt prezentate sistemele de antene: liniare (spațiate uniform sau neuniform), planare (cu formă rectangulară, cilindrică, hexagonală) și 3-D. În cadrul acestui capitol au fost analizate și comparate performanțele sistemelor de antene din punct de vedere al caracteristicii de radiație în funcție de numărul de elemente, distanța dintre elemente și defazajul dintre curenții injectați în două elemente consecutive. Pentru numărul de elemente au fost considerate valori cuprinse între 2 și 7, distanța dintre elemente fiind $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ sau λ , iar defazajul a fost considerat a avea valori cuprinse între 0° și 90° . Analiza a fost realizată prin determinarea unghiului de deschidere a lobului principal de radiație. Această analiză reprezintă o contribuție personală.

Capitolul al doilea prezintă metodele și algoritmi utilizați în estimarea direcțiilor de sosire ale semnalelor radio. Au fost analizate și comparate performanțele acestor metode și algoritmi, prezentându-se totodată și avantajele și dezavantajele fiecărei metode/algoritm. În final sunt prezentate rezultatele obținute în urma simulărilor. Această analiză reprezintă o contribuție personală.

Capitolul 3 este dedicat tehnicilor de formare a fasciculului de radiație. Au fost analizate și comparate performanțele acestor tehnici. Această analiză reprezintă o contribuție personală. În continuare am propus o metodă nouă, de estimare a direcțiilor de sosire ale semnalelor radio combinată cu o tehnică de formare a fasciculului de radiație, pentru un sistem liniar de antene spațiate uniform.

În capitolul 4 am propus și analizat o metodă de estimare a direcției de sosire a unui semnal radio și de maximizare a puterii semnalului emis spre direcția estimată, metodă pe care am experimentat-o pentru sistemele circulare de antene.

Paragraful 4.2 conține rezultatele obținute în urma aplicării metodei pentru sistemul circular de antene. Sistemul s-a considerat ca fiind format din 8, respectiv 16 elemente, iar sursa de semnal a fost plasată pe direcțiile 0° , 30° și respectiv 45° , precum și la diferite distanțe față de acesta. Sistemului circular a fost simulat cu ajutorul *CADFEKO*, care este dedicat simulărilor de antene.

Am observat că în cazul creșterii numărului de elemente de la 8 la 16, erorile obținute în cazul estimării direcției de sosire a semnalului radio sunt mai mici. În urma simulărilor putem concluziona că metoda poate fi aplicată cu succes, erorile fiind relativ mici pentru aceste sisteme de antene. Rezultatele prezentate și discutate în acest capitol reprezintă o contribuție personală.

Capitolul 5 sintetizează contribuțiile personale, și totodată prezintă direcțiile viitoare de cercetare.

1. SISTEME DE ANTENE

Comunicațiile radio sunt utilizate tot mai des atunci când se pune problema transmiterii informației la distanță, deoarece reprezintă modalitatea cea mai simplă și ieftină de realizare a acestui proces și asigură o mobilitate crescută utilizatorului. Comunicațiile radio au fost și constituie teme principale de cercetare și dezvoltare. Principalele subiecte ale temelor de cercetare sunt: creșterea capacității de transfer a informației, creșterea numărului de utilizatori, creșterea raportului semnal/zgomot la recepție, implementarea tehnicilor de transmisie cu diversitate, etc. Din acest motiv, atât echipamentele dispuse în partea de emisie cât și cele din partea de recepție au suferit modificări substanțiale.

Transmisia informației cu ajutorul undelor radio este afectată de interferența co-canal, datorată numărului crescut de utilizatori, dar și de fluctuațiile semnalului recepționat, datorate propagării semnalului pe căi multiple. Pentru a diminua efectele acestor fenomene, s-au dezvoltat noi sisteme de transmisie a informației capabile să transfere informațiile mai eficient. O îmbunătățire în acest sens constă în echiparea sistemelor de transmisie cu un număr mai mare de antene de emisie, respectiv recepție. Astfel, a fost dezvoltat un nou concept, denumit antenă inteligentă (smart antenna), cu ajutorul căruia se urmărește transferul unui volum mai mare de informații, pe canale diferite, dedicat unui grup restrâns de utilizatori, precum și creșterea ariei de acoperire cu semnal.

Sistemele de antene inteligente presupun existența unui număr relativ mare de antene și a unor procesoare de semnal, capabile să îmbunătățească performanțele din punct de vedere al calității semnalului. Un sistem de antene inteligente poate fi utilizat atât în partea de emisie cât și în cea de recepție. Sistemul de antene poate fi liniar (antenele sunt dispuse sub forma unui șir), bidimensional (antenele sunt dispuse sub forma unei arii), sau tridimensional (poziționarea antenelor este făcută într-un volum). Prezintă importanță tipul de antene, numărul de antene folosit, distanța dintre antene, defazajul dintre curenții injectați în antene, precum și modul cum sunt dispuse aceste antene.

Un sistem de comunicație punct la punct de bandă îngustă care utilizează T antene de emisie și respectiv R antene de recepție poartă denumirea de sistem MIMO și este prezentat în figura 1.1. [Gol,05]

Un astfel de sistem poate fi caracterizat în domeniul timp discret printr-o relație de forma:

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

unde: \mathbf{y} reprezintă vectorul datelor recepționate de către cele R antene de recepție;

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_R]^T;$$

\mathbf{x} reprezintă vectorul datelor transmise de către cele T antene de emisie;

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_T]^T;$$

\mathbf{n} reprezintă vectorul zgomot; $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_R]^T$;

H reprezintă matricea canalului; $H = \begin{pmatrix} h_{11} & \dots & h_{1T} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{R1} & \dots & h_{RT} \end{pmatrix}$, h_{ij} fiind câștigul de la antena de emisie j la antena de recepție i .

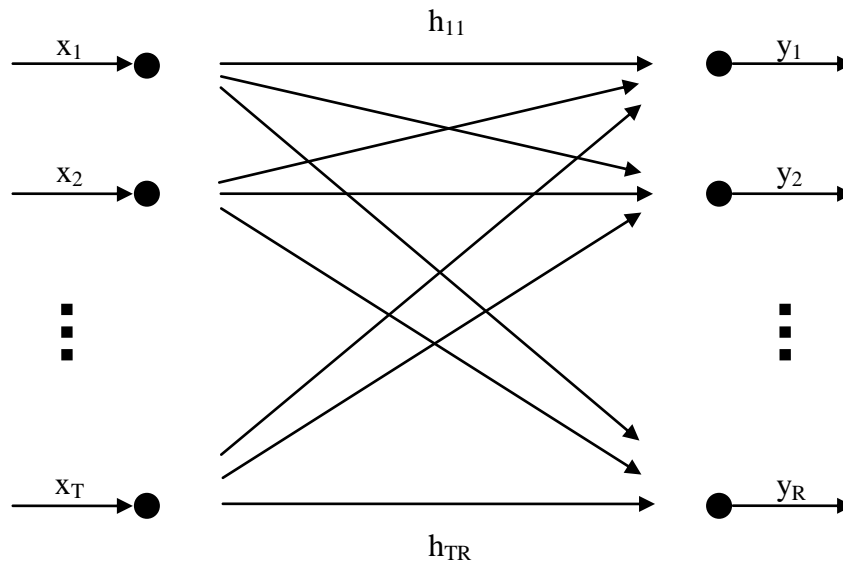


Fig.1.1. Sistem de transmisie MIMO.

Fiecare semnal transmis va parcurge canalul și va ajunge la cele R antene de recepție; astfel că fiecare ieșire a canalului poate fi considerată ca o sumă liniară a semnalelor de intrare, atenuate și perturbate de zgomot. Din relația (1.1) se constată că la fiecare antenă de recepție există câte o copie ponderată de canal a semnalului transmis de către fiecare antenă de emisie. Cu toate că la nivelul fiecărei antene de recepție se realizează o combinare a semnalelor de la emisie, se realizează și un câștig de diversitate datorită existenței celor R copii ale semnalului emis de către fiecare antenă.

Semnalele recepționate de fiecare element al unui sistem de antene sunt procesate în vederea obținerii unui singur semnal la ieșirea sistemului respectiv. Acest proces de combinare a semnalelor de la ieșirea diferitelor elemente poartă denumirea de *filtrare spațială* sau *formator de fascicul* (beamforming) (Fig.1.2.).[BH,02]

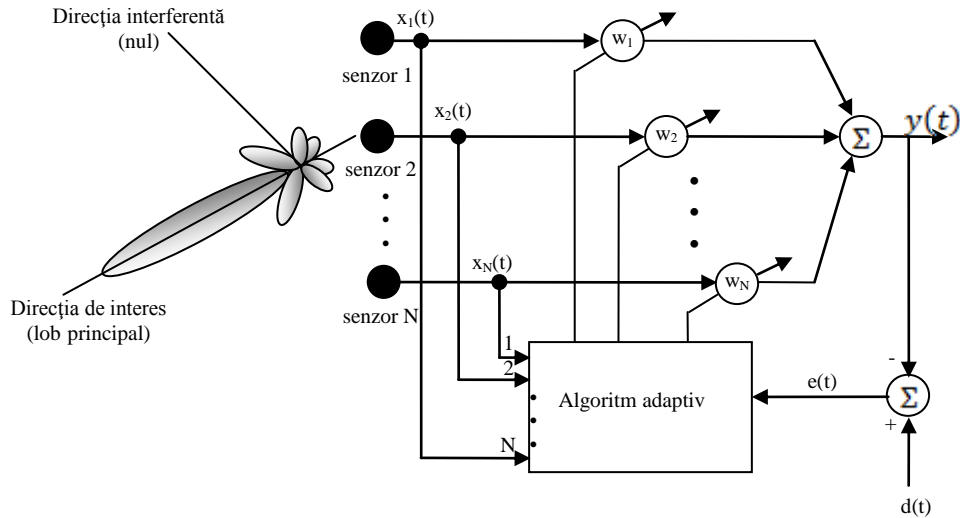


Fig.1.2. Formator de fascicul.

Sistemele de antene pot fi clasificate după mai multe criterii [NZ,89]:

- a) în funcție de tipul de semnal procesat, în:
 - sisteme de antene cu procesare analogică
 - sisteme de antene cu procesare digitală;
- b) în funcție de semnalul utilizat de procesor, în:
 - 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) în funcție de tipul de informație pe care îl prelucrează, în:
 - sisteme de antene pentru care semnalul recepționat este cunoscut
 - sisteme de antene pentru care semnalul recepționat este necunoscut, dar se cunoaște direcția de sosire a acestui semnal
 - sisteme de antene pentru care semnalul recepționat este necunoscut, nu se cunoaște direcția de sosire a semnalului, dar se cunoaște nivelul puterii semnalului ce urmează a fi recepționat
 - sisteme de antene pentru care semnalul recepționat 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) în funcție de caracteristica optimizată de către algoritmul de adaptare, în:
 - 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) în funcție de domeniul în care se realizează procesul de adaptare, în:
 - sisteme de antene cu adaptare în domeniul timp
 - sisteme de antene cu adaptare în domeniul frecvență
 - sisteme de antene cu adaptare în domeniul spațiu;
- f) în funcție de banda de frecvențe în care lucrează, în:

- sisteme de antene de bandă îngustă
 - sisteme de antene de bandă largă;
- g) în funcție de numărul de antene pe care le gestionează, în:
- sisteme de antene care ponderează semnalul recepționat de către fiecare antenă
 - sisteme de antene care ponderează adaptiv o fracțiune din numărul total de semnale recepționate de antene, restul semnalelor fiind ponderate cu o valoare fixă;
- h) în funcție de geometria dispunerii antenelor, în:
- sisteme liniare de antene
 - sisteme planare de antene
 - sisteme 3-D de antene.

1.1. Sisteme liniare de antene

Un sistem (șir) liniar de antene se definește ca fiind un sistem de antene compus din N elemente care sunt dispuse pe aceeași dreaptă, așa cum se prezintă în figura 1.3.

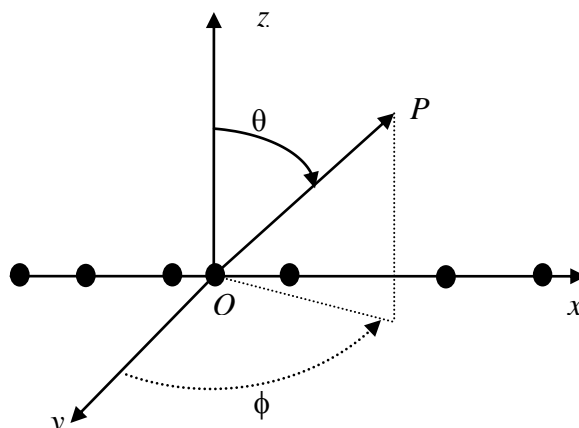


Fig.1.3. Sistem liniar de antene.

Un sistem liniar de antene reprezintă un set de antene spațial distribuite, dispuse în locații cunoscute, având un punct de referință comun. Aceste sisteme de antene au utilizări frecvente pentru: transmiterea informațiilor doar într-o anumită arie (utilizarea unui sistem de antene uneori este mult mai eficientă decât sectorizarea unei celule folosită în rețelele de telefonie mobilă, spre exemplu), asigurarea mobilității utilizatorului, estimarea direcției de sosire a semnalului, etc.

Caracteristica de directivitate a unui sistem de antene se definește ca fiind o funcție matematică sau o reprezentare grafică a proprietăților de radiație a unei antene în raport cu coordonatele spațiale. În cele mai multe cazuri, caracteristica de radiație este determinată pentru câmpul electromagnetic îndepărtat și este reprezentată ca funcție de coordonatele de direcție. Pentru un sistem liniar de antene format din mai multe elemente identice, caracteristica de radiație poate fi

determinată cu ajutorul teoremei de multiplicare a caracteristicii, așa cum se prezintă în relația (1.2):

$$\begin{aligned} \text{Caracteristica de radiație a sistemului} &= \\ &= \text{Caracteristica de radiație a unui element} * \text{Factorul de sistem} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Caracteristica de radiație a unui element reprezintă caracteristica de radiație a unei antene din componența sistemului. Factorul de sistem este un parametru care depinde doar de geometria sistemului de antene sau de modul în care sunt alimentate elementele sistemului (amplitudinea sau faza curentului injectat în fiecare element de antenă).

1.1.1. Sisteme liniare de antene spațiate uniform

Un sistem liniar de antene spațiate uniform se caracterizează prin faptul că elementele lui sunt dispuse pe aceeași linie, iar distanța dintre ele este constantă. Un astfel de sistem este reprezentat în figura 1.4.

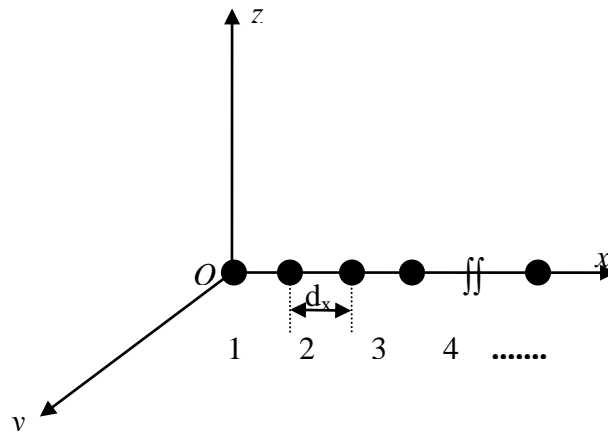


Fig.1.4. Sistem liniar de antene spațiat uniform.

Câmpul electromagnetic obținut la ieșirea radiatorului plasat în origine, considerând polarizare în plan xOz , poate fi scris astfel:

$$E_{\theta} = I_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \quad (1.3)$$

unde: I_0 reprezintă valoarea complexă a curentului injectat în radiatorul respectiv;

k reprezintă numărul de undă și are expresia $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\lambda = \frac{c}{f}$ fiind lungimea de

undă (c – viteza luminii în vid, $c=3*10^8m/s$; f – frecvența semnalului);

r reprezintă distanța dintre punctul de observație și originea sistemului.

Amplitudinea curenților injectați în fiecare antenă se consideră a fi constantă, iar faza curentului injectat în antena plasată în origine se consideră a fi de referință (fază nulă):

$$I_1 = I_0 \quad I_2 = I_0 e^{j\varphi_2} \quad I_3 = I_0 e^{j\varphi_3} \quad \dots \quad I_N = I_0 e^{j\varphi_N} \quad (1.4)$$

Câmpurile electromagnetice produse de fiecare element al sistemului de antene pot fi scrise sub forma:

$$\begin{aligned}
 E_{\theta_1} &\approx I_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} = E_0 \\
 E_{\theta_2} &\approx I_0 e^{j\varphi_2} \frac{e^{-jk(r-d \cos \theta)}}{4\pi r} = E_0 e^{j(\varphi_2 + kd \cos \theta)} \\
 E_{\theta_3} &\approx I_0 e^{j\varphi_3} \frac{e^{-jk(r-2d \cos \theta)}}{4\pi r} = E_0 e^{j(\varphi_3 + 2kd \cos \theta)} \\
 &\vdots \\
 E_{\theta_N} &\approx I_0 e^{j\varphi_N} \frac{e^{-jk[r-(N-1)d \cos \theta]}}{4\pi r} = E_0 e^{j[\varphi_N + (N-1)kd \cos \theta]}
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

Câmpul electromagnetic total radiat de sistemul de antene într-un punct în spațiu poate fi determinat ca sumă a câmpurilor în acel punct determinate de fiecare element individual (teorema superpoziției):

$$\begin{aligned}
 E_{\theta} &= E_{\theta_1} + E_{\theta_2} + E_{\theta_3} + \dots + E_{\theta_N} \\
 &= E_0 \left\{ 1 + e^{j(\varphi_2 + kd \cos \theta)} + e^{j(\varphi_3 + 2kd \cos \theta)} + \dots + e^{j[\varphi_N + (N-1)kd \cos \theta]} \right\}
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

Pentru un sistem liniar de antene format din N elemente plasate la aceeași distanță d , *factorul de sistem* poate fi definit astfel:

$$FS = 1 + e^{j(\varphi_2 + kd \cos \theta)} + e^{j(\varphi_3 + 2kd \cos \theta)} + \dots + e^{j[\varphi_N + (N-1)kd \cos \theta]} \tag{1.7}$$

Un astfel de sistem de antene este caracterizat prin faptul că faza curenților injectați în elementele sistemului crește progresiv de la un element la altul:

$$\varphi_1 = 0 \quad \varphi_2 = a \quad \varphi_3 = 2a \quad \dots \quad \varphi_N = (N-1)a \tag{1.8}$$

Introducând faza, definită în relația (1.8), în relația (1.7) obținem:

$$FS = 1 + e^{j(a + kd \cos \theta)} + e^{j2(a + kd \cos \theta)} + \dots + e^{j(N-1)(a + kd \cos \theta)} \tag{1.9}$$

Dacă notăm $\psi = a + kd \cos \theta$, relația (1.9) devine:

$$FS = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \tag{1.10}$$

Funcția ψ este definită ca și funcție fază a sistemului de antene și depinde de distanța dintre două elemente consecutive ale sistemului de antene, diferența de fază a curenților injectați în două elemente consecutive ale sistemului de antene, frecvența de lucru precum și de unghiul de elevație.

Multiplicând relația (1.10) cu exponențiala $e^{j\psi}$ vom obține:

$$FS * e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{jN\psi} \tag{1.11}$$

În aceste condiții, expresia factorului de sistem din relația (1.11) devine:

$$FS = e^{j(N-1)\frac{\psi}{2}} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (1.12)$$

Termenul exponențial din relația (1.12) reprezintă diferența dintre faza curentului injectat în antena plasată în mijlocul sistemului (sistemul de antene fiind considerat a fi format dintr-un număr impar de antene) și faza curentului injectat în antena plasată în origine. În cazul în care sistemul de antene este centrat în origine, atunci acest termen devine nul. În această situație, expresia factorului de sistem devine:

$$FS = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (1.13)$$

Prin normalizare, valoarea factorului de sistem devine:

$$FS_n = \frac{1}{N} * \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (1.14)$$

1.1.2. Sisteme liniare de antene spațiate neuniform

Pentru reducerea costurilor și a complexității sistemelor de antene, elementele care formează sistemul respectiv pot fi dispuse în orice locație din linia sistemului. Acest lucru conduce la apariția unor sisteme caracterizate printr-o concentrare a elementelor pe un anumit segment de linie și respectiv la o densitate mai scăzută pe alt segment de linie. Dispunerea acestor elemente pe linie se realizează într-o manieră aleatoare, în funcție de aplicația în care sunt utilizate. Un exemplu de aplicație îl constituie sistemul de elemente atașat unui vapor în vederea localizării submarinelor [Tre,02].

Un exemplu de sistem linear de antene spațiate neuniform este prezentat în figura 1.5.

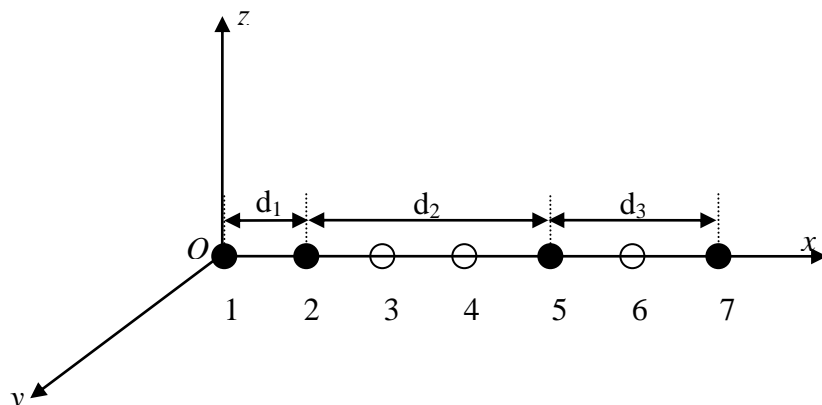


Fig.1.5. Sistem linear de antene spațiat neuniform.

Acest sistem de antene este caracterizat prin faptul că este alcătuit din doar 4 elemente dispuse nesimetric, și a cărei lungime corespunde unui sistem liniar spațiat uniform constituit din 7 elemente. Elementele sistemului liniar spațiat neuniform sunt dispuse astfel încât între două astfel de elemente să regăsim multiplii întregi ale distanței corespunzătoare sistemului liniar spațiat uniform. Aceste distanțe dintre elementele sistemului sunt prezentate în tabelul 1.1.

Tabel 1.1. Poziția senzorilor și distanța dintre aceștia

Poziția senzorilor	Distanța dintre senzori
1 – 2	d
2 – 5	$3d$
5 – 7	$2d$

1.2. Sisteme planare de antene

Sistemele planare sunt sisteme de antene constituite din elemente dispuse într-un plan (de exemplu, xOy , xOz sau yOz). În funcție de modul cum sunt aranjate elementele, putem distinge mai multe tipuri de sisteme planare, așa cum se poate observa în figura 1.6:

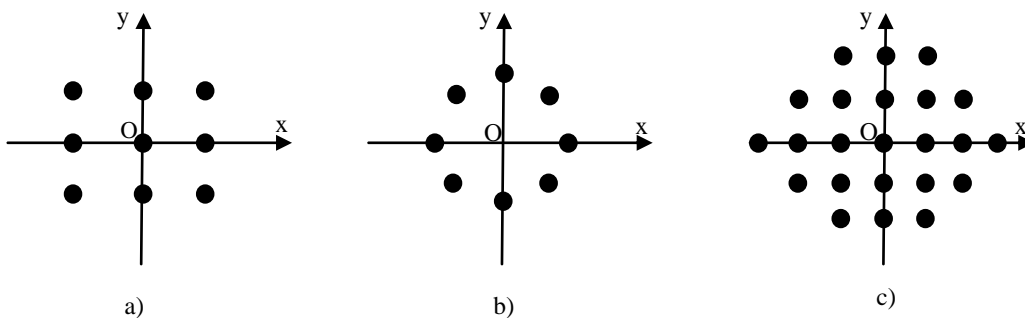


Fig.1.6. Sisteme planare: a) rectangular; b) circular; c) hexagonal.

1.2.1. Sisteme planare rectangulare

Un sistem rectangular poate fi privit ca un sistem compus din sisteme liniare de antene[Fou,00]. În figura 1.7 este reprezentat un sistem planar de antene aranjate sub formă dreptunghiulară care conține N elemente în lungul axei Ox și respectiv M elemente în lungul axei Oy . Elementele sistemului de antene sunt separate cu distanțele d_x și respectiv d_y .

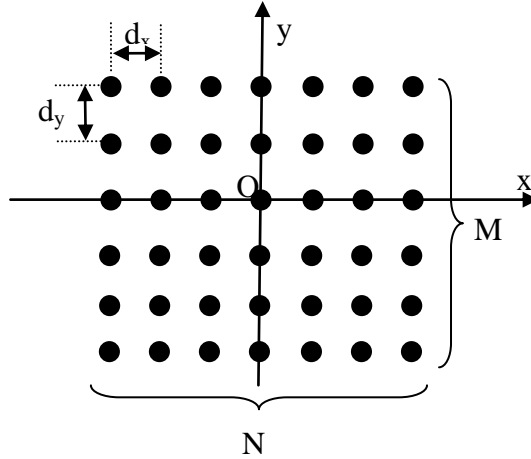


Fig.1.7. Sistem rectangular de antene.

Factorii de sistem corespunzători axelor unui astfel de sistem se definesc pe baza relației (1.10) astfel:

$$FS_x = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_x \sin \theta \sin \varphi + \varphi_x)} \quad (1.15)$$

$$FS_y = \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_y \sin \theta \cos \varphi + \varphi_y)}$$

unde: k reprezintă numărul de undă,

d_x, d_y reprezintă distanța dintre elemente în lungul axei Ox , respectiv Oy ,

θ reprezintă unghiul azimut (în planul xOz),

φ reprezintă unghiul elevație (în planul xOy),

φ_x, φ_y reprezintă defazajul progresiv al curenților injectați în două elemente consecutive plasate în lungul axei Ox , respectiv axei Oy .

În aceste condiții, factorul sistemului planar de antene este:

$$FS_{planar} = FS_x * FS_y \quad (1.16)$$

În cazul în care toate amplitudinile curenților injectați în elementele dispuse în lungul axei Ox , respectiv a axei Oy , sunt egale ($I_n = I_m$), valoarea normalizată a factorului de sistem pentru sistemul planar de antene va fi:

$$FS_{planar} = \frac{1}{N * M} * \frac{\sin\left(\frac{N\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} * \frac{\sin\left(\frac{M\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \quad (1.17)$$

unde:

$$\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi + \varphi_x$$

$$\psi_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi + \varphi_y \quad (1.18)$$

Condițiile pentru a obține o caracteristică de radiație a sistemului planar de antene orientată spre o anumită direcție (definită de unghiurile θ și φ) presupun rezolvarea ecuațiilor:

$$\begin{aligned} kd_x \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + \varphi_x &= 0 \\ kd_y \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + \varphi_y &= 0 \end{aligned} \quad (1.19)$$

care ne conduc la:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_0 &= \frac{\varphi_y d_x}{\varphi_x d_y} \\ \sin \theta_0 &= \frac{\varphi_x^2}{(kd_x)^2} + \frac{\varphi_y^2}{(kd_y)^2} \leq 1 \end{aligned} \quad (1.20)$$

1.2.2. Sisteme planare circulare

Un sistem planar de antene aranjate sub formă circulară este constituit din N elemente dispuse pe un cerc de rază R . (Fig. 1.8.)[LL, 96]

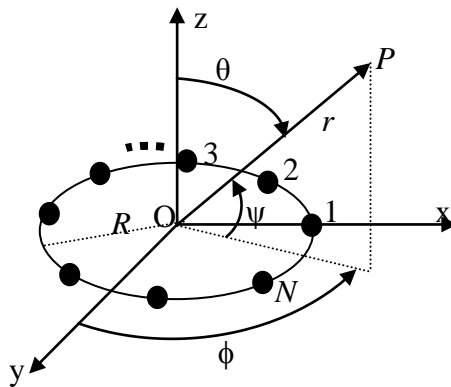


Fig.1.8. Sistem circular de antene.

În cazul în care cele N elemente sunt egal distanțate pe cerc, unghiul azimut (φ) corespunzător celui de-al n -lea element este:

$$\varphi_n = \frac{2\pi n}{N} \quad (1.21)$$

În general, semnalul adus la intrarea fiecărui element poate fi scris sub forma:

$$s_n = I_n e^{j\varphi_n} \quad (1.22)$$

unde I_n reprezintă amplitudinea curentului injectat în elementul n , iar φ_n reprezintă defazajul dintre curentul introdus în elementul n și curentul injectat într-un element al sistemului considerat a fi de referință.

Expresia câmpului radiat de către sistemul circular de antene (Anexa 1) este:

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N I_n e^{j[kR \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \varphi_n]} \quad (1.23)$$

Din relația (1.23) extragem factorul de sistem care este:

$$FS = \sum_{n=1}^N e^{j[kR \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \varphi_n]} \quad (1.24)$$

1.2.3. Sisteme planare hexagonale

O altă configurație de sisteme planare o reprezintă sistemul hexagonal, elementele acestuia fiind așezate sub forma unei grile triunghiulare, cu spațiere uniformă. În acest caz, determinarea caracteristicii de radiație nu se realizează așa 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 $N \times 6$ elemente dispuse pe cercuri de raze diferite, așa cum se prezintă în figura 1.9.

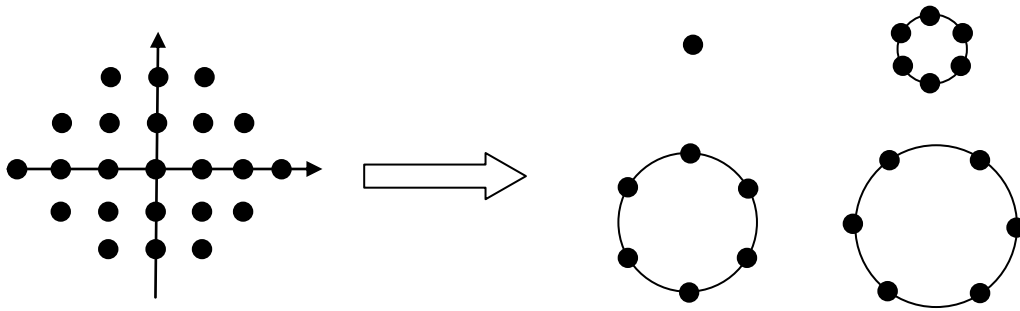


Fig.1.9. Corespondența sistem planar de antene aranjate sub formă hexagonală – cercuri de raze diferite.

1.3. Sisteme 3-D de antene

1.3.1. Sisteme non-planare de antene

O clasă importantă de aplicații pentru sistemele de antene necesită adaptarea lor la anumite suprafețe non-planare. Sistemele de antene dispuse pe suprafețe non-planare pot fi împărțite în funcție de dimensiunile sistemului și raza de curbură în:

- planare local dacă raza de curbură este mai mare decât dimensiunile sistemului de antene, caz în care elementele de sistem sunt în concordanță cu geometria suprafeței curbate;
- 3D dacă raza de curbură este mai mică decât dimensiunile sistemului de antene dimensiunile sistemului de antene, caz în care sistemul poate fi folosit pentru scanarea unui sector mai întins prin comutarea în jurul suprafeței [Mai,05].

În figura 1.10. sunt reprezentate sistemele non-planare de antene.

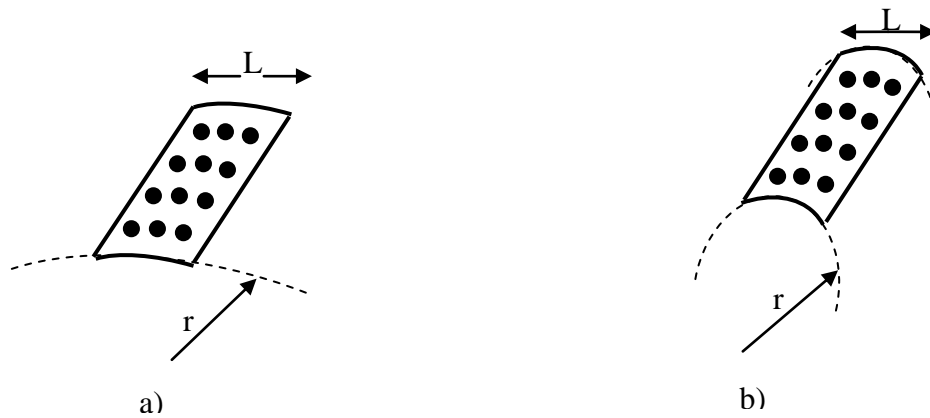


Fig.1.10. Sisteme non-planare de antene cu: a) dimensiuni mai mici decât raza de curbura; b) dimensiuni mai mari decât raza de curbura.

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 diferi față de cea a sistemelor de antene planare și va fi mai complicată deoarece:

- elementele nu sunt în același plan și distanța dintre elemente nu este tot timpul aceeași
 - se dorește obținerea unor lobi laterali (secundari) de dimensiuni și unghiuri de deschidere reduse
 - apare efectul de polarizare încrucișată datorită faptului că polarizarea determinată de diferite elemente ce nu se află în același plan nu este una constantă.
- Probleme vor apărea și la caracteristicile elementelor pe suprafețe profilate ce pot introduce distorsiuni, rezultând lobi laterali înalți și performanțe scăzute de explorare.

Analiza antenelor și a sistemelor de antene non-planare se face prin utilizarea unei mari varietăți de metode, dependente de dimensiunile antenei sau a sistemului de antene:

- dimensiuni mai mici față de raza platformei curbate,
 - platforma în sine este mai mare sau mai mică față de lungimea de undă,
- Practic, soluțiile pur numerice (metoda de moment, elemente finite, etc.) nu sunt aplicabile pentru corpuri mari, metodele hibride conducând la soluții mai avantajoase. Analiza mai trebuie să țină cont și de interacțiunea între elemente, care trebuie introdusă în soluția finală.

1.3.2. Sisteme spațiale de antene

În figura 1.11 este prezentat un sistem 3-D de antene. El se caracterizează prin faptul că elementele sunt dispuse pe cele 3 axe: Ox , Oy , Oz .

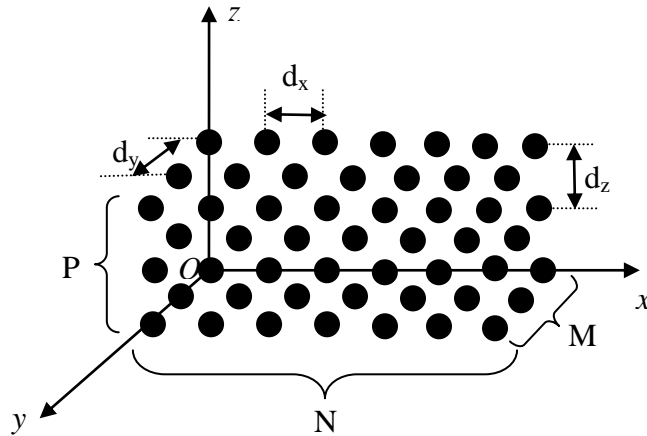


Fig.1.11. Sistem 3-D de antene.

Un astfel de sistem de antene poate fi obținut prin dispunerea mai multor sisteme planare de antene aranjate sub formă rectangulară în lungul axei Oz. Pentru sistemul 3-D de antene, factorul de sistem poate fi exprimat cu ajutorul relației:

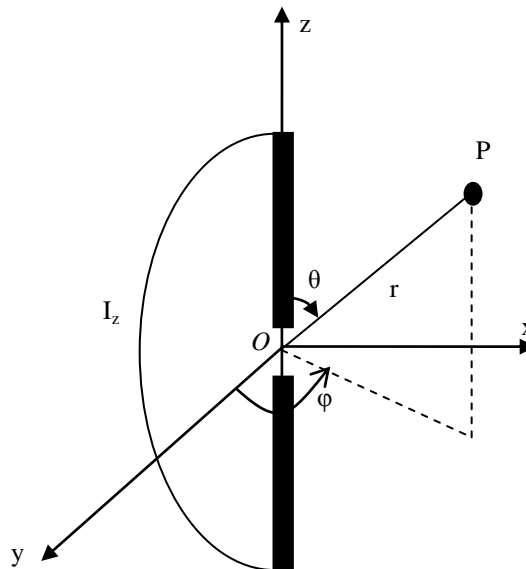
$$FS_{3D} = \frac{1}{N * M * P} * \frac{\sin\left(\frac{N\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} * \frac{\sin\left(\frac{M\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} * \frac{\sin\left(\frac{P\psi_z}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_z}{2}\right)} \quad (1.25)$$

unde:

$$\begin{aligned} \psi_x &= kd_x \sin\theta \cos\varphi + \varphi_x \\ \psi_y &= kd_y \sin\theta \sin\varphi + \varphi_y \\ \psi_z &= kd_z \cos\theta + \varphi_z \end{aligned} \quad (1.26)$$

1.4. Caracteristica de radiație a sistemelor de antene

Una dintre cele mai des întâlnite antene o reprezintă dipolul în $\lambda/2$. O astfel de antenă se caracterizează prin faptul că este constituită din două elemente de lungime $\lambda/4$, iar grosimea elementelor este mult mai mică în comparație cu lungimea lor. În figura 1.12 se prezintă o antenă de tip $\lambda/2$. Pentru antena dipol în $\lambda/2$, se definesc două plane în care caracteristica de radiație poate fi analizată, și anume: planul E , reprezentat de planul xOz și respectiv, planul H , reprezentat de planul xOy .

Fig.1.12. Antena tip dipol în $\lambda/2$.

Distribuția curentului în lungul axei Oz poate fi scrisă sub forma [Wei,03]:

$$I(z) = I_m \sin \left| k \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right| \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (1.27)$$

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

Acest curent va avea valoare nulă la capetele elementelor ($z = \pm\lambda/4$) și o valoare maximă în centrul dipolului ($z = 0$).

Pornind de la expresia curentului se poate determina caracteristica de radiație a antenei dipol în $\lambda/2$. Câmpul electric poate fi scris cu ajutorul relației:

$$E(\theta) = j\omega\mu \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \int I(z') e^{jkz' \cos\theta} dz' \quad (1.28)$$

unde $\omega = 2\pi f$ reprezintă pulsația excitației, $\mu = \mu_0\mu_r$ reprezintă permeabilitatea absolută a mediului ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$ permeabilitatea vidului, $\mu_r = 1$ permeabilitatea relativă a aerului), iar r reprezintă distanța dintre centrul dipolului și punctul de observație P .

Dacă înlocuim în relația (1.28) valoarea curentului cu expresia din relația (1.27) și calculăm integrala obținem:

$$\begin{aligned}
g(\theta) &= \int I(z') e^{jkz' \cos \theta} dz' = \int_{-\frac{\lambda}{4}}^{\frac{\lambda}{4}} I_m \sin\left(\frac{\pi}{2} - k|z'|\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' = \\
&= I_m \int_{-\frac{\lambda}{4}}^0 \sin\left(\frac{\pi}{2} + kz'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz' + I_m \int_0^{\frac{\lambda}{4}} \sin\left(\frac{\pi}{2} - kz'\right) e^{jkz' \cos \theta} dz'
\end{aligned} \tag{1.29}$$

Utilizând ecuația:

$$\int \sin(a + bx) e^{cx} dx = \frac{e^{cx}}{b^2 + c^2} [c \sin(a + bx) - b \cos(a + bx)] \tag{1.30}$$

relația (1.29) pote fi rescrisă sub forma:

$$\begin{aligned}
g(\theta) &= I_m \frac{e^{jkz' \cos \theta}}{k^2 - k^2 \cos^2 \theta} \Big|_{jk \cos \theta \sin\left(\frac{\pi}{2} + kz'\right) - k \cos\left(\frac{\pi}{2} + kz'\right)}^0 \Big|_{-\lambda/4} + \\
&+ I_m \frac{e^{jkz' \cos \theta}}{k^2 - k^2 \cos^2 \theta} \Big|_{jk \cos \theta \sin\left(\frac{\pi}{2} + kz'\right) + k \cos\left(\frac{\pi}{2} + kz'\right)}^{\lambda/4} \Big|_0
\end{aligned} \tag{1.31}$$

În urma calculelor se obține:

$$\begin{aligned}
g(\theta) &= \frac{I_m}{k \sin^2 \theta} [jk \cos \theta - e^{-j(\pi/2) \cos \theta} (-k) + e^{j(\pi/2) \cos \theta} k - jk \cos \theta] = \\
&= \frac{I_m}{k \sin^2 \theta} 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)
\end{aligned} \tag{1.32}$$

În aceste condiții, valoarea câmpului electric în punctul P este:

$$E(\theta) = j\omega\mu \frac{2I_m}{k} \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) \cos \theta\right]}{\sin^2 \theta} \tag{1.33}$$

1.4.1. Unghiul de deschidere al lobului principal de radiație

Pentru o antenă, intensitatea de radiație într-o anumită direcție este dată de relația: [IMS,02]

$$R(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} (E(\theta, \varphi) \times H^*(\theta, \varphi)) \tag{1.34}$$

unde $E(\theta, \varphi)$ reprezintă intensitatea câmpului electric, $H(\theta, \varphi)$ reprezintă intensitatea câmpului magnetic, θ reprezintă unghiul azimuth, iar φ reprezintă unghiul elevație (vezi fig. 1.12). Câștigul antenei poate fi determinat cu ajutorul relației:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{R(\theta, \varphi)}{P_{inj}} \quad (1.35)$$

unde P_{inj} reprezintă puterea injectată în antena respectivă. Câștigul va avea valoare maximă pe direcția în care intensitatea de radiație are valoare maximă.

Unghiul de deschidere al lobului principal într-un plan se definește ca fiind unghiul la care câștigul are valoarea egală cu jumătate din valoarea maximă obținută pe direcția principală de radiație, așa cum se poate observa în figura 1.13.

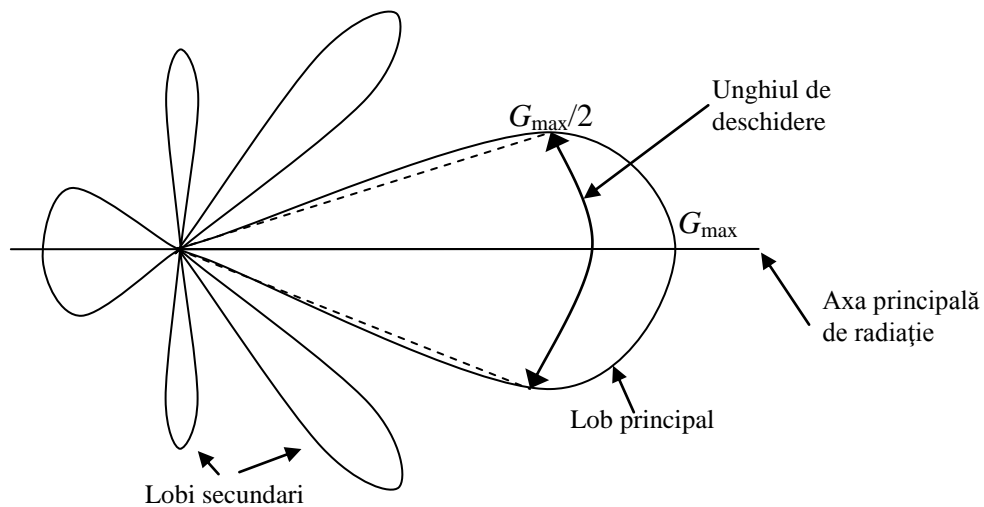


Fig.1.13. Caracteristica de radiație într-un plan (planul E sau planul H).

Pornind de la aceste considerații, se vor determina caracteristicile de radiație și totodată unghiul de deschidere al lobului principal ca și o caracterizare a directivității sistemelor de antene liniare, planare și respectiv 3-D. Sistemele de antene se consideră a fi uniforme, adică distanța dintre elementele dispuse în lungul unei axe este aceeași, precum și defazajul dintre curenții injectați între două antene consecutive este același.

1.4.2. Influența numărului de elemente asupra caracteristicii de radiație a unui sistem de antene

Întrucât principala caracteristică a unei antene sau a unui sistem de antene o reprezintă caracteristica de directivitate, ne-am propus analiza influenței numărului de elemente asupra acesteia pentru cele trei tipuri de sisteme: liniare, planare și respectiv 3-D. În cadrul analizei, elementul sistemelor a fost considerat dipolul elementar, distanța dintre elemente fiind egală cu $\lambda/2$, iar defazajul dintre elemente nul. Caracteristicile de radiație au fost observate atât în planul H (planul xOy), cât și în planul E (planul xOz). Rezultatele modelărilor realizate în Matlab sunt prezentate în figura 1.14.[VA,11a]

În urma acestor simulări, se constată că pe măsură ce numărul de elemente crește, sistemul devine din ce în ce mai directiv, indiferent de tipul acestuia. Acest lucru poate fi observat și din valoarea unghiului de deschidere al lobului principal ce

caracterizează directivitatea fiecărui tip de sistem de antene. Valorile obținute sunt prezentate în tabelul 1.2.[AV,11]

Tabel 1.2. Unghiul de deschidere în planul H pentru diferite valori ale numărului de antene

Sistem de antene	Număr elemente	Unghiul de deschidere
Liniar	2	60,19°
	3	36,11°
	4	26,36°
	5	20,63°
	6	17,19°
	7	14,90°
Planar	2x2	58,47°
	3x3	35,54°
	4x4	26,36°
	5x5	20,63°
	6x6	17,19°
	7x7	13,75°
3-D	2x2x2	58,47°
	3x3x3	35,54°
	4x4x4	26,36°
	5x5x5	20,63°
	6x6x6	17,19°
	7x7x7	13,75°

De asemenea, se poate observa că, odată cu creșterea numărului de elemente, apar tot mai mulți lobi secundari în reprezentarea caracteristicii de radiație a sistemelor de antene.[Ves,10b]

Figura 1.15 conține caracteristicile de radiație obținute în planul E pentru aceleași valori ale numărului de elemente. Unghiurile de deschidere ale lobilor principali care corespund caracteristicilor de radiație obținute în acest plan au valorile prezentate în tabelul 1.3.[VA,12]

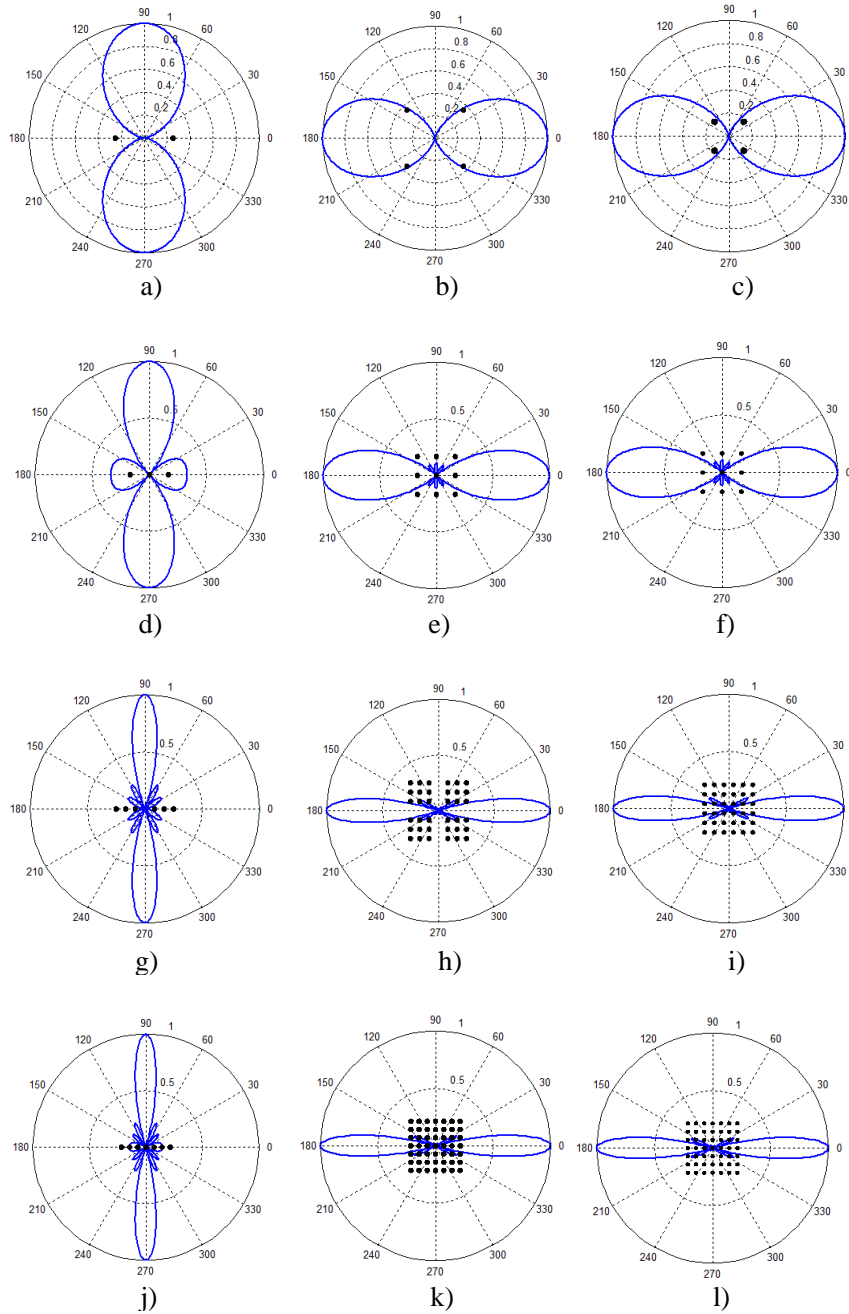


Fig.1.14. Caracteristica de radiație în planul H pentru sistem de antene liniar a) 2 elemente, d) 3 elemente, g) 6 elemente, j) 7 elemente; planar b) 2x2 elemente, e) 3x3 elemente, h) 6x6 elemente, k) 7x7 elemente; 3-D c) 2x2x2 elemente, f) 3x3x3 elemente, i) 6x6x6 elemente, l) 7x7x7 elemente.

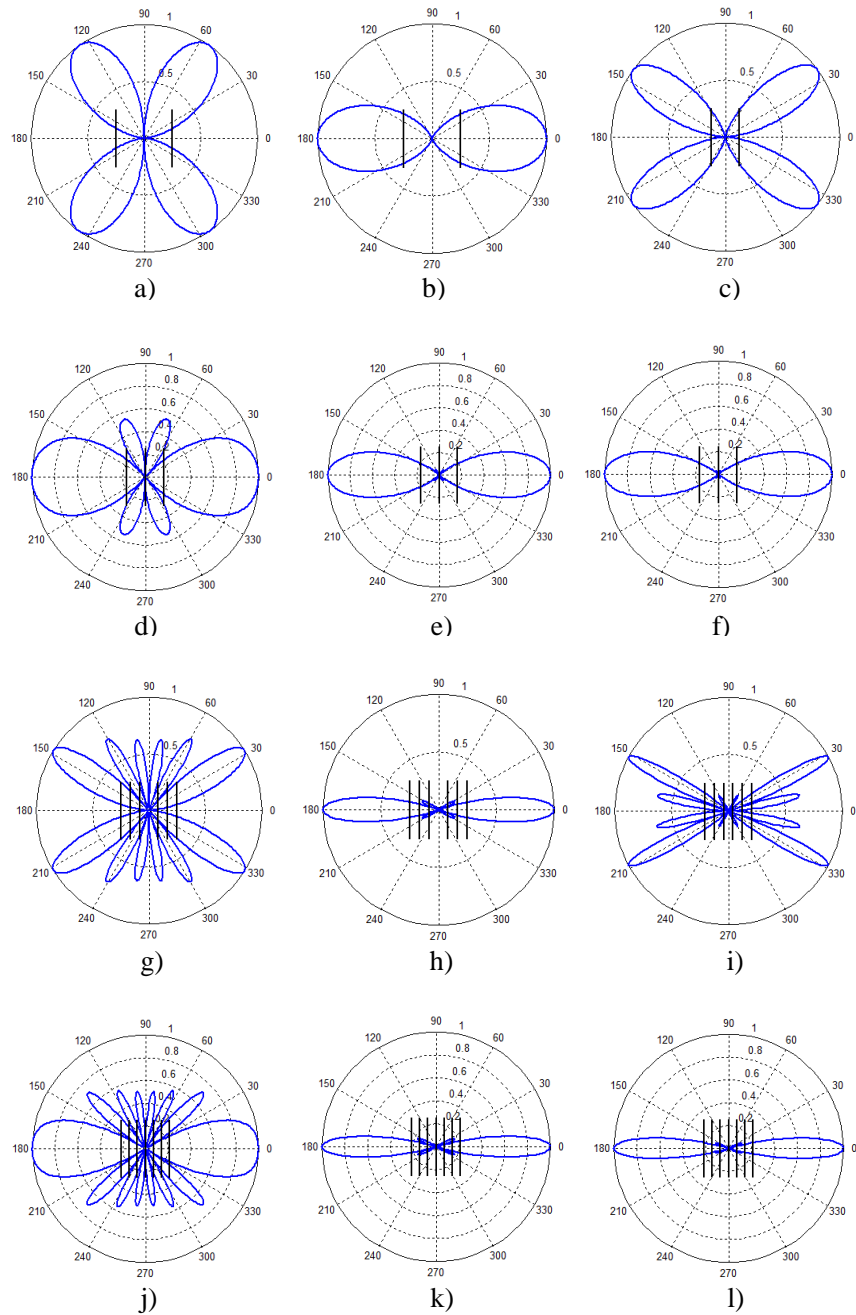


Fig.1.15. Caracteristica de radiație în planul E pentru sistem de antene: liniar, format din a) 2 elemente, d) 3 elemente, g) 6 elemente, j) 7 elemente; planar, format din b) 2×2 elemente, e) 3×3 elemente, h) 6×6 elemente, k) 7×7 elemente; 3-D, format din c) $2 \times 2 \times 2$ elemente, f) $3 \times 3 \times 3$ elemente, i) $6 \times 6 \times 6$ elemente, l) $7 \times 7 \times 7$ elemente.

Tabel 1.3. Unghiul de deschidere în planul E pentru diferite valori ale numărului de antene

Sistem de antene	Număr elemente	Unghiul de deschidere
Liniar	2	37,26°
	3	57,32°
	4	23,50°
	5	47°
	6	18,34°
	7	40,12°
Planar	2x2	47°
	3x3	32,10°
	4x4	24,07°
	5x5	19,49°
	6x6	16,05°
	7x7	13,75°
3-D	2x2x2	26,94°
	3x3x3	32,10°
	4x4x4	12,61°
	5x5x5	19,49°
	6x6x6	9,17°
	7x7x7	13,75°

La fel ca și în planul H , și în planul E se constată creșterea directivității sistemelor o dată cu creșterea numărului de elemente. Pentru sistemele liniare și respectiv 3-D se constată că utilizarea unui număr impar de elemente conduce la obținerea unei caracteristici divergente în cazul planului E (fig. 1.15).

1.4.3. Influența distanței dintre elemente asupra caracteristicii de radiație a unui sistem de antene

Pentru a pune în evidență modul în care distanța dintre elemente influențează caracteristica de radiație, considerăm că sistemele de antene au același număr de elemente de-a lungul celor 3 axe și un defazaj nul între curenții injectați în două elemente consecutive. În acest caz, se modifică distanța, d , dintre elemente în jurul valorii $\lambda/2$ (în cazul sistemelor planare și 3-D, distanța, d , dintre elemente se consideră aceeași pe toate axele). Rezultatele simulărilor sunt prezentate în figura 1.16.[VI,08]

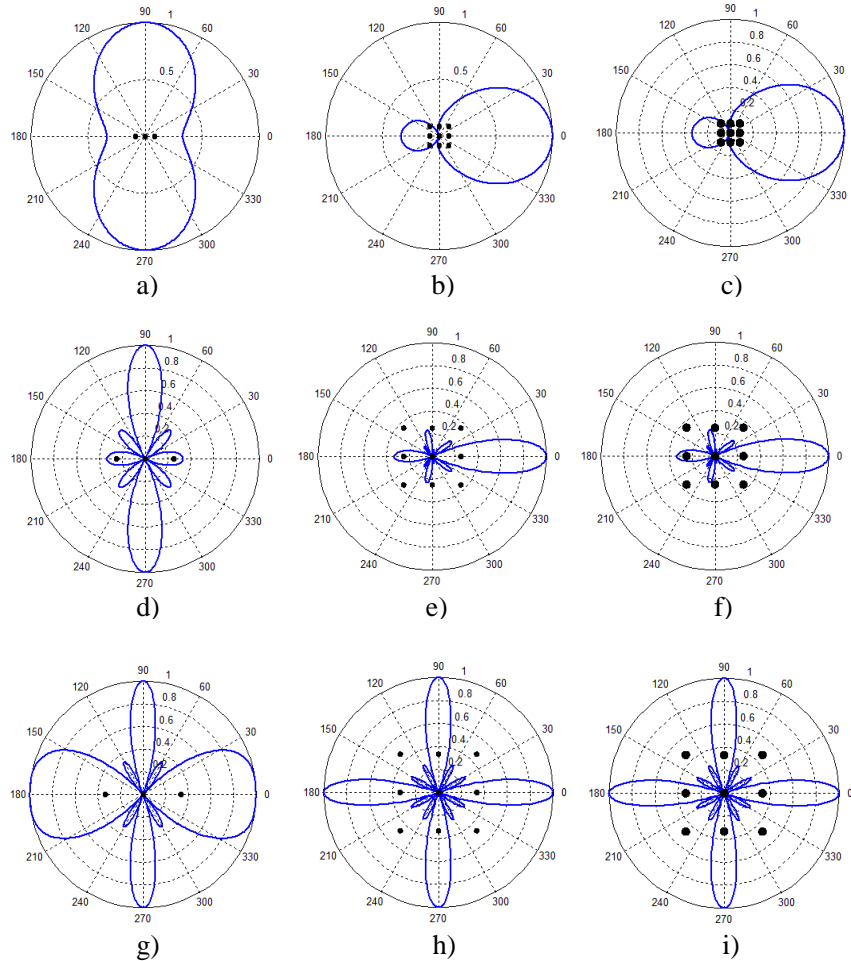


Fig.1.16. Caracteristica de radiație în planul H pentru sistem de antene:
 liniar a) $d=\lambda/4$, d) $d=3\lambda/4$, g) $d=\lambda$; planar b) $d=\lambda/4$, e) $d=3\lambda/4$, h) $d=\lambda$; 3-D c) $d=\lambda/4$, f) $d=3\lambda/4$, i) $d=\lambda$.

Se observă că pe măsură ce distanța dintre elementele sistemelor de antene crește, caracteristica de radiație devine tot mai directivă, însă apar tot mai mulți lobi secundari (radiație divergentă), care, pentru distanțe egale cu λ între elemente, devin egali cu lobi principali.

Valorile unghiului de deschidere al lobului principal obținute pentru planul H sunt prezentate în tabelul 1.4.

Tabel 1.4. Unghiul de deschidere în planul H pentru diferite distanțe între antene

Sistem de antene	Distanța dintre elemente	Unghiul de deschidere
Liniar	$\lambda/4$	$76,81^\circ$
	$\lambda/2$	$36,11^\circ$
	$3\lambda/4$	$24,07^\circ$
	λ	$64,2^\circ$
Planar	$\lambda/4$	$72,22^\circ$
	$\lambda/2$	$35,54^\circ$
	$3\lambda/4$	$22,92^\circ$
	λ	$17,19^\circ$
3-D	$\lambda/4$	$72,22^\circ$
	$\lambda/2$	$35,54^\circ$
	$3\lambda/4$	$22,92^\circ$
	λ	$17,19^\circ$

Se constată că pentru un sistem liniar de antene alcătuit din elemente aflate la distanța $d=\lambda$, lobi secundari prezintă o deschidere mai mare decât lobi principali. În figura 1.17 sunt prezentate caracteristicile de radiație obținute în planul E pentru aceleași valori ale numărului de elemente. Unghiurile de deschidere ai lobilor principali care corespund caracteristicilor de radiație obținute în acest plan au valorile prezentate în tabelul 1.5.

Tabel 1.5. Unghiul de deschidere în planul E pentru diferite distanțe între antene

Sistem de antene	Distanța dintre elemente	Unghiul de deschidere
Liniar	$\lambda/4$	$123,18^\circ$
	$\lambda/2$	$57,32^\circ$
	$3\lambda/4$	$26,36^\circ$
	λ	$55,03^\circ$
Planar	$\lambda/4$	$52,73^\circ$
	$\lambda/2$	$32,10^\circ$
	$3\lambda/4$	$21,72^\circ$
	λ	$16,05^\circ$
3-D	$\lambda/4$	$80,25^\circ$
	$\lambda/2$	$32,10^\circ$
	$3\lambda/4$	$17,19^\circ$
	λ	$16,05^\circ$

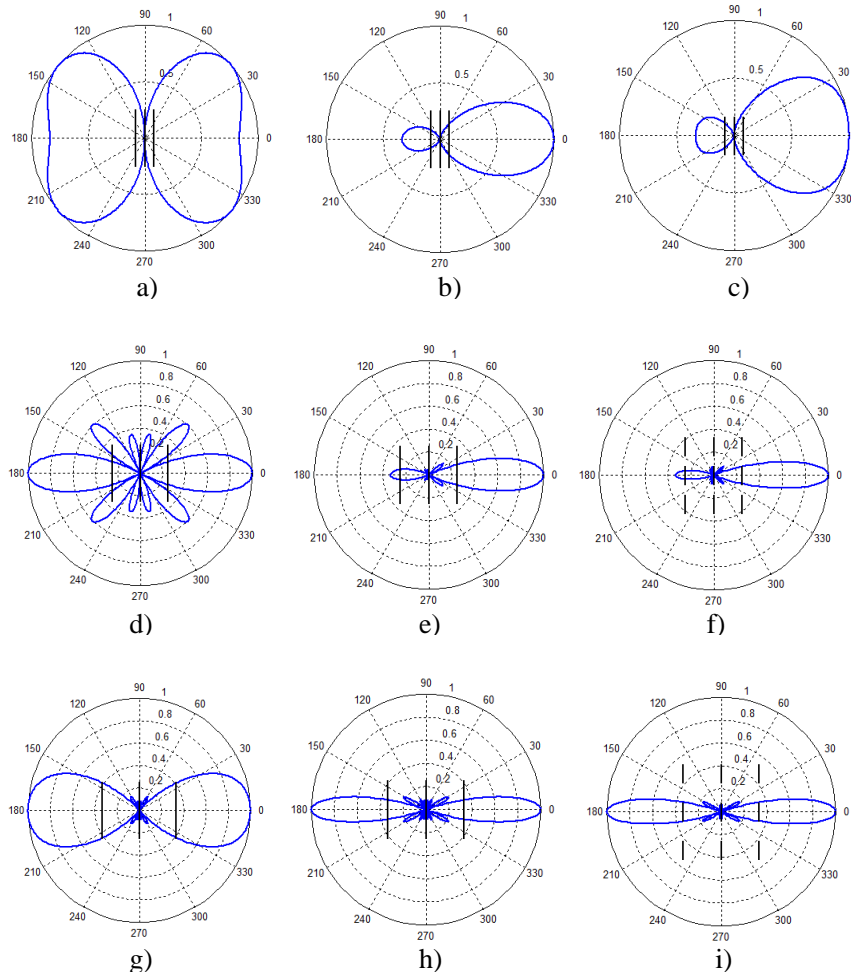


Fig.1.17. Caracteristica de radiație în planul E pentru sistem de antene:
 liniar a) $d=\lambda/4$, d) $d= 3\lambda/4$, g) $d=\lambda$; planar b) $d=\lambda/4$, e) $d=3\lambda/4$, h) $d=\lambda$; 3-D c) $d=\lambda/4$, f)
 $d=3\lambda/4$, i) $d=\lambda$.

Pentru planul E , în cazul în care distanța dintre elementele din care este alcătuit sistemul liniar de antene este egală cu λ , se observă că lobii secundari au o valoare foarte mică și deci pot fi neglijați în raport cu lobii principali de radiație. Caracteristica de radiație obținută pentru sistemele planare și respectiv 3-D de antene devine tot mai directivă pe măsură ce distanța dintre elemente crește, iar pentru distanțe egale cu $\lambda/4$ și $3\lambda/4$, cele două sisteme prezintă același unghi de deschidere al lobului principal de radiație. De asemenea, se poate constata că modificarea distanței dintre elemente conduce la o caracteristică de radiație unidirecțională.

1.4.4. Influența defazajului dintre curenții injectați în elemente asupra caracteristicii de radiație a unui sistem de antene

În cele ce urmează, sistemele de antene se consideră că au același număr de elemente (3) de-a lungul celor 3 axe, o distanță între elemente egală cu $\lambda/2$, iar defazajul dintre curenții injectați în două elemente succesive se va modifica progresiv. Caracteristicile de radiație obținute în planul H (planul xOy) pentru diverse defazaje ale curenților injectați în două elemente consecutive ale sistemelor de antene sunt prezentate în figura 1.18.[VA,11b]

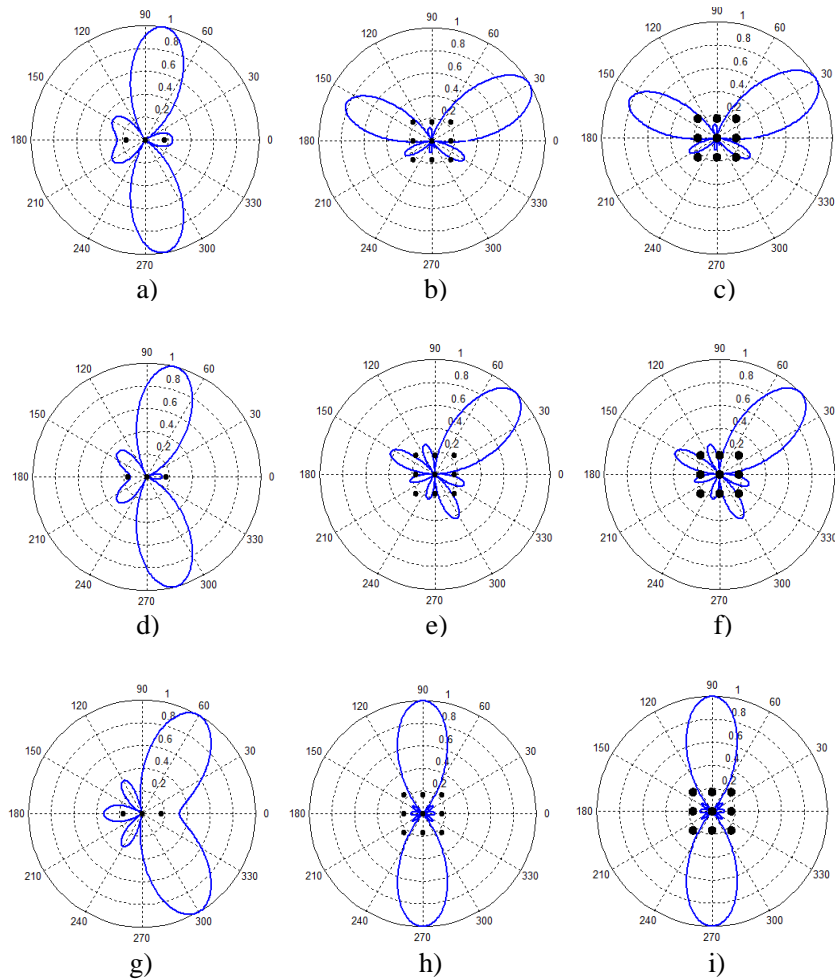


Fig.1.18. Caracteristica de radiație în planul H pentru sistem de antene: liniar, a) defazaj de 30°, d) defazaj de 45°, g) defazaj de 90°; planar b) defazaj de 30°, e) defazaj de 45°, h) defazaj de 90°, 3-D c) defazaj de 30°, f) defazaj de 45°, i) defazaj de 90°.

Se constată că în cazul în care avem un defazaj între curenții injectați în elementele sistemelor de antene, caracteristica de radiație se orientează spre o anumită direcție. [VIA,10]

Valorile unghiului de deschidere a lobului principal de radiație obținute în planul H sunt prezentate în tabelul 1.6.

Tabel 1.6. Unghiul de deschidere în planul H pentru diferite faze ale curenților

Sistem de antene	Defazaj	Unghiul de deschidere
Liniar	0°	37,83°
	15°	38,98°
	30°	37,83°
	45°	41,27°
	60°	42,42°
	75°	45,85°
	90°	50,44°
Planar	0°	36,68°
	15°	37,83°
	30°	37,83°
	45°	37,83°
	60°	37,83°
	75°	37,83°
	90°	36,68°
3-D	0°	36,68°
	15°	37,83°
	30°	37,83°
	45°	37,83°
	60°	37,83°
	75°	37,83°
	90°	36,68°

Se poate observa că, odată cu creșterea defazajului dintre curenții injectați în elementele sistemului liniar de antene, caracteristica de radiație a sistemului prezintă un unghi de deschidere al lobului principal de radiație tot mai mare. Așa cum era de așteptat pentru valori ale defazajului de 90° între două elemente succesive, în cazul sistemului liniar, directivitatea scade, dar rămâne aproximativ constantă pentru sistemele planare și respectiv 3-D.

În figura 1.19 sunt reprezentate caracteristicile de radiație obținute în planul E pentru aceeași valoare a numărului de elemente precum și a distanței dintre elementele sistemelor de antene. Unghiurile de deschidere ale lobilor principali care

corespund caracteristicilor de radiație obținute în acest plan au valorile prezentate în tabelul 1.7.

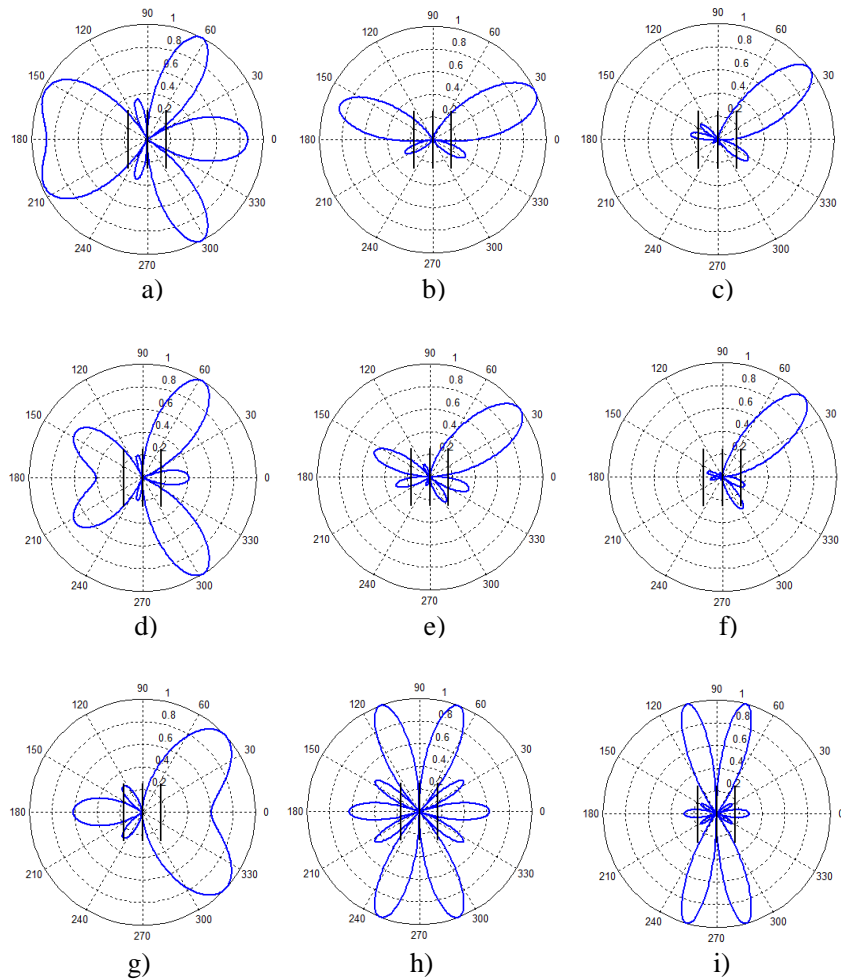


Fig.1.19. Caracteristica de radiație în planul E pentru sistem de antene: liniar, a) defazaj de 30°, d) defazaj de 45°, g) defazaj de 90°; planar b) defazaj de 30°, e) defazaj de 45°, h) defazaj de 90°, 3-D c) defazaj de 30°, f) defazaj de 45°, i) defazaj de 90°.

În cazul existenței unui defazaj între curenții injectați în elementele sistemului se constată că pentru sistemele planare și respectiv 3-D, caracteristicile de directivitate sunt asemănătoare cu precizarea că în cazul sistemelor 3-D lobii secundari sunt mai mici. De asemenea se observă că, în planul E (planul perpendicular pe direcția de orientare a elementelor de antenă) caracteristica de radiație scade în directivitate pentru sistemele liniare de antene pe măsură ce defazajul este modificat.

Tabel 1.7. Unghiul de deschidere în planul E pentru diferite faze ale curenților

Sistem de antene	Defazaj	Unghiul de deschidere
Liniar	0°	56,17°
	15°	53,88°
	30°	25,22°
	45°	29,80°
	60°	34,39°
	75°	34,39°
	90°	38,98°
Planar	0°	32,10°
	15°	32,10°
	30°	33,24°
	45°	32,10°
	60°	29,80°
	75°	26,36°
	90°	19,49°
3-D	0°	30,95°
	15°	32,10°
	30°	26,36°
	45°	26,36°
	60°	25,22°
	75°	20,63°
	90°	17,19°

Se constată că unghiurile de deschidere corespunzătoare diverselor defazaje pentru sistemele planare nu mai au aceleași valori cu cele obținute pentru sistemele 3-D, ca și în cazul planului H .

În tabelul 1.8 sunt prezentate valorile obținute pentru unghiurile de deschidere în planul H și respectiv planul E pentru un sistem planar format din 5 elemente plasate la distanța $\lambda/2$ în cazul în care se modifică defazajul curenților injectați în elementele sistemului.

Se constată că valoarea unghiului de deschidere pentru un sistem planar de antene rămâne aproximativ constantă, atât în planul H cât și în planul E , pentru diferite defazaje ale curenților injectați în două elemente consecutive.

Tabel 1.8. Unghiul de deschidere pentru un sistem planar

Defazaj	Unghiul de deschidere în planul <i>H</i>	Unghiul de deschidere în planul <i>E</i>
0°	19,49°	19,49°
15°	19,49°	19,49°
30°	20,63°	20,63°
45°	20,63°	20,63°
60°	20,63°	19,49°
75°	20,63°	16,05°
90°	19,49°	19,49°

1.5. Concluzii

În cadrul acestui capitol s-au prezentat diferite tipuri de sisteme de antene (liniare, planare, 3-D) și s-a studiat influența numărului de elemente, a distanței dintre acestea și a fazei curentului injectat în elemente asupra caracteristicii de radiație. Elementele din care sunt alcătuite sistemele de antene se consideră a fi de tip dipol în $\lambda/2$.

Caracteristicile de radiație au fost analizate atât în planul *H* cât și în planul *E*. Pentru evaluarea directivității caracteristicii de radiație, s-au determinat valorile pentru unghiul de deschidere al lobului principal de radiație. În acest scop au fost realizate programe în mediul MATLAB, care au permis modificarea parametrilor sistemelor de antene.

În primul set de experimente, parametrul modificat a fost numărul elementelor sistemului. Astfel, numărul de elemente a fost crescut de la 2 la 7, în lungul fiecărei axe a sistemului de coordonate. În cazul în care se crește numărul de elemente din care este constituit sistemul de antene, se observă că radiația devine din ce în ce mai directivă atât în planul *H* cât și în planul *E*, însă apar tot mai mulți lobi secundari (radiație și în alte direcții).

Al doilea parametru care a fost modificat este distanța dintre elementele din care este constituit sistemul de antene. Pentru acest parametru, valorile considerate au fost $0,25\lambda$, $0,5\lambda$, $0,75\lambda$ și λ . Pentru sistemele de antene studiate se constată că o dată cu creșterea distanței dintre elemente crește și amplitudinea lobilor secundari, iar pentru distanțe între elemente egale cu λ , în planul *H*, apar lobi secundari de aceeași intensitate cu cea a lobilor principali.

O altă analiză a fost făcută prin modificarea fazei curenților injectați în elemente succesive ale sistemului de antene. În acest mod poate fi controlată direcția de radiație a sistemului. Pe măsură ce defazajul dintre două elemente succesive crește, în cazul sistemului liniar directivitatea scade, dar rămâne aproximativ constantă pentru sistemele planare și respectiv 3-D, în planul *H*.

Sistemele de antene sunt din ce în ce mai utilizate în ziua de azi deoarece cu ajutorul acestora se pot îmbunătăți transmisiile radio prin: creșterea ariei de acoperire cu semnal, creșterea capacității de transfer a datelor, diminuarea interferenței datorate propagării semnalului pe căi multiple, emiterea simultană a mai multor semnale către diverși utilizatori, o concentrare mai bună a fasciculului

radiat către direcția în care se află destinatarul, etc. Pentru o bună orientare a fasciculului radiat către un utilizator, sistemul de antene trebuie să fie capabil să detecteze direcția din care sosește semnalul de la utilizator. Acest lucru presupune implementarea unui algoritm de estimare a direcției de sosire a undei radio și a unui mecanism de orientare a fasciculului radiat de sistemul de antene.

2. ESTIMAREA DIRECȚIILOR DE SOSIRE ALE SEMNALELOR RADIO

Estimarea direcției de sosire a unui semnal este o metodă eficientă de îmbunătățire a calității semnalului recepționat, prin „concentrarea” recepției doar pe direcția estimată și rejectarea tuturor interferențelor sosite din alte direcții. Cu alte cuvinte, îmbunătățirea calității semnalului recepționat depinde de performanțele metodei (algoritmului) utilizate în estimarea direcției de sosire a semnalului. Algoritmii utilizați în estimarea direcției de sosire sunt, în general, complecși, iar performanțele acestora depind de mai mulți parametri, cum ar fi: numărul de utilizatori și dispunerea lor geografică, numărul de antene folosite, spațierea dintre acestea și directivitatea lor, numărul de eșantioane de semnal folosite în estimare. Estimarea direcției de sosire prezintă un deosebit interes în aplicațiile de tip radar, sonar, seismologie, în comunicațiile mobile, în domeniul radiodifuziunii și în aplicațiile militare.

2.1. Matricea de corelație a unui sistem linear uniform de antene

O parte din algoritmii de estimare a direcției de sosire a unui semnal se bazează pe matricea de corelație a sistemului. Pentru a defini matricea de corelație a sistemului, vom considera sistemul de antene prezentat în figura 2.1., care recepționează semnale din diverse direcții.[SWPB,03]

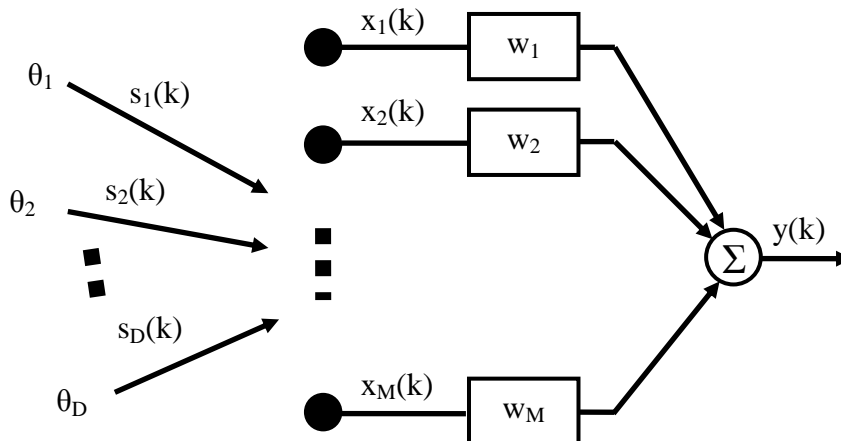


Fig.2.1. Sistem linear de antene capabil să estimeze direcțiile de sosire ale semnalelor radio.

Astfel sunt considerate D semnale care sosesc din D direcții diferite. Acestea sunt recepționate de un sistem de antene format din M elemente și ponderate cu w_M

ponderi posibile. Fiecare semnal recepționat, $x_m(k)$, este considerat a fi afectat de zgomot alb, Gaussian, de medie nulă, aditiv. Timpul este reprezentat de al k -lea eșantion de timp. Astfel, ieșirea sistemului, y , poate fi exprimată sub următoarea formă:[God,04]

$$y(k) = w^T \cdot x(k) \quad (2.1)$$

în care:

$$\begin{aligned} x(k) &= [\mathbf{a}(\theta_1) \quad \mathbf{a}(\theta_2) \cdots \mathbf{a}(\theta_D)] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1(k) \\ \mathbf{s}_2(k) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_D(k) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k) \\ &= A \cdot \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (2.2)$$

unde:

$w = [w_1 \quad w_2 \quad \cdots \quad w_M]^T$ reprezintă vectorul ponderilor sistemului liniar de antene;
 $\mathbf{s}(k)$ reprezintă vectorul semnalelor recepționate la momentul de timp k ;
 $\mathbf{n}(k)$ reprezintă vectorul de zgomot pentru fiecare M element al sistemului de antene; zgomotul se consideră a avea media nulă și dispersia egală cu σ_n^2 ;
 $\mathbf{a}(\theta_i)$ reprezintă vectorul de direcție, pentru direcția θ_i de sosire;
 $A = [\mathbf{a}(\theta_1) \quad \mathbf{a}(\theta_2) \cdots \mathbf{a}(\theta_D)]$ reprezintă matricea vectorilor de direcție.

Astfel, fiecare semnal complex, D , este recepționat din direcțiile θ_i și este interceptat de cele M elemente ale sistemului de antene. Se presupune că semnalele recepționate sunt monofrecvență, iar numărul lor este $D < M$. Semnalele recepționate sunt variabile în timp și astfel toate calculele se bazează pe un singur moment de timp al semnalului recepționat. În mod evident, dacă emițătorul se deplasează, matricea vectorilor de direcție se schimbă în raport cu timpul. Deasemenea și unghiurile de recepție corespunzătoare se vor modifica. Pentru a simplifica notarea, se va defini matricea de corelație a sistemului, R_{xx} , având $M \times M$ elemente, ca fiind: [Gro,05]

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[x \cdot x^H] = E[(A\mathbf{s} + \mathbf{n})(\mathbf{s}^H A^H + \mathbf{n}^H)] \\ &= AE[\mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^H] A^H + E[\mathbf{n} \cdot \mathbf{n}^H] \\ &= AR_{ss} A^H + R_{nn} \end{aligned} \quad (2.3)$$

unde:

R_{ss} reprezintă matricea de corelație a sursei;

$R_{nn} = \sigma_n^2 I$ reprezintă matricea de corelație a zgomotului (I reprezintă matricea identitate).

Matricea de corelație a sistemului de antene, R_{xx} , și matricea de corelație a sursei, R_{ss} , se pot determina prin valoarea așteptată a pătratului valorii absolute (adică $R_{xx} = E[x \cdot x^H]$ și $R_{ss} = E[s \cdot s^H]$). În cazul în care nu se cunosc statisticile exacte pentru zgomot și semnale, dar putem determina că procesul este ergodic,

atunci putem aproxima corelația prin utilizarea unei corelații a „duratei medii de viață”. În acest caz matricile de corelație sunt definite prin:

$$\hat{R}_{xx} \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x(k)x^H(k) \quad \hat{R}_{ss} \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{s}(k)\mathbf{s}^H(k) \quad \hat{R}_{nn} \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{n}(k)\mathbf{n}^H(k) \quad (2.4)$$

În cazul în care semnalele sunt necorelate, matricea de corelație a sursei, R_{SS} , devine o matrice diagonală, deoarece elementele din afara diagonalei nu au corelație. În cazul în care semnalele sunt parțial corelate, matricea de corelație a sursei, R_{SS} , este nesingulară. În cazul în care semnalele sunt corelate, matricea de corelație a sursei, R_{SS} , devine singulară, deoarece liniile matricii sunt combinații liniare unele cu celelalte.

Matricea vectorilor de direcție, A , este o matrice având $M \times D$ elemente, unde coloanele sunt diferite. Structura ei este de tip Vandermonde și prin urmare coloanele sunt independente. Deseori în literatură, matricea de corelație a sistemului mai este denumită matrice de covarianță. [Mad,10] Acest lucru este adevărat dacă valorile medii ale semnalelor și zgomotului sunt nule. În acest caz, matricile de covarianță și de corelație sunt identice. Valoarea medie a semnalului recepționat este zero deoarece antenele nu pot recepționa semnale de curent continuu. Zgomotul din receptor poate sau nu avea media zero, acest lucru depinzând de sursa de zgomot recepționată.

În cazul unui sistem de recepție format din M elemente și care recepționează D surse de semnal de bandă îngustă, pentru matricea de corelație pot fi făcute următoarele observații:

- R_{xx} este o matrice Hermitiană, având $M \times M$. O matrice Hermitiană este egală cu transpusa sa complex conjugată, astfel încât $R_{xx} = R_{xx}^H$.
- matricea de corelație a sistemului de antene are M valori proprii $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M)$ și M vectori proprii asociați $E = [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2 \ \dots \ \mathbf{e}_M]$. Dacă valorile proprii sunt ordonate de la cea mai mică la cea mai mare, putem divide matricea E în două subspații, astfel încât $E = [E_N \ E_S]$. Primul subspațiu, E_N , se numește subspațiul zgomotului și este compus din $M - D$ vectori proprii asociați cu zgomotul. Pentru zgomotul necorelat, valorile proprii sunt date ca $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_{M-D} = \sigma_n^2$. Al doilea subspațiu, E_S , se numește subspațiul semnalelor și este compus din D vectori proprii asociați cu semnalele recepționate. Subspațiul zgomotului este o matrice alcătuită din $M \times (M - D)$ elemente. Subspațiul semnalului este o matrice formată din $M \times D$ elemente [CGY,10].

2.2. Metode și algoritmi pentru estimarea direcțiilor de sosire a semnalelor radio

Scopul tehnicilor de estimare a direcției de sosire este de a defini o funcție care furnizează o informație despre unghiurile din care sosesc semnalele recepționate, bazată pe valoarea maximă versus unghi. Această funcție este în mod

tradițional numită pseudospectru, $P(\theta)$, iar unitatea de măsură este cea pentru energie.[SM,97] Există diverse posibilități pentru a defini pseudospectrul: formatorul de fascicul, matricea de corelație a sistemului, analiza proprie, estimarea liniară, dispersia liniară, probabilitatea maximă, norma minimă, etc.

2.2.1. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett

Dacă sistemul liniar de antene este ponderat uniform, putem defini estimarea direcției de sosire prin metoda Bartlett cu ajutorul pseudospectrului calculat cu relația: [SES,08]

$$P_B(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) R_{xx} \mathbf{a}(\theta) \quad (2.5)$$

Estimarea direcției de sosire prin metoda Bartlett reprezintă versiunea spațială a unei periodograme medii și este o estimare a direcției de sosire implementate cu ajutorul tehnicii de formare a fascicolului. În condițiile în care s reprezintă semnalele recepționate și necorelate, în absența zgomotului sistemului, ecuația (2.5) are următoarea expresie echivalentă:

$$P_B(\theta) = \left| \sum_{i=1}^D \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)kd(\sin\theta - \sin\theta_i)} \right|^2 \quad (2.6)$$

Periodograma este astfel echivalentă transformatei Fourier spațial finite pentru toate semnalele recepționate. Acest lucru este echivalent cu adăugarea tuturor factorilor de șir pentru fiecare unghi al semnalelor recepționate și găsirea pătratului valorii absolute.

Rezultatele simulării Matlab

În cadrul acestor simulări, s-a determinat spectrul obținut pentru estimarea direcției de sosire a două semnale, folosind metoda Bartlett. Cele două semnale sunt considerate a fi emise din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (figura 2.2.a) și respectiv $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (figura 2.2.b). Se consideră un sistem liniar de antene format din 6 elemente care sunt spațiate uniform cu distanța $\lambda/2$, iar valoarea dispersiei zgomotului este 0,1 (ceea ce corespunde la o valoare a raportului semnal/zgomot egală cu 10 dB). Cele două semnale se consideră a avea amplitudini egale. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.2.

2.2 – Metode și algoritmi pentru estimarea direcțiilor de sosire a semnalelor radio 49

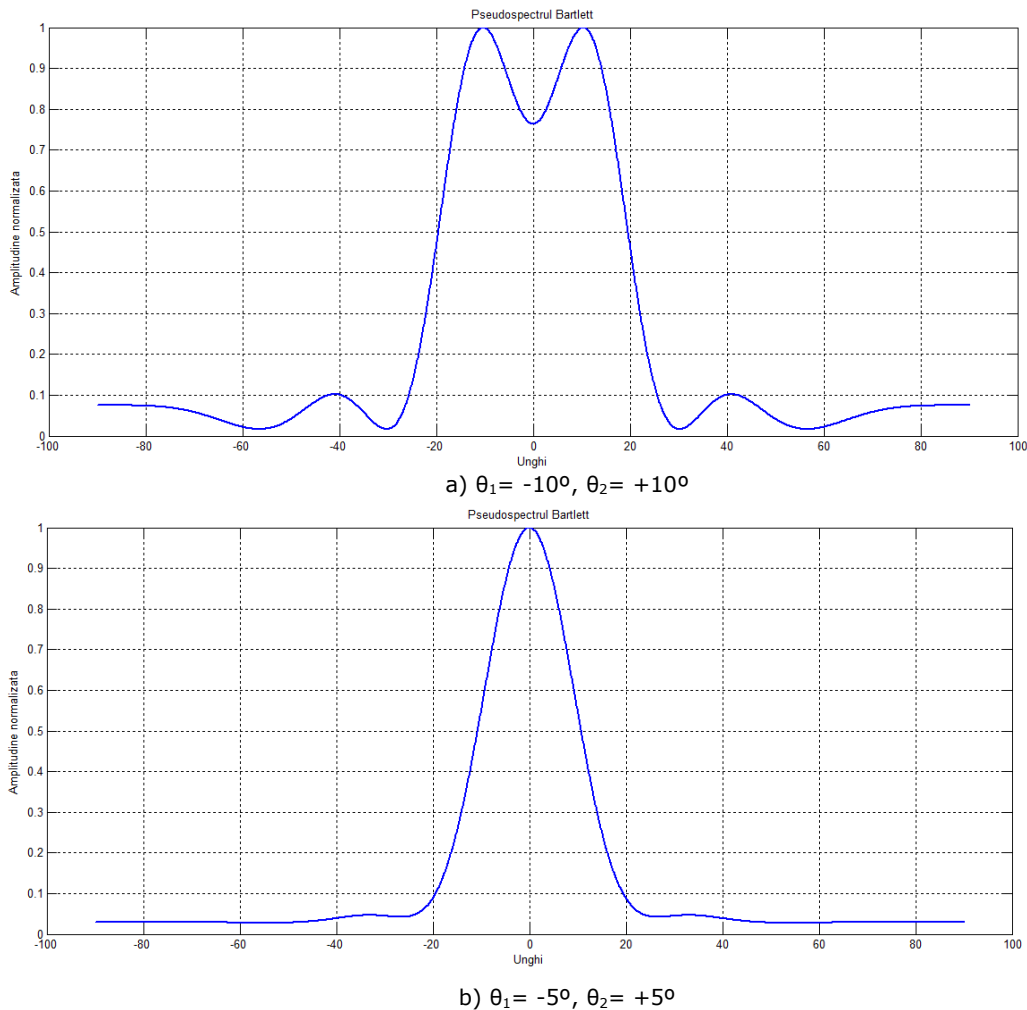


Fig.2.2. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei Bartlett pentru: $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b).

În urma acestor simulări, se observă că folosind metoda Bartlett putem să estimăm direcțiile de sosire doar în cazul în care direcțiile de sosire ale celor două semnale diferă cu o deplasare unghiulară mare (pentru deplasare unghiulară de aproximativ 10° nu se pot preciza direcțiile de sosire).

2.2.2. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Capon

Estimarea direcției de sosire prin metoda Capon este cunoscută ca și metoda MVDR (Minimum Variance Distortionless Response, dispersia minimă fără distorsiuni). Aceasta reprezintă o estimare probabilă a puterii maxime recepționate dintr-o direcție, considerând că semnalele recepționate din alte direcții reprezintă interferențe. Scopul acestei metode este maximizarea raportului semnal – interferență (SIR), în timp ce semnalul de interes rămâne nedistorsionat în fază și

amplitudine. Matricea de corelație a surselor, R_{SS} , se presupune a fi de tip diagonală. Rezultatul obținut este apoi folosit împreună cu un set de ponderi de sistem ($w = [w_1 w_2 \dots w_m]^T$), ca în figura 2.1. Ponderile sistemului sunt determinate cu ajutorul relației: [SW,03]

$$w = \frac{R_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) R_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (2.7)$$

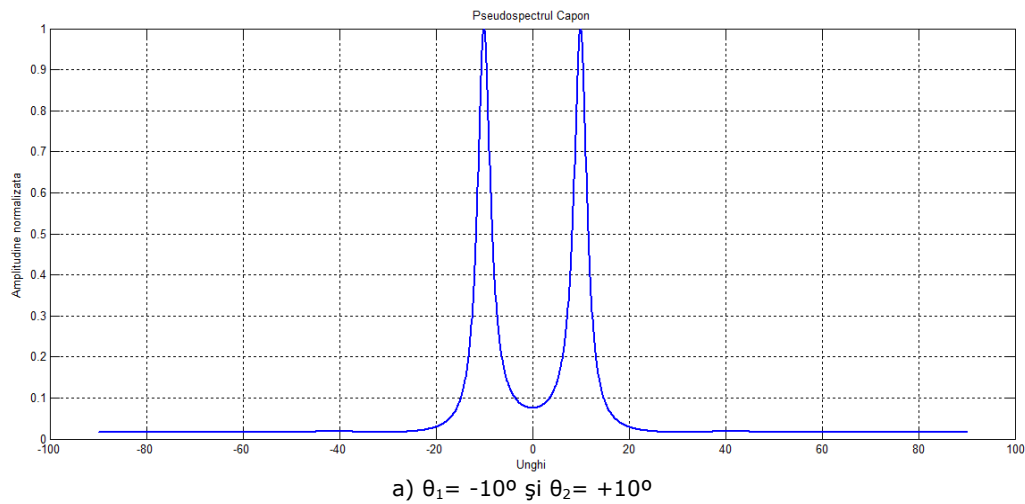
unde R_{xx} este matricea de corelație a șirului neponderat.

Se poate demonstra că pseudospectrul obținut prin metoda Capon este dat de relația [LB,05]:

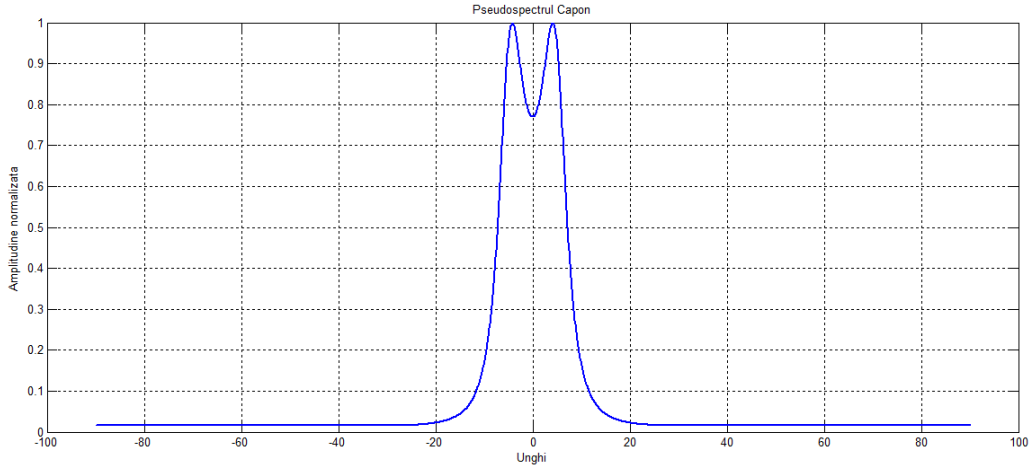
$$P_C(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) R_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (2.8)$$

Rezultatele simulării Matlab

În cadrul acestor simulări s-a determinat spectrul obținut pentru estimarea direcției de sosire a două semnale, utilizând metoda Capon. Cele două semnale sunt considerate a fi emise din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (figura 2.3. a) și respectiv $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (figura 2.3. b). S-a considerat un sistem liniar de antene format din 6 elemente care sunt spațiate uniform cu distanța $\lambda/2$, valoarea dispersiei zgomotului fiind de 0,1. Cele două semnale recepționate se consideră a avea amplitudini egale. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.3. [VI,10]



2.2 – Metode și algoritmi pentru estimarea direcțiilor de sosire a semnalelor radio 51



b) $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$

Fig.2.3. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei Capon

pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b).

În urma acestor simulări, se observă că folosind metoda Capon se pot estima direcțiile de sosire și a semnalelor care sunt recepționate din direcții apropiate ($\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$), obținându-se rezultate mai bune decât în cazul utilizării metodei Bartlett.

2.2.3. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda entropiei maxime

Metoda entropiei maxime constă în determinarea unui pseudospectru care maximizează funcția entropiei raportată la constrângeri. Pseudospectrul este dat de relația[God,97]:

$$P_{ME_j}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{c}_j \mathbf{c}_j^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (2.9)$$

unde \mathbf{c}_j este coloana j a inversei matricii de corelație a sistemului (R_{XX}^{-1}).

Se poate observa că performanțele acestei metode depinde foarte mult de coloana care este extrasă din inversa matricii de corelație a sistemului.

Rezultatele simulării Matlab

În cadrul acestor simulări s-a determinat spectrul obținut pentru estimarea direcției de sosire a două semnale, utilizând metoda entropiei maxime. Cele două semnale sunt considerate a fi emise din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (figura 2.4. a) și respectiv $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (figura 2.4. b). Ca și în cazurile precedente, s-a considerat un sistem liniar de antene format din 6 elemente care sunt spațiate uniform cu distanța $\lambda/2$, iar valoarea dispersiei zgomotului a fost 0,1. Cele două semnale recepționate se consideră a avea amplitudini egale. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.4.

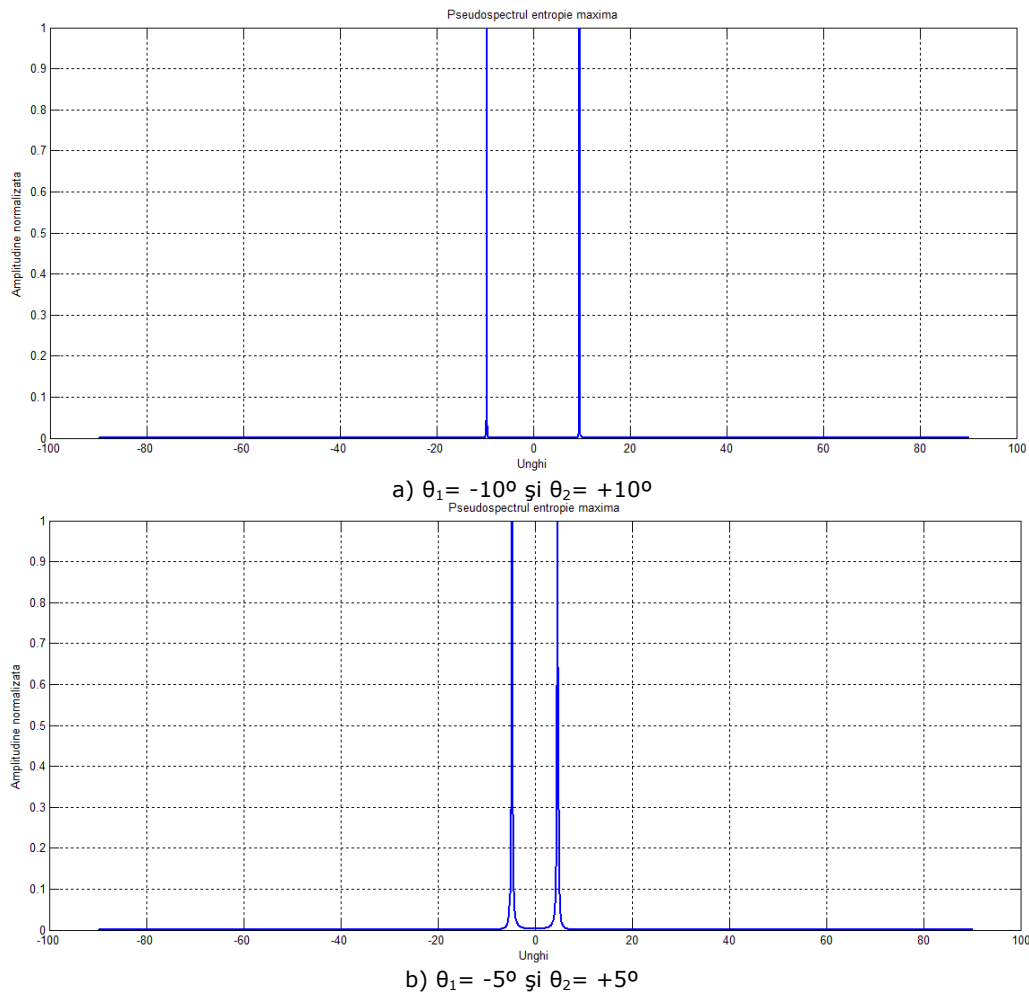


Fig.2.4. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei entropiei maxime pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b).

În cadrul simulărilor, s-a ales coloana a 3-a din matricea de corelație a zgomotului. În cazul în care se extrage altă coloană din matricea de corelație a zgomotului, metoda entropiei maxime conduce la estimări eronate ale direcției de sosire a semnalelor recepționate. Performanțele estimării direcțiilor de sosire ale semnalelor recepționate folosind metoda entropiei maxime pot fi îmbunătățite prin schimbarea coloanei extrase din matricea de corelație a zgomotului.

2.2.4. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda decompoziției armonice Pisarenko (Pisarenko Harmonic Decomposition, PHD)

Estimarea direcției de sosire prin metoda descompunerii armonice Pisarenko (PHD) poartă numele matematicianului rus care a inventat această aproximare a

2.2 – Metode și algoritmi pentru estimarea direcțiilor de sosire a semnalelor radio 53

erorii medii pătratice minime. Această metodă minimizează eroarea medie pătratică a semnalului de la ieșirea sistemului de recepție, sub constrângerea că norma vectorului de ponderare este egală cu 1. Vectorul propriu care minimizează eroarea medie pătratică corespunde celor mai mici valori proprii. Pentru un sistem liniar de antene format din $M = 6$ elemente, care recepționează două semnale, vor exista doi vectori proprii asociați cu semnalul recepționat și patru vectori proprii asociați cu zgomotul.

Pseudospectrul asociat PHD este dat de relația[Fra,05]:

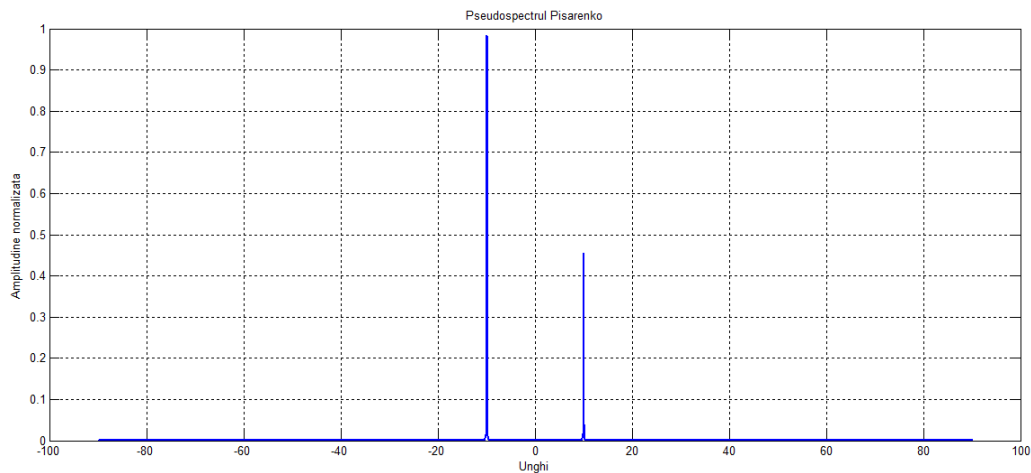
$$P_{PHD}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{e}_1|^2} \quad (2.10)$$

unde \mathbf{e}_1 este vectorul propriu asociat cu cea mai mică valoare proprie λ_1 .

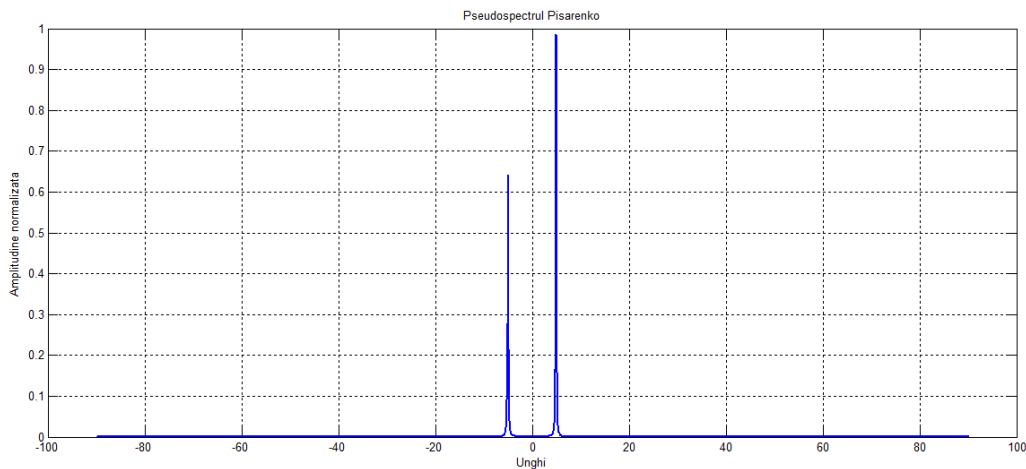
Valorile maxime ale spectrului estimat cu ajutorul metodei Pisarenko nu indică amplitudinea semnalelor recepționate. Aceste valori de vârf reprezintă, de fapt, rădăcinile polinomului de la numitorul ecuației (2.10).

Rezultatele simulării Matlab

În cadrul acestor simulări s-a determinat spectrul obținut pentru estimarea direcției de sosire a două semnale, utilizând metoda Pisarenko. Cele două semnale sunt considerate a fi emise din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (figura 2.5. a) și respectiv $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (figura 2.5. b). Se consideră un sistem liniar de antene format din 6 elemente care sunt spațiate uniform cu distanța $\lambda/2$, iar valoarea raportului semnal/zgomot SNR=5 dB. Cele două semnale recepționate se consideră a avea amplitudini egale. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.5.



a) $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$



b) $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$

Fig.2.5. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul metodei Pisarenko

pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b).

Se constată că estimarea direcției de sosire folosind metoda Pisarenko conduce la rezultate mai bune decât în cazurile prezentate anterior, însă și această metodă poate conduce la estimări eronate ale direcției de sosire a semnalelor recepționate.

2.2.5. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul MUSIC (MULTiple Signal Classification)

Algoritmul MUSIC (MULTiple SIGNAL Classification) permite estimarea direcției de sosire a mai multor semnale care sunt recepționate simultan în aceeași antenă. Acest algoritm, propus pentru prima dată de R. O. Schmidt în anul 1979, se încadrează în clasa algoritmilor care prezintă o bună rezoluție în ceea ce privește estimarea direcțiilor de sosire ale semnalelor radio. Algoritmul MUSIC promite să furnizeze, fără eroare sistematică, estimările numărului de semnale, unghiurile de sosire și intensitățile formelor de undă [Mun,09]. Acesta se bazează pe ipoteza că zgomotul din fiecare canal este necorelat, astfel fiind posibilă crearea matricii de corelație a zgomotului. Această matrice este una de tip diagonală. Semnalele incidente pot fi slab corelate; algoritmul MUSIC creează o matrice de corelare a semnalului. Cu toate acestea, în cazul unor semnale puternic corelate, algoritmul tradițional MUSIC nu mai funcționează și în acest caz sunt necesare alte metode.

Pentru a estima numărul de semnale recepționate, fie se cunoaște numărul lor apriori, fie se determină valorile proprii ale semnalelor. Dacă numărul de semnale recepționate îl notăm cu D , numărul valorilor proprii și vectorilor proprii ale semnalelor este D , iar numărul valorilor proprii și vectorilor proprii ai zgomotului va fi $M - D$ (M fiind numărul de elemente ale sistemului). Deoarece MUSIC utilizează subspațiul vectorului propriu de zgomot, el este uneori menționat ca metoda subspațiu.

Matricea de corelare a sistemului liniar de antene a fost determinată presupunând zgomotul necorelat și cu dispersie egală:

$$R_{xx} = AR_{ss}A^H + \sigma_n^2 I \quad (2.11)$$

În continuare vom determina valorile proprii și vectorii proprii pentru matricea de corelare a sistemului liniar de antene, R_{xx} . Apoi se determină vectorii proprii D asociați semnalului și vectorii proprii $M-D$ asociați zgomotului. Se aleg vectorii proprii asociați cu cele mai mici valori proprii. Pentru semnalele necorelate, cele mai mici valori proprii sunt egale cu dispersia zgomotului. Se poate construi apoi subspațiul dimensional $M \times (M-D)$ cuprins în vectorii proprii ai zgomotului astfel încât:

$$E_N = [\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \cdots \mathbf{e}_{M-D}] \quad (2.12)$$

Vectorii proprii ai subspațiului zgomot sunt ortogonali cu vectorii de direcție ai sistemului pentru unghiurile de sosire $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D$. Datorită acestei condiții de ortogonalitate, se poate arăta că distanța Euclidiană $d^2 = \mathbf{a}(\theta)^H E_N E_N^H \mathbf{a}(\theta) = 0$ pentru orice unghi de sosire $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D$. Plasând această expresie a distanței la numitor, se determină astfel vârfuri ascuțite pentru unghiurile de sosire. Pseudospectrul MUSIC poate fi exprimat prin:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{a}(\theta)^H E_N E_N^H \mathbf{a}(\theta)|} \quad (2.13)$$

Rezultatele simulării Matlab

În cadrul acestor simulări s-a determinat pseudospectrul MUSIC în cazul estimării direcției de sosire a două semnale, considerate a fi emise din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (figura 2.6. a) și respectiv $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (figura 2.6. b). S-a considerat un sistem liniar de antene compus din 6 elemente uniform distanțate cu $\lambda/2$, valoarea raportului semnal/zgomot (Signal to Noise Ratio, SNR) fiind de 5 dB. Cele două semnale recepționate se consideră a avea amplitudini egale. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.6.

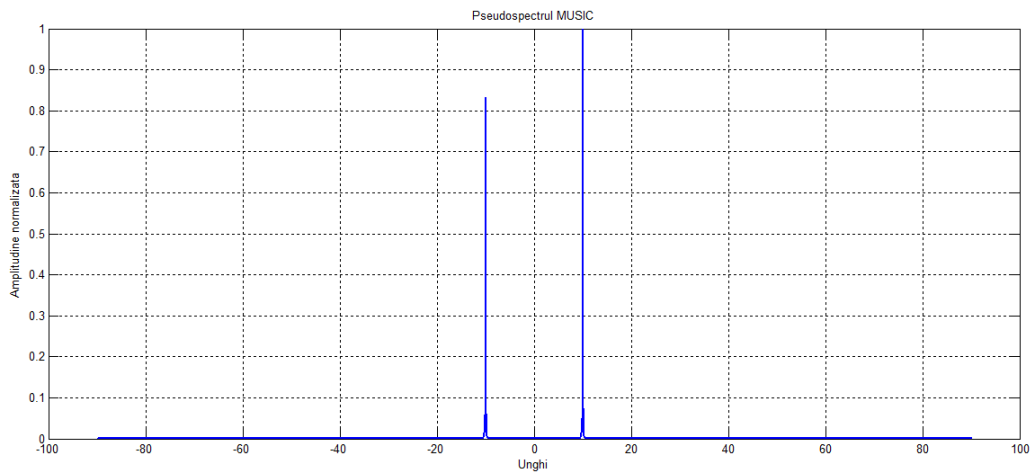
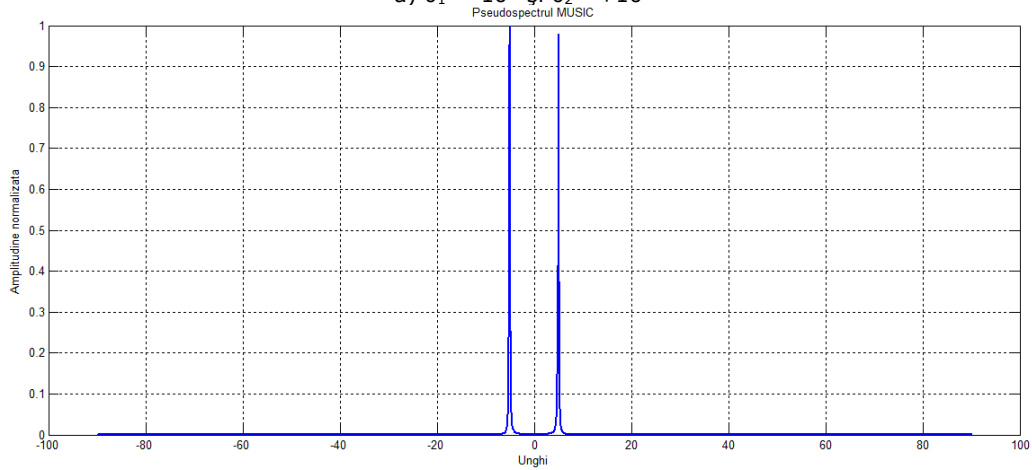
a) $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ b) $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$

Fig.2.6. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (a), respectiv pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ (b).

Pentru a se pune în evidență performanțele algoritmului MUSIC, s-a modificat valoarea raportului semnal/zgomot în cazul în care cele două semnale sosesc din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ (fig.2.7).

2.2 – Metode și algoritmi pentru estimarea direcțiilor de sosire a semnalelor radio 57

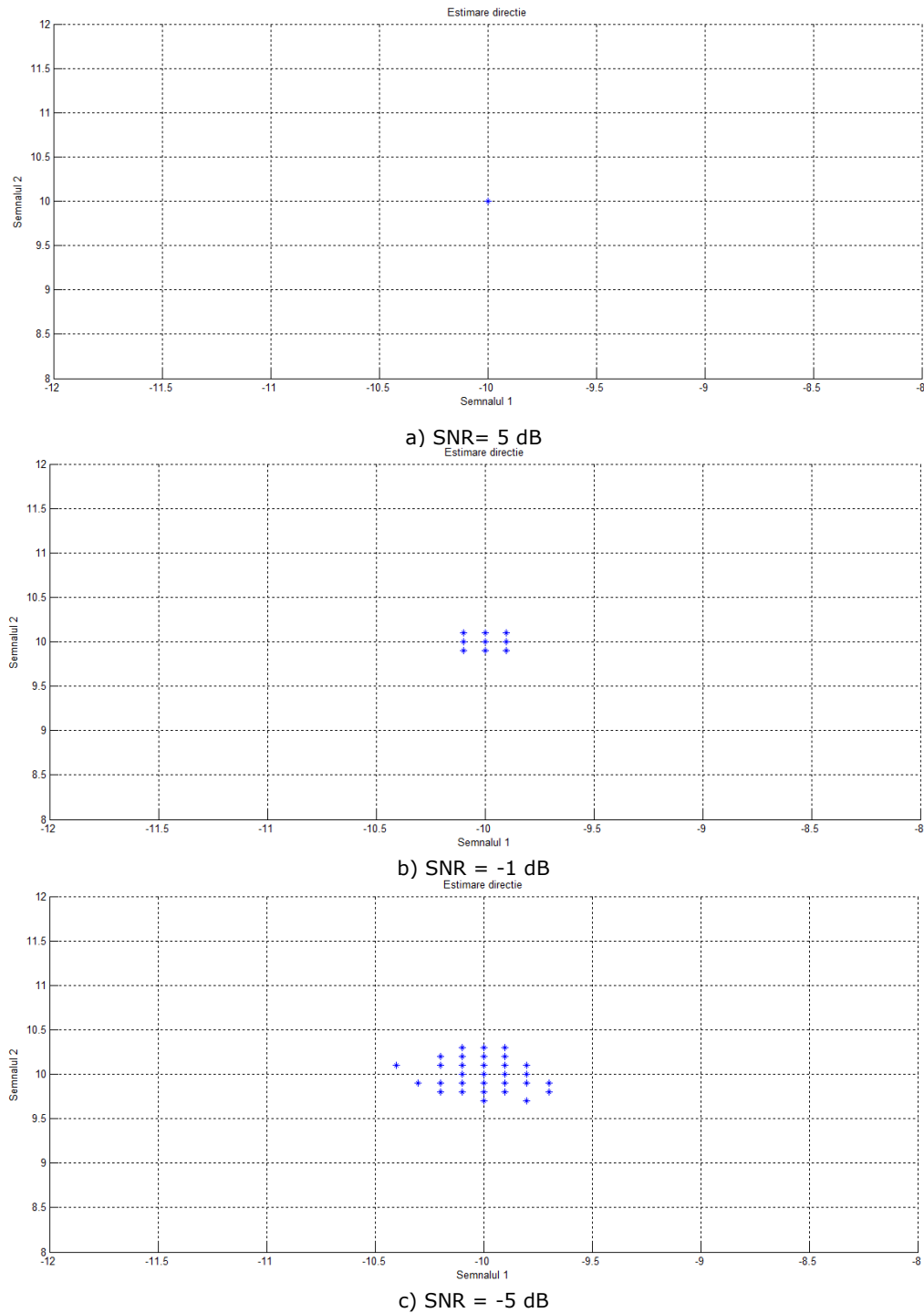


Fig.2.7. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu: a) 5 dB; (b) -1 dB; c) -5 dB.

Se observă că pe măsură ce raportul semnal – zgomot scade, abaterea față de valorile reale ale direcțiilor de sosire a semnalelor este mai mare.

Datorită faptului că algoritmul MUSIC lucrează cu numere complexe aleatoare, cuprinse între -1 și 1, există posibilitatea ca, pentru un raport semnal – zgomot foarte mic, una dintre direcții să nu poată fi estimată corespunzător, așa cum se poate observa în figura 2.8.

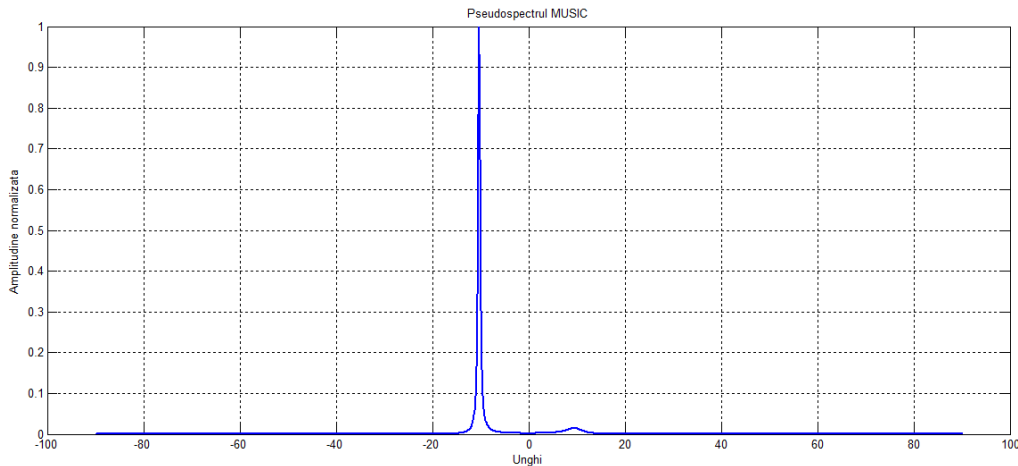


Fig.2.8. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu -5 dB.

În urma acestor simulări se observă că algoritmul MUSIC reprezintă una dintre cele mai performante metode de estimare a direcției de sosire a semnalelor recepționate. Inșă, cu cât raportul semnal/zgomot este mai mic, cu atât performanțele algoritmului MUSIC sunt mai slabe, existând posibilitatea ca una dintre direcții să nu poată fi estimată corespunzător.

2.2.6. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul *Root – MUSIC*

Algoritmul *Root – MUSIC* presupune determinarea rădăcinilor spectrului MUSIC. Astfel, pornind de la ecuația (2.13) putem defini matricea $C = E_N E_N^H$, care este Hermitiană. În cazul în care sistemul de antene este liniar, iar elementele sunt spațiate uniform, vectorul de direcție pentru a m -a antenă este dat de relația [HAGY,08] :

$$\mathbf{a}_m(\theta) = e^{jkd(m-1)\sin\theta} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2.14)$$

Numitorul pseudospectrului MUSIC poate fi scris sub forma [TF,09]:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{C} \mathbf{a}(\theta) &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M e^{-jkd(m-1)\sin\theta} c_{mn} e^{jkd(n-1)\sin\theta} \\ &= \sum_{l=-M+1}^{M-1} c_l e^{jkd l \sin\theta} \end{aligned} \quad (2.15)$$

unde c_l reprezintă suma elementelor de pe diagonala l din matricea C .
Ecuția (2.15) poate fi simplificată astfel:

$$D(z) = \sum_{l=-M+1}^{M-1} c_l z^l \quad (2.16)$$

în care $z = e^{jkd \sin\theta}$.

Rădăcinile astfel obținute sunt complexe, iar numărul lor este egal cu $2(M-1)$. Rădăcinile polinomului $D(z)$ care sunt cele mai apropiate de cercul unitar, vor corespunde polilor pseudospectrului MUSIC. Fiecare rădăcină poate fi scrisă sub forma:

$$z_i = |z_i| e^{j \arg(z_i)} \quad (2.17)$$

Valori de zero pentru polinomul $D(z)$ se obțin atunci când $|z_i| = 1$. Putem determina direcțiile de sosire a semnalelor prin compararea $e^{j \arg(z_i)}$ cu $e^{jkd \sin\theta_i}$, obținând astfel valoarea unghiului de sosire estimat:

$$\theta_i = -\sin^{-1} \left(\frac{1}{kd} \arg(z_i) \right) \quad (2.18)$$

Rezultatele simulării Matlab

În cadrul acestor simulări s-au determinat rădăcinile pseudospectrului MUSIC, obținute pentru estimarea direcției de sosire a două semnale, considerate a fi emise din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$. Se consideră un sistem liniar de antene format din 6 elemente care sunt spațiate uniform cu distanța $\lambda/2$, iar valoarea raportului semnal/zgomot SNR = -5 dB. Cele două semnale recepționate se consideră a avea amplitudini egale. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.9. [Ves,10a]

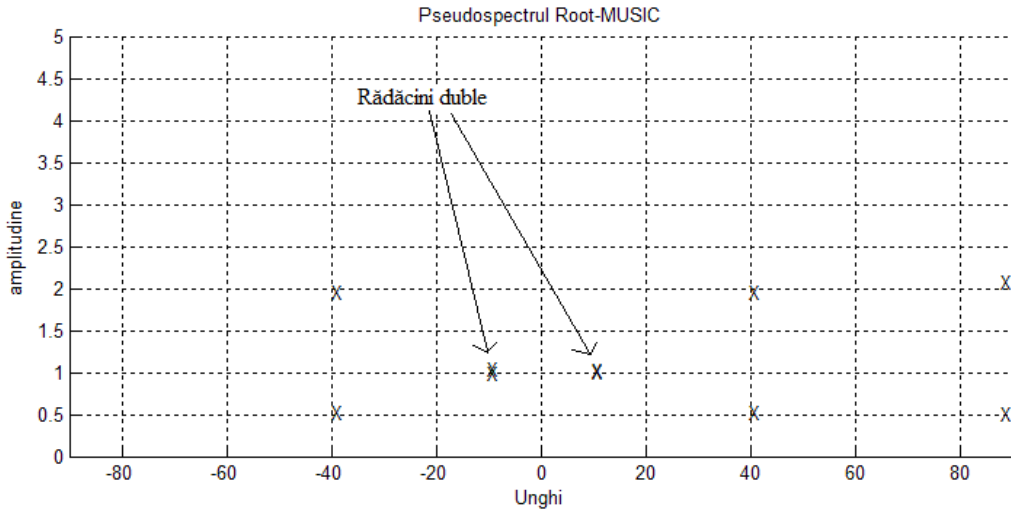


Fig.2.9. Estimarea direcțiilor de sosire cu ajutorul algoritmului Root-MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu -5 dB.

În figura 2.10 sunt reprezentate cele $2 \cdot (6-1)$ rădăcini calculate pentru pseudospectrul obținut cu ajutorul algoritmului MUSIC.[HAGY,08]

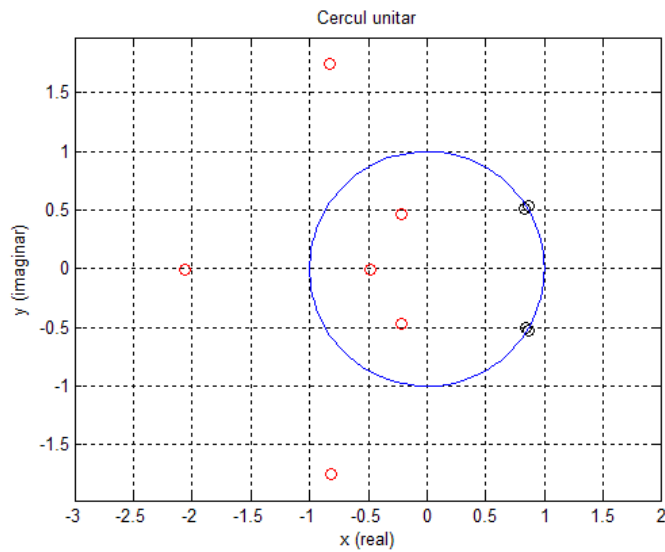


Fig.2.10. Rădăcinile pseudospectrului MUSIC în coordonate carteziene.

Se poate observa că doar 4 rădăcini din cele 10 determinate vor conduce la o bună estimare a direcțiilor de sosire a celor două semnale, respectiv cele care sunt cele mai apropiate de cercul unitar.

În figura 2.11 este reprezentat spectrul obținut cu ajutorul algoritmului MUSIC, precum și cele 4 rădăcini calculate cu ajutorul algoritmului Root – MUSIC.

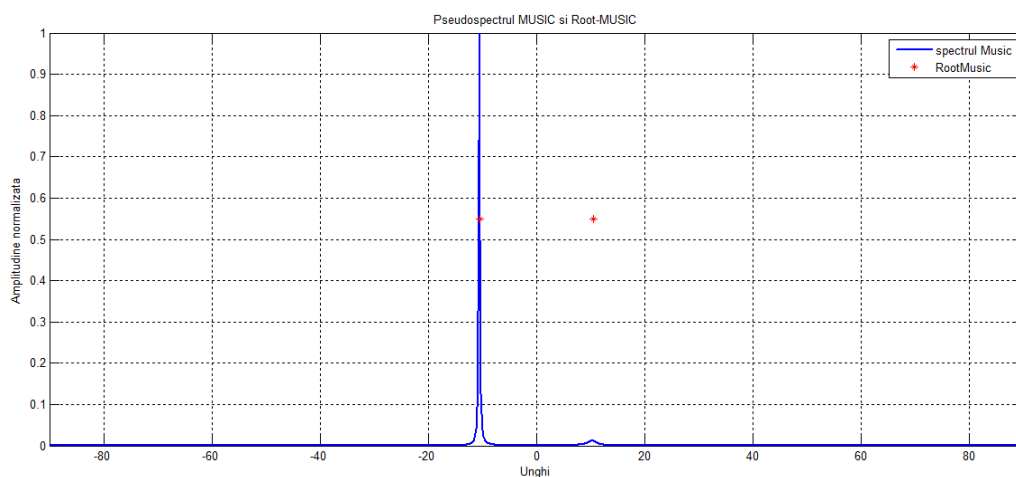


Fig.2.11. Pseudospectrul MUSIC și rădăcinile obținute cu ajutorul algoritmului Root – MUSIC (*) pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și o valoare a SNR egală cu -5 dB.

Se poate observa că utilizând algoritmul MUSIC, una dintre direcțiile de sosire poate să nu fie estimată, în timp ce folosind algoritmul Root – MUSIC, se pot estima ambele direcții de sosire ale semnalelor considerate. Însă, algoritmul Root – MUSIC nu estimează foarte bine direcțiile de sosire și, în plus, necesită o alegere potrivită a rădăcinilor pentru o estimare corectă a direcțiilor de sosire a semnalelor considerate.

2.3. Analiza performanțelor metodelor și algoritmilor de estimare a direcțiilor de sosire ale semnalelor radio

Pentru a evidenția performanțele algoritmilor de estimare a direcției de sosire a semnalelor descriși în paragraful 2.2, am considerat un sistem de recepție format dintr-un sistem liniar de antene. În cadrul experimentelor am determinat eroarea medie pătratică a abaterii unghiulare dintre direcțiile considerate și direcțiile estimate ce a rezultat în urma modificării parametrilor sistemului de emisie – recepție. Sistemul de recepție a fost compus dintr-un număr cuprins între 4 și 100 elemente, realizându-se un număr de 97 estimări pentru fiecare caz în parte.

În primul caz s-a utilizat metoda Bartlett de estimare a două semnale ce se consideră a fi emise din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$, distanța dintre elementele sistemului de recepție fiind egală cu $\lambda/4$. Rezultatele obținute în acest caz sunt prezentate în figura 2.12.

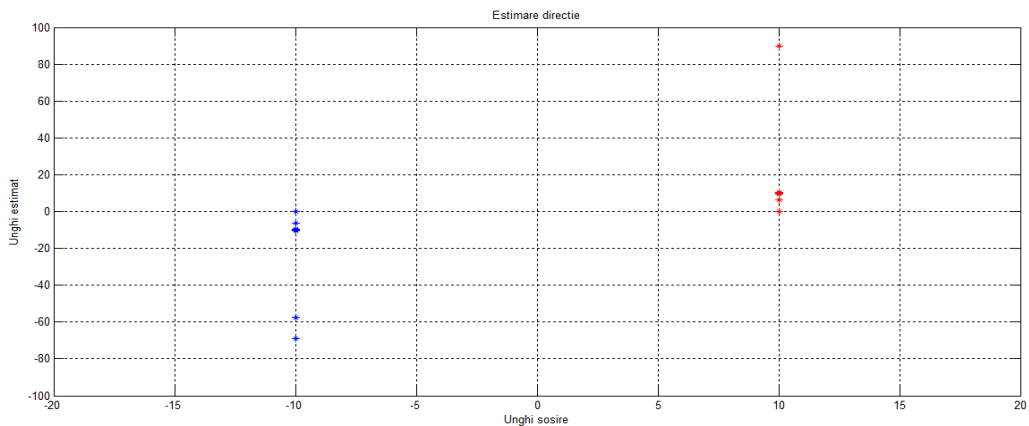


Fig.2.12. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$.

Eroarea medie pătratică obținută este de $7,83^\circ$, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 73 din cele 97 cazuri totale.

Pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/2$, eroarea medie pătratică a fost de $1,13^\circ$, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 86 din cele 97 cazuri totale. Direcțiile estimate în acest caz sunt prezentate în figura 2.13.

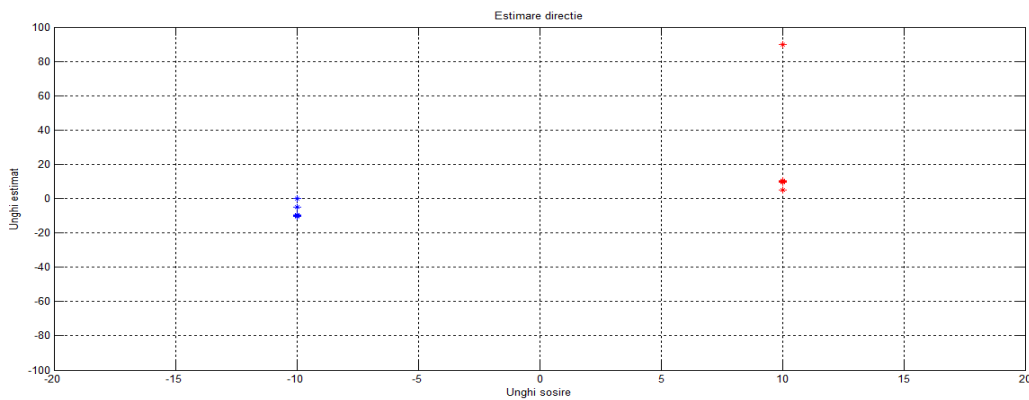


Fig.2.13. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/2$.

În figura 2.14 s-au reprezentat direcțiile estimate cu ajutorul unui sistem de recepție caracterizat printr-o distanță între elemente egală cu $3\lambda/4$. Eroarea medie pătratică obținută în această situație este de $0,06^\circ$, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 90 din cele 97 cazuri totale.

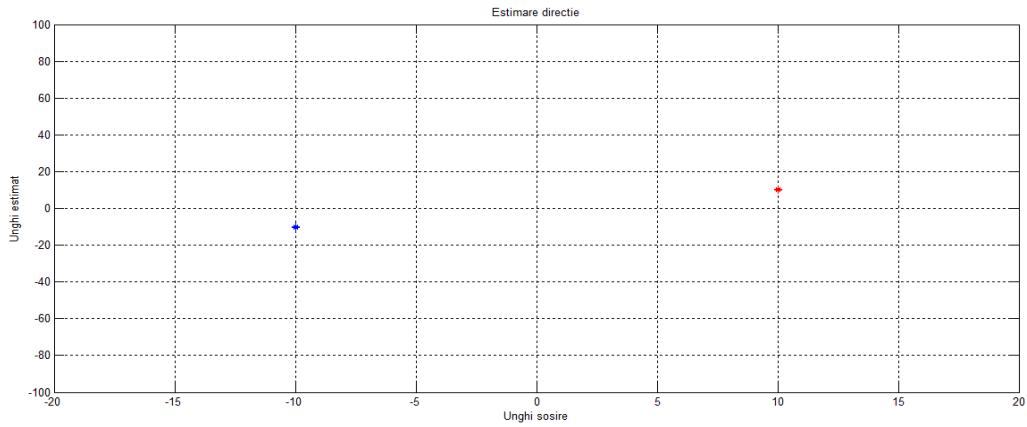
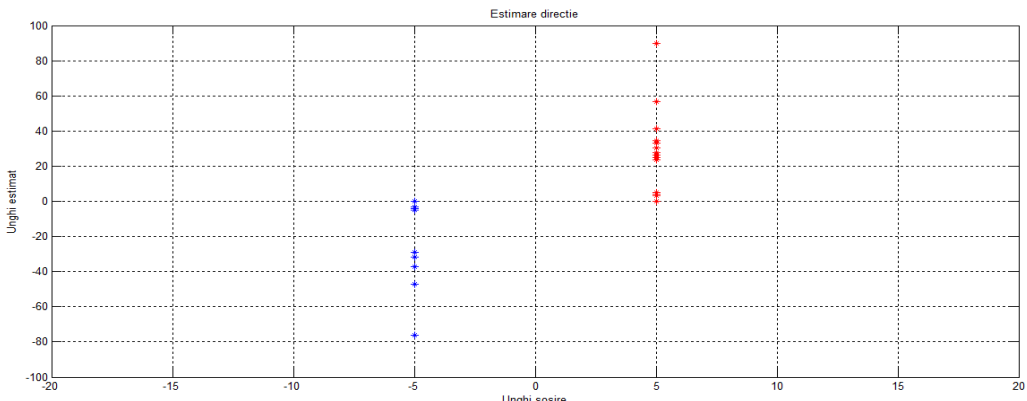
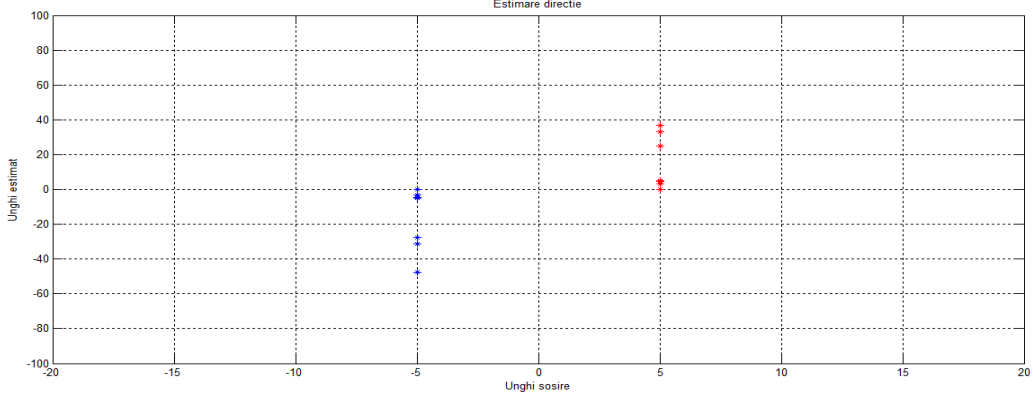


Fig.2.14. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu $3\lambda/4$.

În cazul în care direcțiile de sosire a semnalelor sunt $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ estimarea direcției de sosire a semnalelor este prezentată în figura 2.15.



a) $\lambda/4$



b) $\lambda/2$

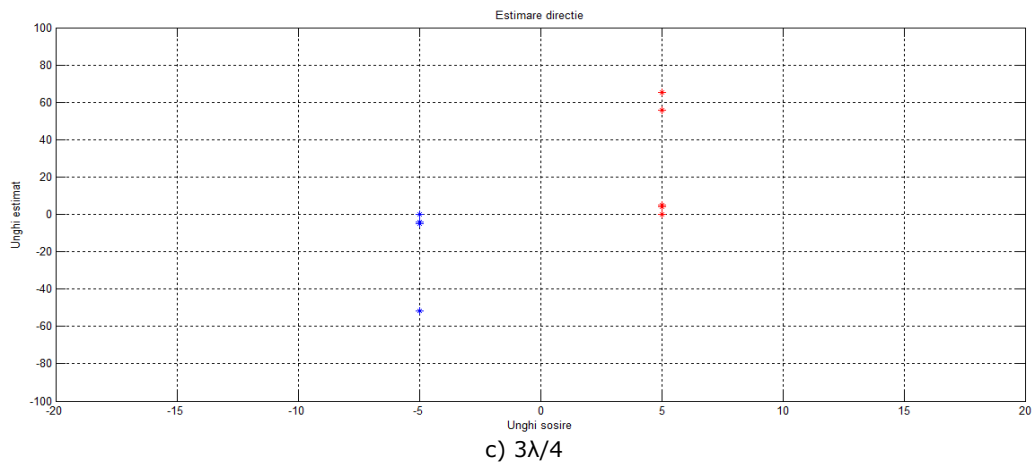
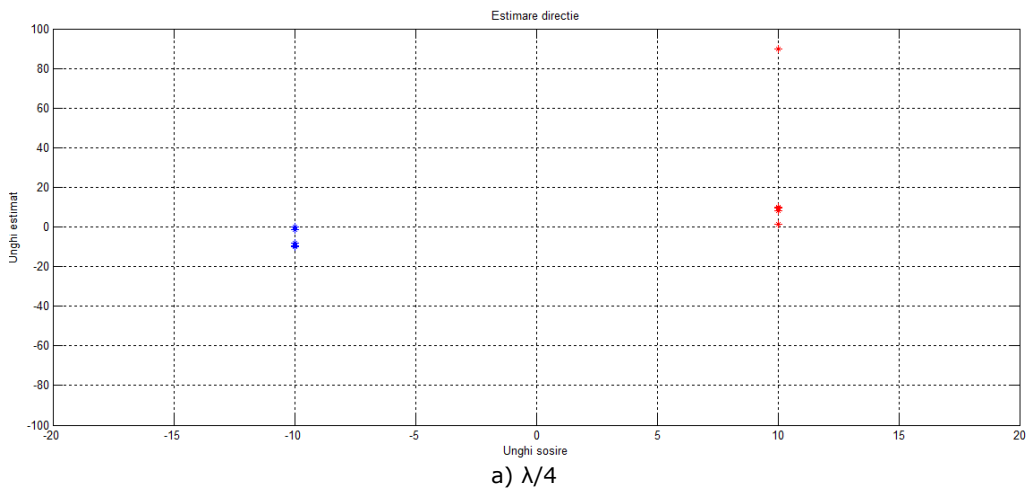


Fig.2.15. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Bartlett pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

Analiza obținută în urma efectuării experimentelor ne arată că eroarea medie pătratică de estimare a direcției de sosire scade de la $9,54^\circ$ pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$ la $5,57^\circ$ pentru distanța de $\lambda/2$ și respectiv $4,78^\circ$ pentru distanța de $3\lambda/4$. În același timp, numărul de estimări corecte crește de la 69 în cazul distanței de $\lambda/4$ între elemente la 81 pentru $\lambda/2$, respectiv 87 pentru $3\lambda/4$.

Pentru cel de-al doilea algoritm, Capon, în cazul estimării semnalelor sosite din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$, rezultatele obținute pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$, $\lambda/2$ și respectiv $3\lambda/4$ sunt prezentate în figura 2.16.



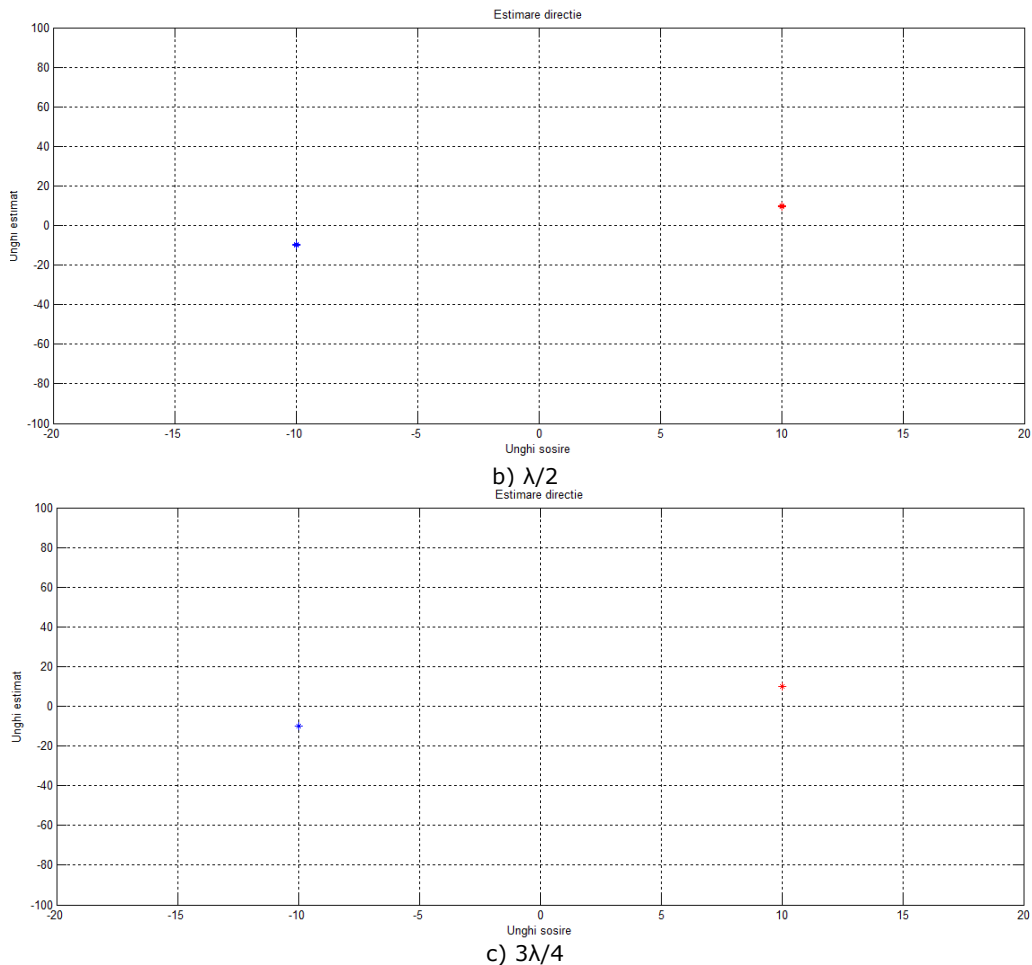


Fig.2.16. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Capon pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

Astfel, în cazul în care distanța între elemente este egală cu $\lambda/4$, eroarea medie pătratică este de 1,34, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 91 din cele 97 cazuri totale. Dacă distanța între elemente este egală cu $\lambda/2$, eroarea medie pătratică obținută în această situație este de 0,061, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 95 din cele 97 cazuri totale, în timp ce pentru o distanță între elemente egală cu $3\lambda/4$, eroarea medie pătratică obținută în această situație este 0, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în toate cele 97 cazuri.

În cazul în care considerăm că semnalele sosesc din direcțiile $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ rezultatele estimării direcțiilor de sosire pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$, $\lambda/2$ și respectiv $3\lambda/4$ sunt prezentate în figura 2.17.

Dacă distanța între elemente este egală cu $\lambda/4$, eroarea medie pătratică este de 1,13, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 85 din cele 97 cazuri totale. Dacă distanța între elemente este egală cu $\lambda/2$, eroarea medie pătratică obținută în această situație este de 0,65, sistemul fiind

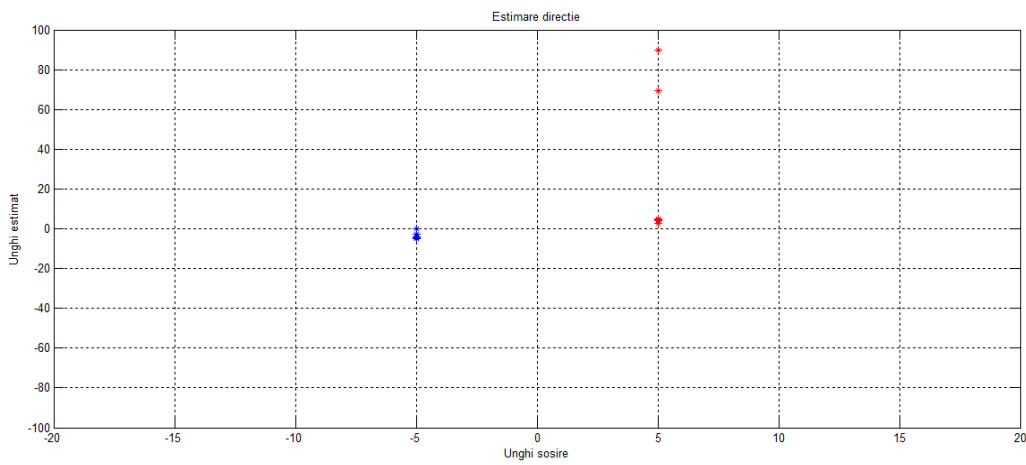
capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 92 din cele 97 cazuri totale, în timp ce pentru o distanță între elemente egală cu $3\lambda/4$, eroarea medie pătratică obținută în această situație este 0,17, sistemul fiind capabil să estimeze corect direcțiile de sosire ale semnalelor în 94 din cele 97 cazuri totale.

În cel de-al treilea caz s-a utilizat metoda entropiei maxime pentru estimarea a două semnale care sosesc din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$, și respectiv din direcțiile $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.18, și respectiv în figura 2.19.

Rezultatele obținute prin utilizarea metodei entropiei maxime pentru eroarea medie pătratică și pentru numărul de cazuri în care sistemul estimează corect direcțiile de sosire ale semnalelor sunt prezentate în tabelul 2.1.

Tabel 2.1. Eroarea obținută în cazul aplicării metodei entropiei maxime

Distanța între elemente	$\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$		$\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$	
	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare
$\lambda/4$	2,39°	84	4,70°	77
$\lambda/2$	1,97°	89	3,23°	87
$3\lambda/4$	1,72°	91	1,09°	91



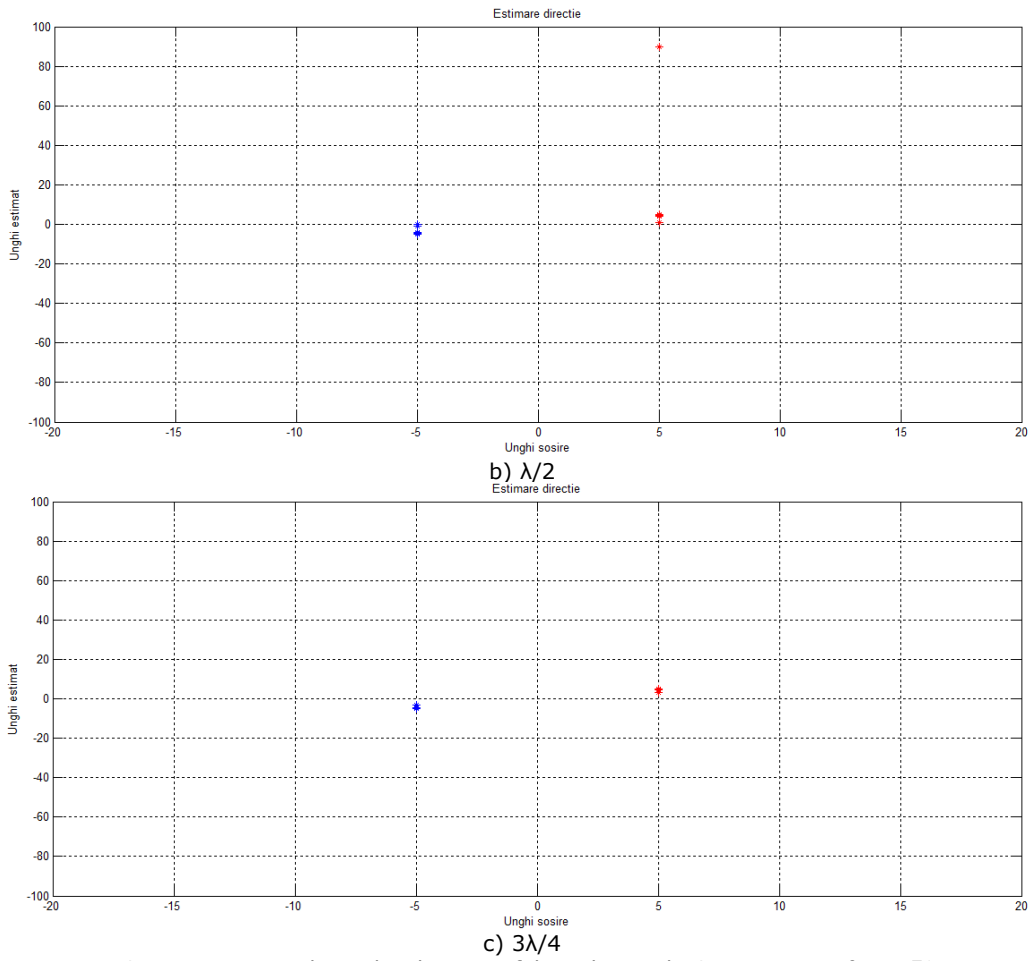


Fig.2.17. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Capon pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

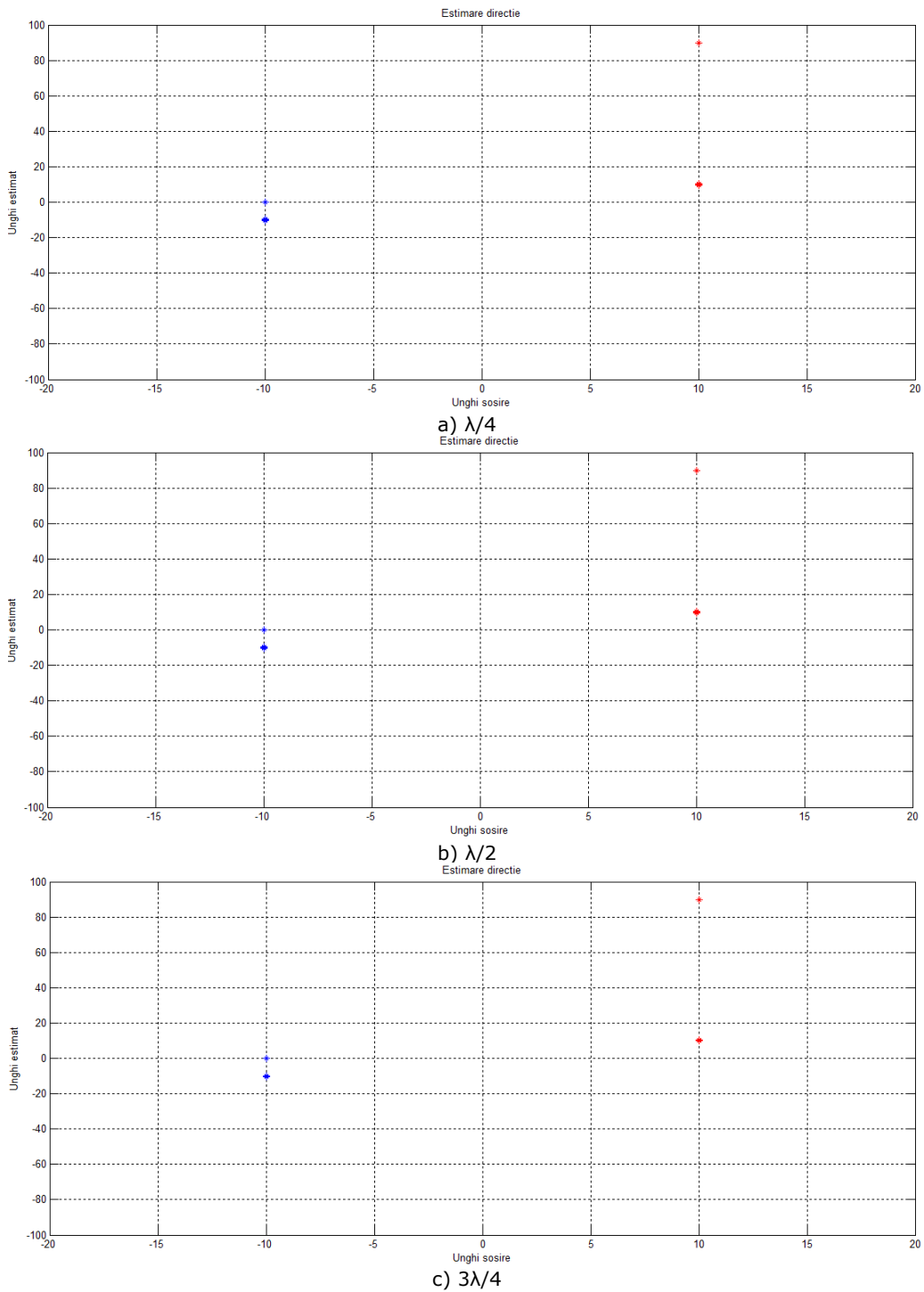


Fig.2.18. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda entropiei maxime pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

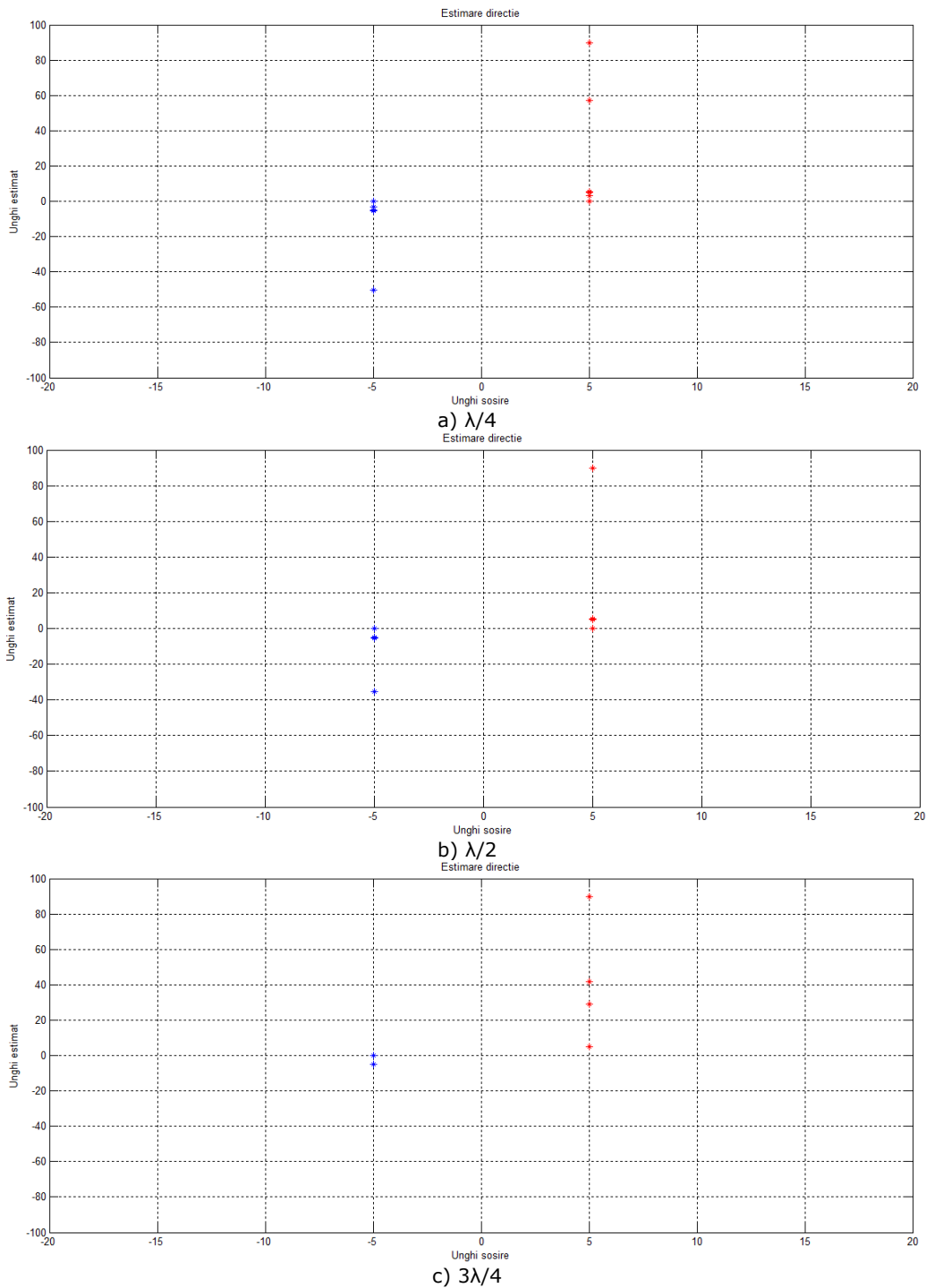
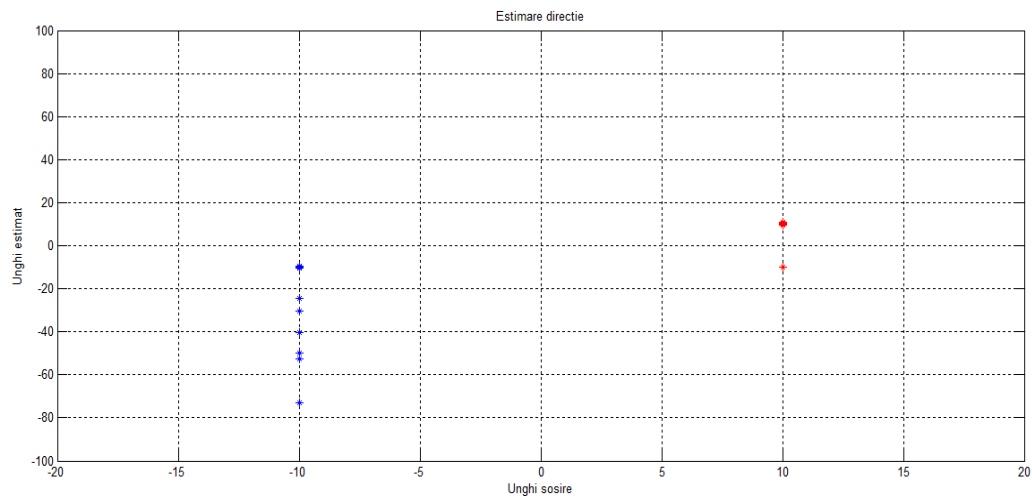
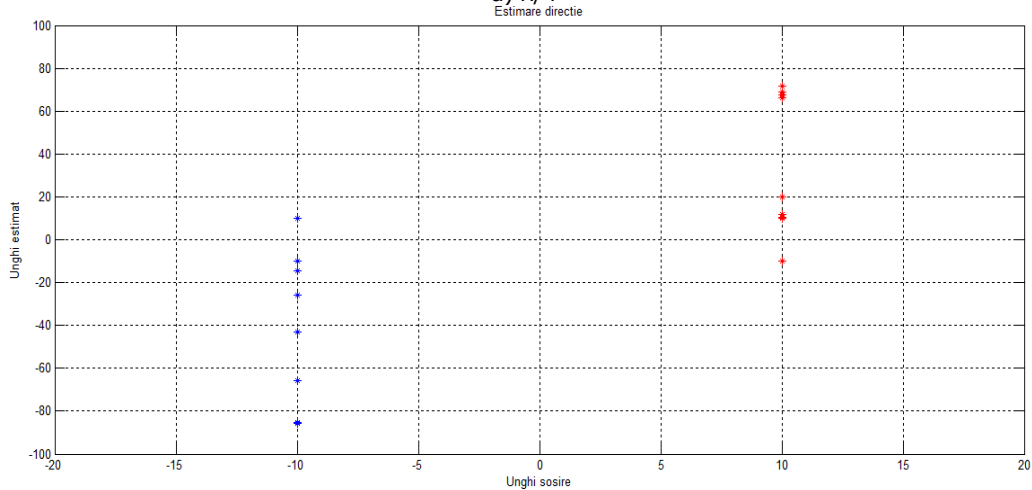
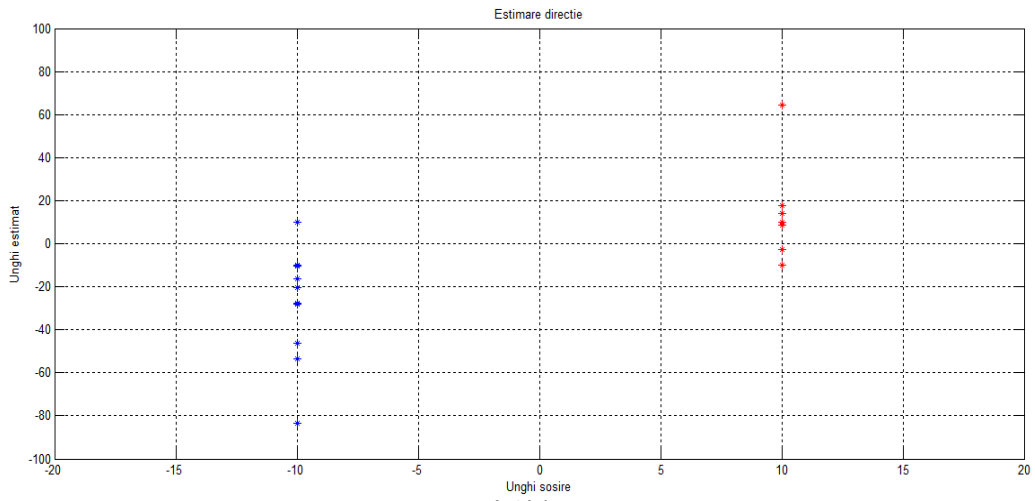


Fig.2.19. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda entropiei maxime pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

Se poate observa că utilizând metoda entropiei maxime, chiar dacă numărul de cazuri în care sistemul estimează corect direcțiile diferite de sosire ale semnalelor este același, eroarea medie pătratică este diferită. Astfel, diferența dintre direcția estimată și direcția reală este mai mică în cazul în care sursele de semnal sunt mai apropiate.

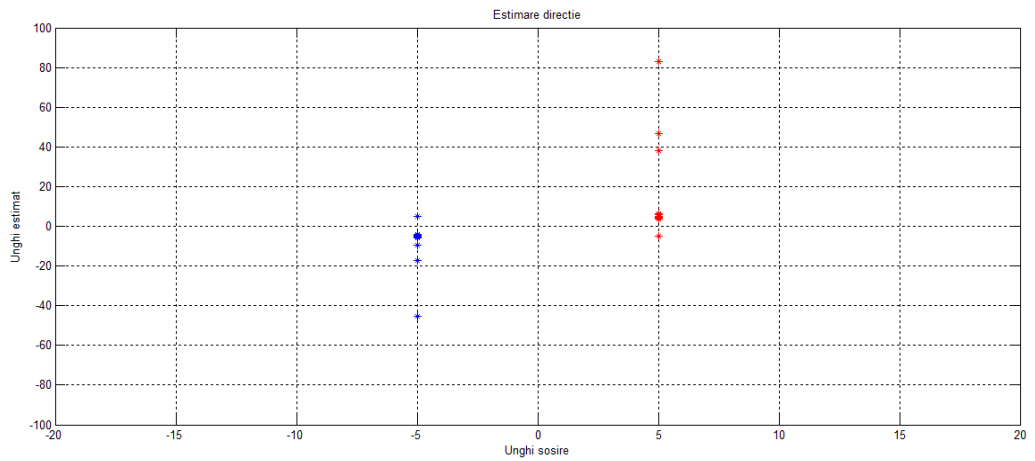
În cazul utilizării algoritmului Pisarenko pentru estimarea direcțiilor de sosire a celor două semnale raportul semnal - zgomot considerat a fost de 1 dB. Astfel, dacă direcțiile din care sosesc cele două semnale sunt $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$, și respectiv $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$, vom obține rezultatele prezentate în figura 2.20, și respectiv în figura 2.21.

a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$



c) $3\lambda/4$

Fig.2.20. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Pisarenko pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.



a) $\lambda/4$

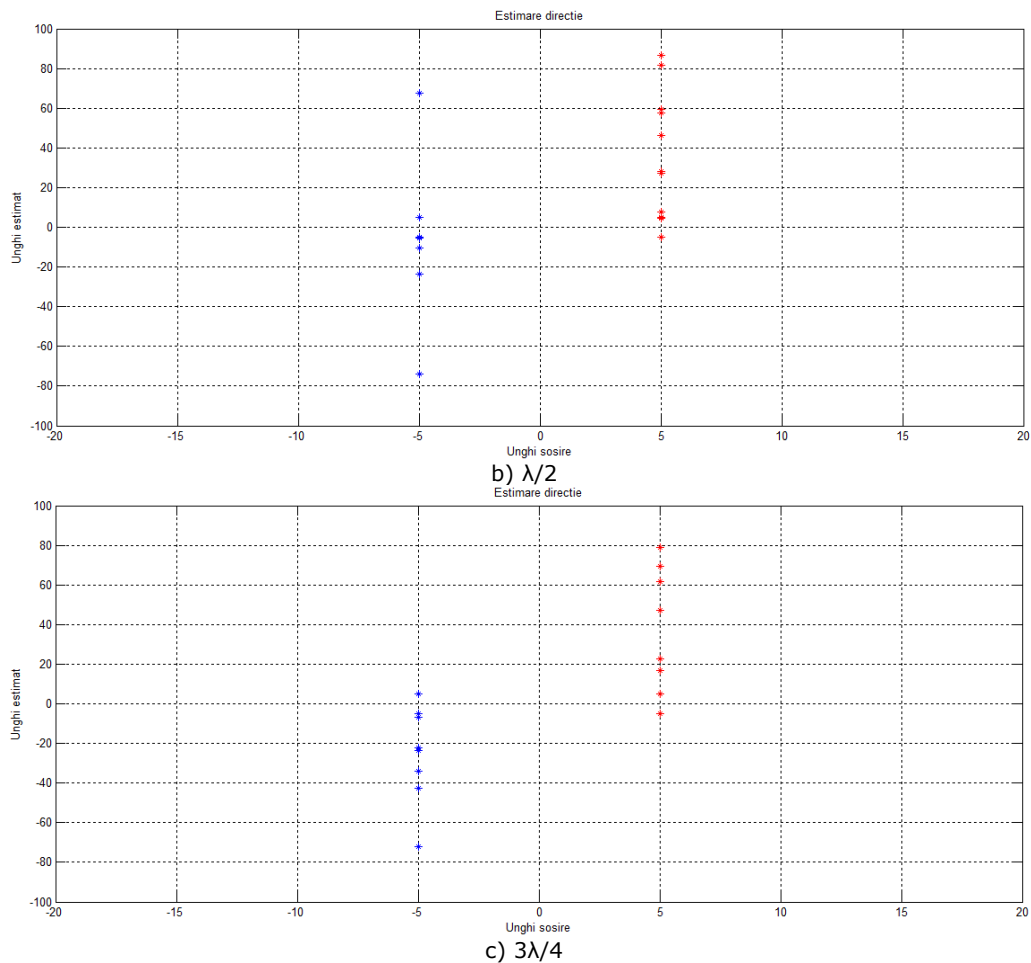


Fig.2.21. Estimarea direcțiilor de sosire folosind metoda Pisarenko pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

Rezultatele obținute prin utilizarea metodei Pisarenko pentru eroarea medie pătratică și pentru numărul de cazuri în care sistemul estimează corect direcțiile de sosire ale semnalelor sunt prezentate în tabelul 2.2.

Tabel 2.2. Eroarea obținută în cazul aplicării metodei Pisarenko

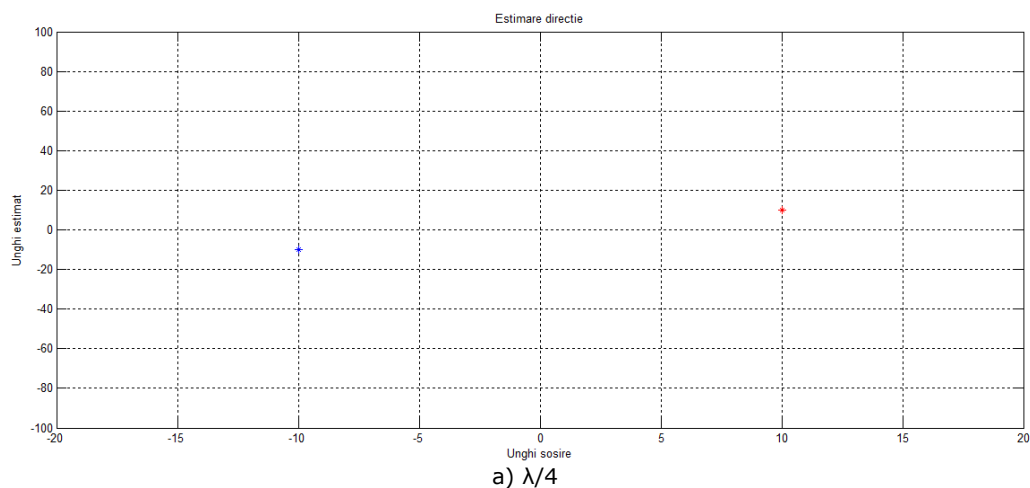
Distanța între elemente	$\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$		$\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$	
	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare
$\lambda/4$	11,75°	74	9,76°	76
$\lambda/2$	8,71°	88	10,32°	84
$3\lambda/4$	6,68°	88	8,03°	89

Pentru algoritmul MUSIC utilizat în estimarea direcțiilor a două semnale s-a considerat un raport semnal – zgomot egal cu 1 dB, precum și faptul că direcțiile din care sosesc semnalele sunt $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$, respectiv $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt prezentate în figura 2.22, și respectiv, în figura 2.23.

Rezultatele obținute prin utilizarea algoritmului MUSIC pentru eroarea medie pătratică și pentru numărul de cazuri în care sistemul estimează corect direcțiile de sosire ale semnalelor sunt prezentate în tabelul 2.3.

Tabel 2.3. Eroarea obținută în cazul aplicării algoritmului MUSIC

Distanța între elemente	$\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$		$\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$	
	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare
$\lambda/4$	0,014°	95	0,037°	92
$\lambda/2$	0,01°	96	0,014°	95
$3\lambda/4$	0°	97	0,01°	96



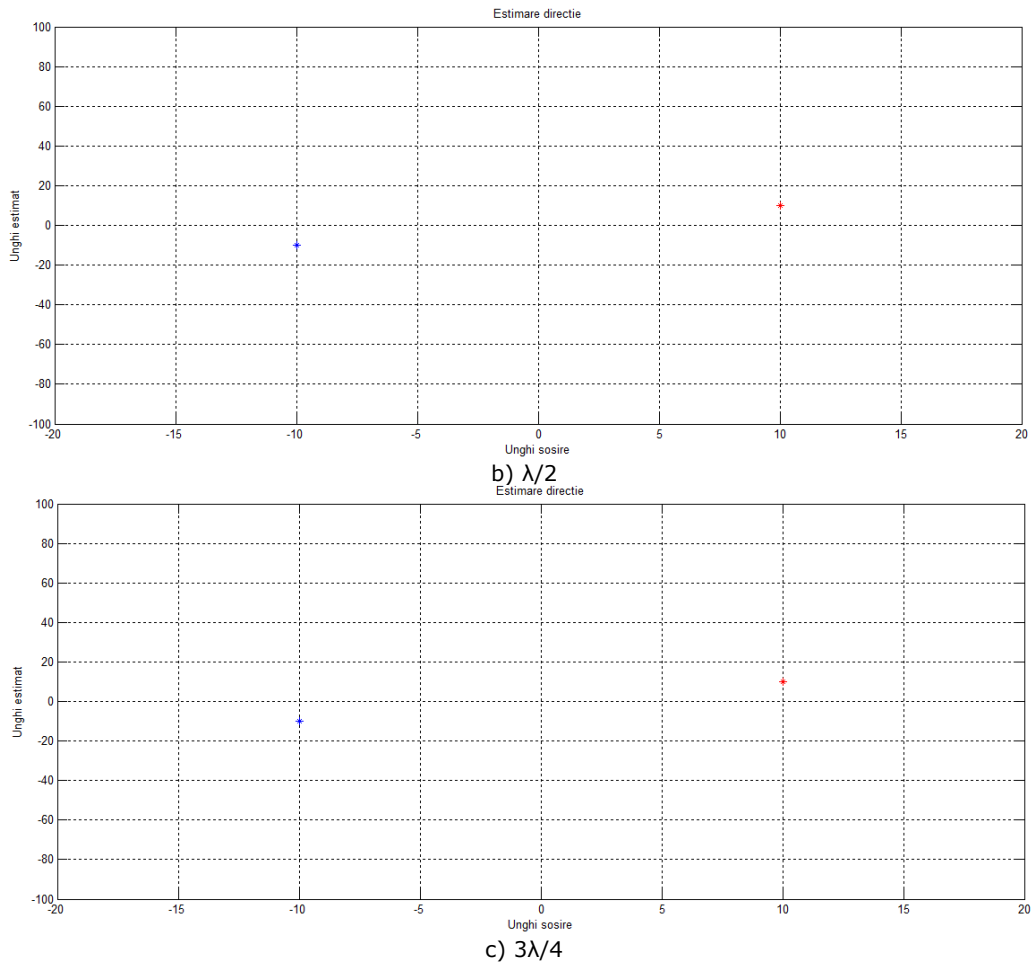


Fig.2.22. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

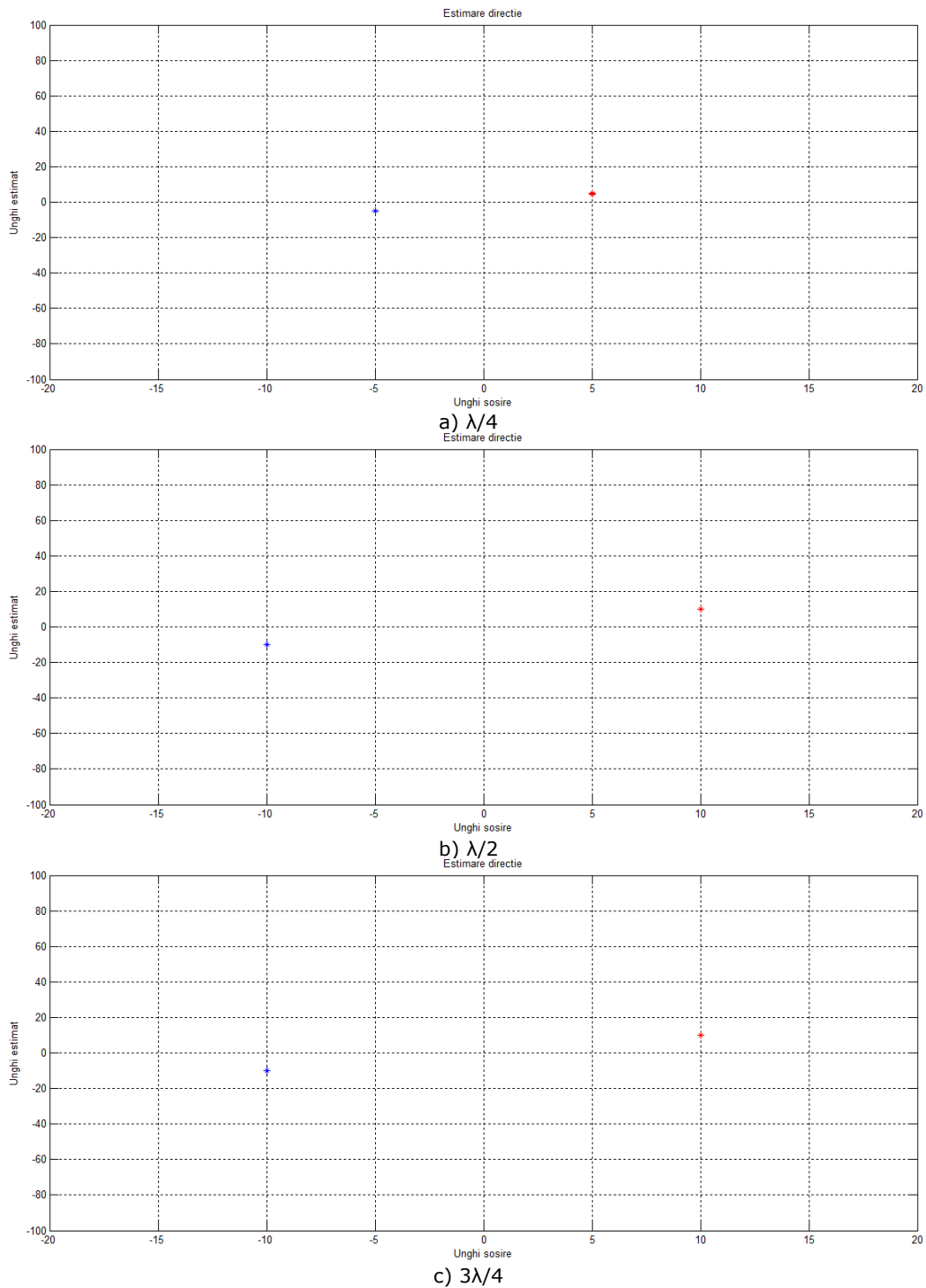
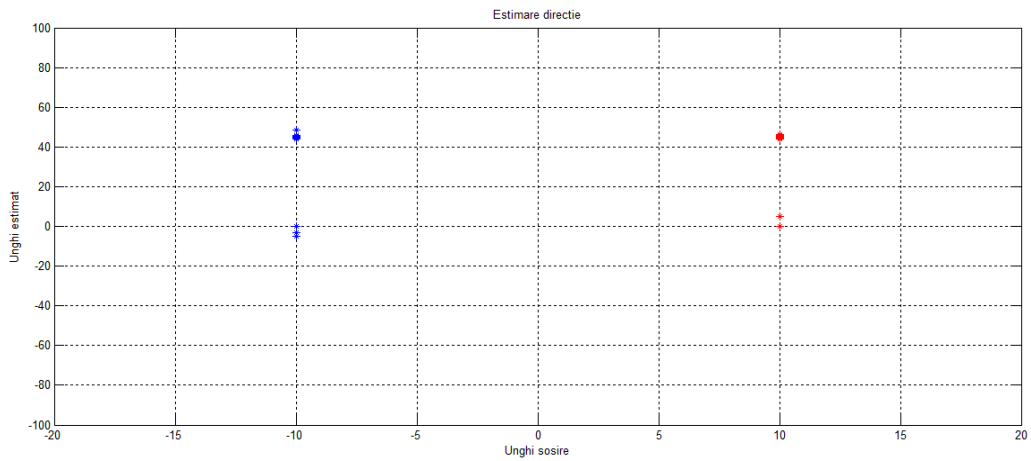


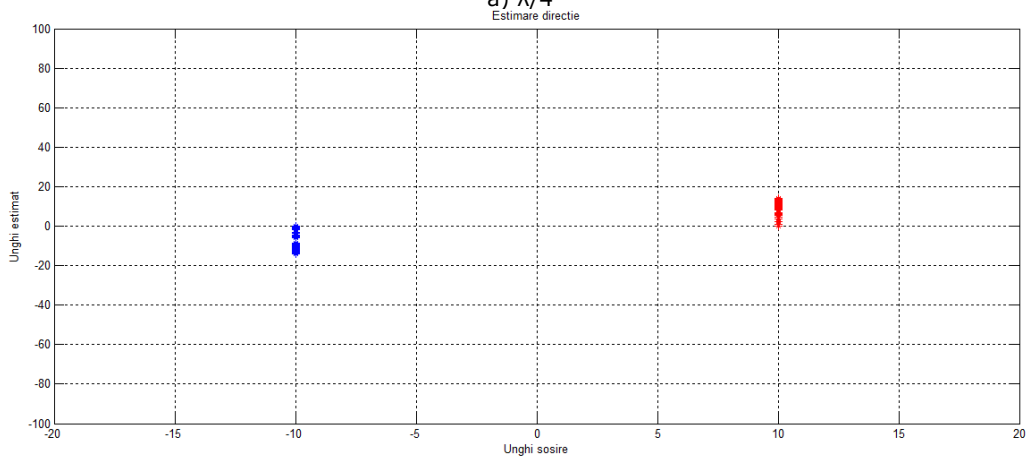
Fig.2.23. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul MUSIC pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

76 Estimarea direcțiilor de sosire ale semnalelor radio - 2

La utilizarea algoritmului Root - MUSIC pentru estimarea semnalelor care sosesc din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$, și respectiv, $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$, considerând un raport semnal - zgomot egal cu 1 dB, s-au obținut rezultatele prezentate în figurile 2.24, și respectiv 2.25.



a) $\lambda/4$



b) $\lambda/2$

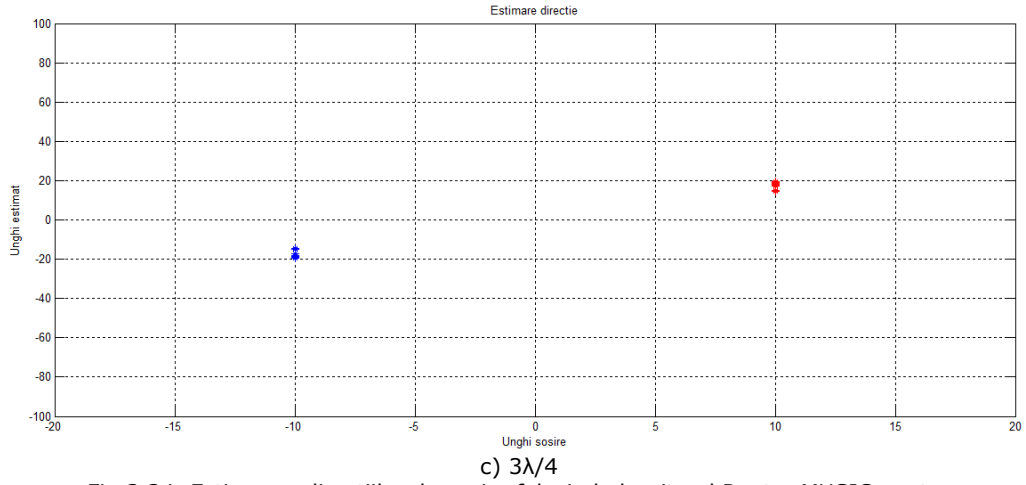
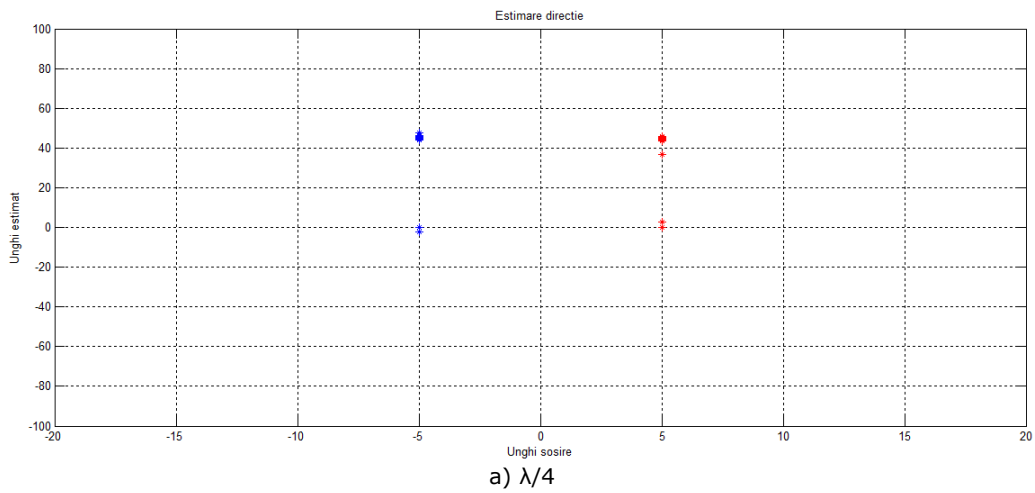


Fig.2.24. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul Root – MUSIC pentru $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.



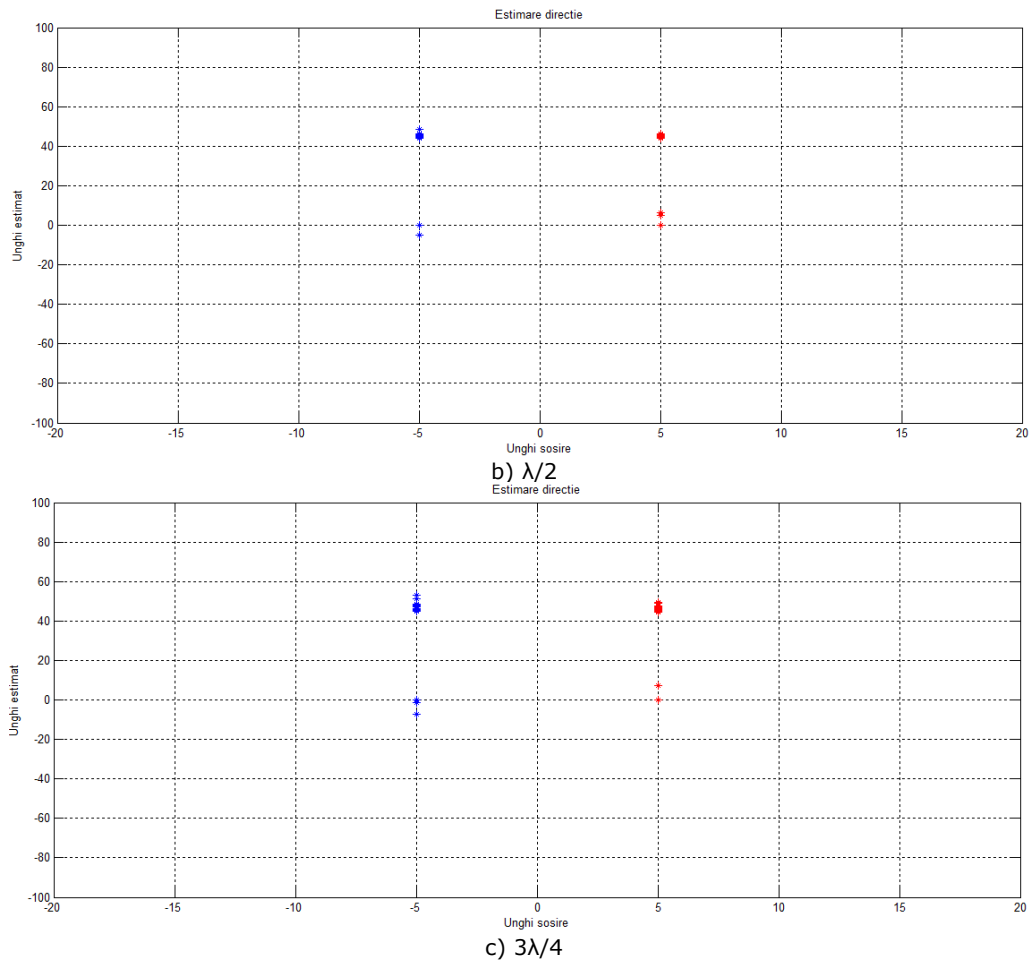


Fig.2.25. Estimarea direcțiilor de sosire folosind algoritmul Root – MUSIC pentru $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$ și pentru o distanță între elemente egală cu a) $\lambda/4$ b) $\lambda/2$ c) $3\lambda/4$.

Eroarea medie pătratică care se obține în cazul utilizării algoritmului Root – MUSIC este prezentată în tabelul 2.4.

Tabel 2.4. Eroarea obținută în cazul aplicării algoritmului Root – MUSIC

Distanța între elemente	$\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$		$\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$	
	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare	Eroarea medie pătratică	Număr estimări fără eroare
$\lambda/4$	22,11°	51	22,32°	53
$\lambda/2$	2,45°	86	22,56°	51
$3\lambda/4$	0,72°	92	23,29°	50

Pentru distanțe între elementele sistemului de recepție mai mari decât $3\lambda/4$, eroarea medie pătratică crește foarte mult. Din acest motiv, putem trage concluzia că metodele prezentate mai sus sunt adecvate pentru estimarea direcțiilor de sosire pentru două semnale cu ajutorul unor sisteme de recepție caracterizate printr-o distanță între elemente mai mică decât λ .

2.4. Concluzii

Metodele de estimare analizate în cadrul acestui capitol sunt întâlnite în sistemele actuale de antene inteligente.

Metoda Bartlett prezintă un algoritm de estimare extrem de simplu, însă această metodă nu poate fi utilizată pentru estimarea semnalelor care sunt recepționate din direcții foarte apropiate.

Metoda Capon prezintă o îmbunătățire a rezultatelor obținute cu metoda Bartlett și constă în estimarea unei singure direcții de sosire a unui semnal, în timp ce semnalele recepționate pe oricare altă direcție sunt considerate a fi perturbații. Performanțe mai bune se obțin utilizând algoritmul MUSIC care se bazează pe o descompunere a matricii semnalelor recepționate din diverse direcții în matricea surselor și respectiv matricea zgomotului recepționat. Acest lucru presupune existența unui algoritm de calcul mai complex decât în cazul celorlalte metode. În cazul în care valoarea raportului semnal – zgomot este mică (-5dB), performanțele algoritmului MUSIC nu mai sunt așa de bune, fiind posibilă omiterea unei direcții de sosire.

Acest inconvenient poate fi înlăturat prin utilizarea algoritmului Root – MUSIC, cu ajutorul căruia se pot determina rădăcinile pseudospectrului MUSIC. Aceste rădăcini vor indica prezența tuturor direcțiilor de sosire ale semnalelor, însă dezavantajul constă în faptul că erorile introduse de algoritmul Root – MUSIC în estimarea direcțiilor de sosire sunt mult mai mari decât în cazul utilizării algoritmului MUSIC.

Estimarea direcției de sosire a semnalelor cu ajutorul unui sistem de recepție format dintr-un sistem liniar de antene este mai bună dacă ecartul dintre poziția surselor este mai mare. Algoritmul Root – MUSIC prezintă erorile cele mai mari în ceea ce privește estimarea direcției de sosire a semnalelor, în timp ce algoritmul MUSIC prezintă cele mai mici erori în acest sens.

Rezultatele obținute în urma aplicării algoritmilor pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$ sunt prezentate în tabelul 2.5.

Tabel 2.5. Eroarea obținută pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/4$

Algoritm	Eroarea medie pătratică		Estimări fără eroare [%]	
	-10° și +10°	-5° și +5°	-10° și +10°	-5° și +5°
Bartlett	7,83°	9,54°	75	71
Capon	1,34°	1,13°	93	87
Entropia maximă	2,39°	4,7°	86	79
Pisarenko	11,75°	9,76°	76	78
MUSIC	0,014°	0,037°	97	94
Root-MUSIC	22,11°	22,32°	52	54

În cazul în care distanța dintre elemente este egală cu $\lambda/2$, se obțin rezultatele prezentate în tabelul 2.6.

Tabel 2.6. Eroarea obținută pentru o distanță între elemente egală cu $\lambda/2$

Algoritm	Eroarea medie pătratică		Estimări fără eroare [%]	
	-10° și +10°	-5° și +5°	-10° și +10°	-5° și +5°
Bartlett	1,13°	5,57°	88	83
Capon	0,061°	0,65°	97	94
Entropia maximă	1,97°	3,23°	91	89
Pisarenko	8,71°	10,32°	90	86
MUSIC	0,01°	0,014°	98	97
Root-MUSIC	2,45	22,56	88	52

Dacă distanța dintre elemente este egală cu $3\lambda/4$, în urma aplicării algoritmilor de estimare a direcțiilor de sosire se obțin rezultatele prezentate în tabelul 2.7.

Tabel 2.6. Eroarea obținută pentru o distanță între elemente egală cu $3\lambda/4$

Algoritm	Eroarea medie pătratică		Estimări fără eroare [%]	
	-10° și +10°	-5° și +5°	-10° și +10°	-5° și +5°
Bartlett	0,06°	4,78°	92	89
Capon	0°	0,17°	100	96
Entropia maximă	1,72°	1,09°	93	93
Pisarenko	6,68°	8,03°	91	91
MUSIC	0°	0,01°	100	98
Root-MUSIC	0,72°	23,29°	94	51

De asemenea se constată că distanța dintre elementele sistemului trebuie să fie păstrată sub dimensiunea λ pentru sistemele liniare de antene.

3. TEHNICI DE FORMARE A FASCICULULUI APPLICATE SISTEMELOR LINIARE DE ANTENE ÎN CONDIȚII IDEALE

3.1. Tehnici de formare a fasciculului (Beamforming)

Tehnica de formare a fasciculului (beamforming) generează mai multe „raze” disponibile în mai multe direcții. Aceste fascicule (raze) pot fi create să aibe un câștig mare și lobi secundari cu un câștig mic sau o deschidere controlată. Tehnicile de formare a fasciculului ajustează în mod dinamic caracteristica de radiație a unui sistem liniar de antene pentru a optimiza caracteristicile semnalului recepționat. În cadrul acestor tehnici, lobul principal de radiație al sistemului liniar de antene poate fi direcționat către o direcție anume, iar această orientare se poate realiza fie în mod continuu, fie în trepte. [YN,03]

Sistemele liniare de antene care folosesc tehnicile adaptive de formare a fasciculului pot rejecta semnalele interferente care au direcția de sosire diferită de direcția de sosire a semnalului de interes. Sistemele liniare de antene multifazate pot rejecta și semnale interferente care sosesc din aceeași direcție cu semnalul de interes, însă numai dacă au faza diferită față de cea a semnalului de interes. Aceste performanțe pot fi folosite pentru creșterea capacității sistemelor de comunicații fără fir [GSSBO,10].

Ideea de bază a tehnicilor de formare a fasciculului adaptiv constă în „orientarea” câmpului electromagnetic radiat de sistemul de antene într-o singură direcție la un anumit moment de timp și măsurarea puterii de ieșire. Atunci când orientarea direcției coincide cu direcția de sosire a unui semnal, la ieșirea sistemului se obține un nivel maxim de putere. Dezvoltarea algoritmilor de estimare a direcției de sosire a semnalelor radio este esențială, deoarece obținerea unei forme adecvate a puterii de ieșire este în strânsă legătură cu direcția de sosire estimată.

Fiind cunoscut vectorul de direcționare a sistemului, un sistem de antene poate fi orientat electronic, la fel cum o antenă fixă poate fi orientată mecanic. De asemenea, caracteristica de radiație a sistemului liniar de antene își poate modifica forma funcție de orientare [Mai,07].

Se consideră un sistem liniar de antene, uniform spațiate, care la un moment de timp recepționează un semnal emis de către o sursă plasată pe o anumită direcție θ față de normala la sistemul de antene. Structura unui astfel de sistem este prezentată în figura 3.1.

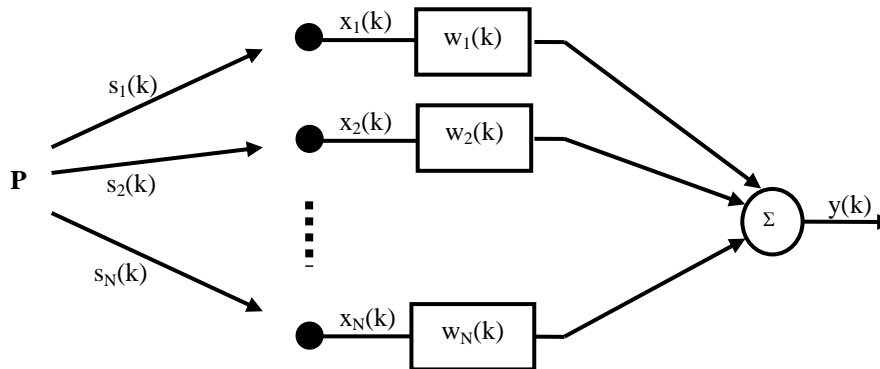


Fig.3.1. Sistem liniar de antene spațiat uniform.

Se poate determina un vector de ponderare, w , ce permite reprezentarea sub forma unor combinații liniare a semnalelor recepționate de către fiecare element al sistemului pentru a forma un singur semnal de ieșire: [FSB,08]

$$y(k) = w^T \cdot x(k) \tag{3.1}$$

Puterea medie obținută la ieșirea sistemului de antene pentru N eșantioane poate fi scrisă sub forma:

$$P(w) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(t_n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w^H x(t_n) x^H(t_n) w = w^H R_{xx} w \tag{3.2}$$

unde R_{xx} reprezintă matricea de covarianță a sistemului.

Au fost dezvoltate diferite tehnici de formare a fasciculului prin măsurarea puterii de ieșire obținute pentru diverse valori ale vectorului de ponderare, w .

3.2. Formator de fascicul convențional

Pentru formatorul de fascicul convențional [BI,07], vectorul de ponderare se consideră a fi vectorul de direcție, $a(\theta)$, al unui sistem liniar de antene format din N elemente, având unghiul de direcție arbitrar:

$$a(\theta) = [1 \quad e^{j\varepsilon} \quad e^{j2\varepsilon} \quad \dots \quad e^{j(N-1)\varepsilon}] \tag{3.3}$$

unde $\varepsilon = -\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta$.

Pentru fiecare direcție θ , puterea medie de ieșire este calculată cu ajutorul relației (3.2). Se poate demonstra că pentru o anumită direcție $\theta = \theta_i$ care ar coincide cu direcția pe care este plasată o sursă de semnal, puterea de ieșire va avea o valoare maximă. În acest caz, vectorul de ponderare $w = a(\theta - \theta_i)$ aliniază în fază toate componentele de semnal recepționate de elementele sistemului de

antene, ceea ce conduce la o însumare în sens constructiv și deci la obținerea unui maxim de putere.

În practică se folosește expresia normalizată a vectorului de ponderare:

$$w = \frac{a(\theta)}{\sqrt{a^H(\theta)a(\theta)}} \quad (3.4)$$

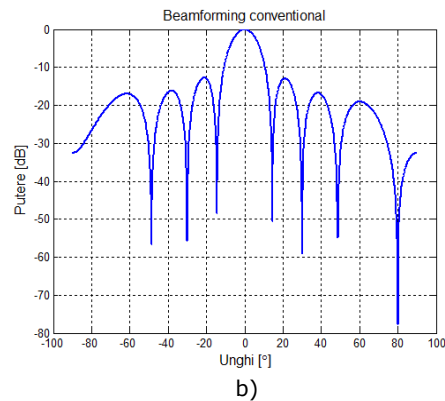
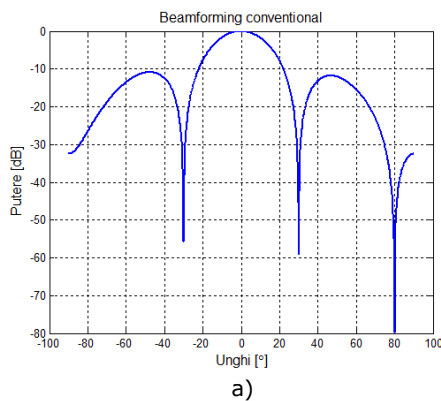
Introducând expresia vectorului de ponderare normalizat (3.4) în relația (3.2) vom putea scrie expresia puterii medii, pe direcția θ , obținută la ieșirea sistemului ca:

$$P(\theta) = \frac{a^H(\theta)R_{xx}a(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)} \quad (3.5)$$

Vectorul pondere prezentat în relația (3.4) poate fi interpretat ca un filtru spațial[Muc,84]; el este adaptat pentru a produce un maxim pentru semnalele recepționate din direcția sursei și de a produce o atenuare a tuturor semnalelor ce sosesc din alte direcții decât cea în care este plasată sursa de interes.

3.2.1. Influența numărului de antene asupra ieșirii formatorului de fascicul

Sistemul de antene este format din elemente plasate în mod echidistant, cu distanța $\lambda/2$, și se modifică numărul de antene din care este constituit sistemul. Rezultatul obținut pentru un sistem constituit din 4, 8, 16 și 32 de antene este prezentat în figura 3.2. Se poate observa că pe măsură ce numărul de elemente al sistemului crește, lobul principal de radiație devine tot mai îngust, deci sistemul de antene devine tot mai directiv.



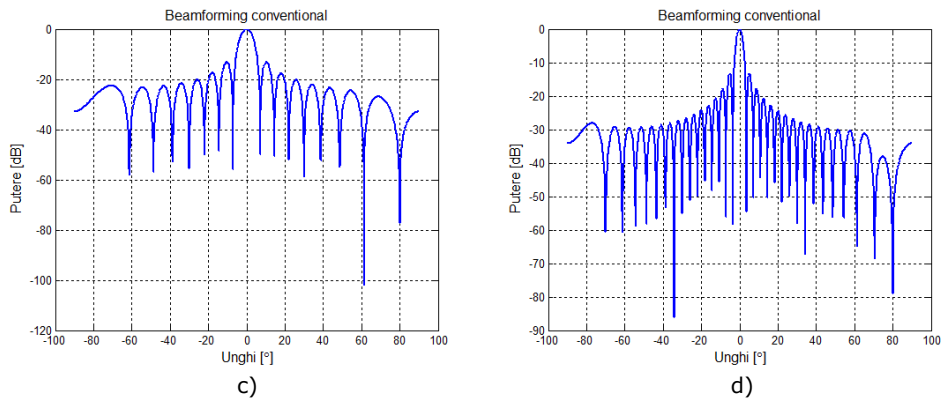
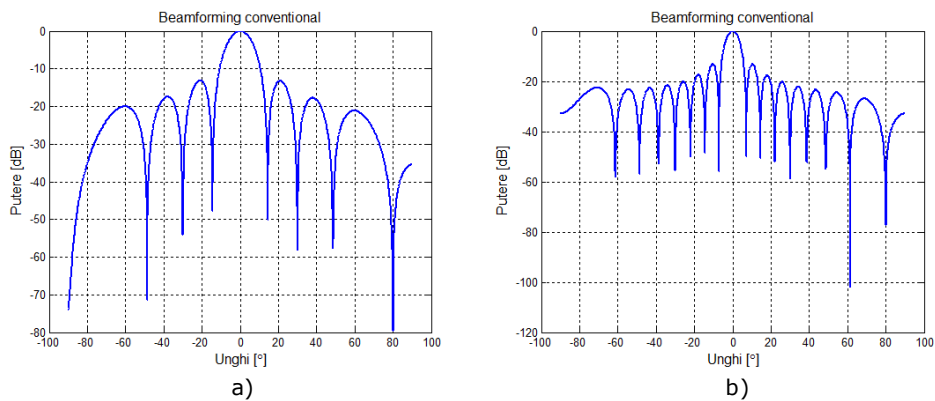


Fig.3.2. Ieșirea formatorului de fascicul în cazul unui sistem de antene format din:
a) 4 elemente; b) 8 elemente; c) 16 elemente; d) 32 elemente.

3.2.2. Influența distanței dintre elemente asupra ieșirii formatorului de fascicul

Distanța dintre antenele care formează sistemul liniar este de dorit să fie mai mică sau cel puțin egală cu jumătate din lungimea de undă ($d \leq \lambda/2$), pentru a preveni alierea spațială, așa cum se arată și în [MIK,05]. În experimentele realizate s-a făcut abstracție de condiția impusă pentru distanța dintre elementele sistemului, enunțată mai sus, și s-au ales distanțele dintre elemente egale cu $\lambda/4$, $\lambda/2$, λ și respectiv 2λ (fig. 3.3). Se poate constata că pentru distanțe între elemente mai mici decât λ , la ieșirea formatorului de raze vom avea un singur lob principal (un maxim ce se evidențiază față de toți ceilalți lobi secundari), în timp ce pentru distanțe mai mari decât λ , ieșirea formatorului de raze prezintă mai mulți lobi care au aceeași valoare cu cea a lobului principal (fig. 3.3 d), caracteristica de directivitate în coordonate carteziane prezintă 3 maxime). Acest lucru conduce la o ambiguitate în ceea ce privește orientarea fasciculului către direcția de interes.



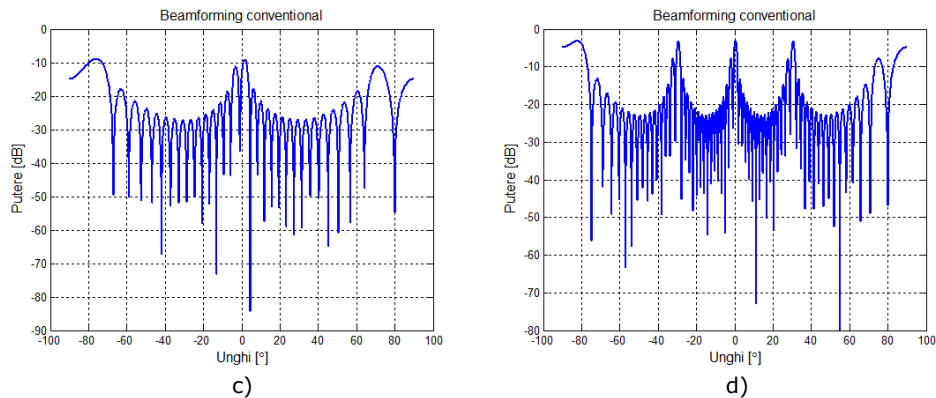


Fig.3.3. Ieșirea formatorului de fascicul în cazul unui sistem de antene format din 16 elemente distanțate cu: a) $\lambda/4$; b) $\lambda/2$; c) λ ; d) 2λ .

3.3. Formator de fascicul adaptiv

Tehnicile adaptive utilizate în prelucrarea semnalelor joacă un rol important în performanța sistemelor inteligente de antene. Un sistem inteligent de antene este adeseori denumit sistem de acces multiplu cu divizare în spațiu (Space Division Multiple Access), însă funcția pe care o îndeplinește o antenă este aceea de a transforma semnalului electric într-un câmp electromagnetic și reciproc, însă nimic mai mult. „Inteligenta” sistemului de antene este conferită de tehnica adaptivă. Fără această tehnică adaptivă, semnalul original nu mai poate fi prelucrat. Astfel, s-au dezvoltat diverse tehnici adaptive de prelucrare care ajustează semnalele recepționate astfel încât în urma combinării acestora, să se obțină semnalul de interes [SH,12].

Se disting două metode principale în realizarea sistemelor de antene inteligente, și anume:

- a) metoda bazată pe un „set de date”, metodă în care setul de date este folosit pentru ajustarea vectorului ponderilor, care mai este cunoscută și sub denumirea de metoda SMI (Sample Matrix Inversion, inversarea matricii eșantioanelor);
- b) metoda bazată pe adaptarea eșantion cu eșantion, în care vectorul ponderilor semnalelor este ajustat pentru fiecare eșantion. Din cadrul acestei metode, cei mai cunoscuți algoritmi sunt:
 - algoritmul LMS (Least Mean Square),
 - algoritmul RLS (Recursive Least Square),
 - algoritmul CMA (Constant Modulus Algorithm),
 - algoritmul LSCMA (Least Square Constant Modulus Algorithm).

3.3.1. Algoritmul SMI

Pentru un sistem de antene format din N elemente, vectorul semnalului recepționat poate fi scris cu ajutorul relației [CGY,10]:

$$x(k) = \sum_{i=1}^N s_i(k) a(\theta_i) + n(k) \quad (3.6)$$

unde: $s(k)$ = vectorul semnalelor recepționate la momentul de timp k

$n(k)$ = vector de zgomot pentru fiecare N element al sistemului; zgomotul se consideră a fi de medie nulă și dispersie σ_n^2

$a(\theta_i)$ = vector de direcție, pentru direcția θ_i de sosire.

Semnalul recepționat de către fiecare antenă este multiplicat cu o pondere complexă, $w_i(k)$, care poate varia în timp după care sunt însumate pentru a obține semnalul de ieșire, $y(k)$. Scopul este de a ajusta aceste ponderi complexe pentru îmbunătățirea recepției semnalului de interes. Semnalul de ieșire poate fi scris sub forma:

$$y(k) = \sum_{i=1}^N x_i(k) w_i(k) \quad (3.7)$$

Vectorul pondere care minimizează eroarea medie pătratică este dat de relația[LS,06]:

$$w(k) = R_{xx}^{-1} S \quad (3.8)$$

unde R_{xx} reprezintă matricea de covarianță a sistemului, iar S reprezintă matricea de covarianță a setului de date.

Metoda inversării matricii eșantioanelor este o tehnică utilizată pentru a reduce calculul la problema erorii medii pătratice. Se presupune că secvența de date care intervine în determinarea direcției de sosire a semnalului de interes este cunoscută.

3.3.2. Algoritm LMS

Acest algoritm a fost propus pentru prima dată de Widrow și Hoff în anul 1960 [Hay,02]. El se bazează pe modificarea unui set de ecuații Wiener – Hoff cu o abordare de tip gradient stohastic, obținându-se astfel un algoritm care se modifică în mod recursiv. Mai târziu acest algoritm a primit numele de LMS.

Inițial, toate ponderile sunt setate pe zero. Pașii algoritmului sunt:

1. procesarea semnalelor recepționate cu ajutorul ponderilor curente;
2. determinarea erorii dintre semnalul procesat și semnalul dorit;
3. ajustarea ponderilor pe baza erorii obținute în pasul 2.

Ajustarea ponderilor se poate realiza în pași mari, caz în care scade timpul de convergență al algoritmului, însă se obține o slabă performanță în ceea ce privește precizia, sau în pași mici, caz în care obținem o performanță foarte bună din punct de vedere al preciziei, însă timpul de convergență al algoritmului este foarte mare.

3.3.3. Algoritm RLS

Spre deosebire de algoritmul LMS care minimizează eroarea medie pătratică, algoritmul RLS realizează adaptarea ponderilor utilizând suma erorilor pătratice pentru diferite seturi de intrare. Acest algoritm a luat naștere dintr-un filtru Kalman. Cu toate că este destinat să lucreze ca un filtru transversal în cascadă unde informațiile despre eroarea medie pătratică sunt obținute într-un interval de timp variabil, această metodă conduce la rezultate satisfăcătoare pentru sistemele de formare a fasciculului unde informațiile de intrare provin de la elemente diferite [Tre,02].

3.3.4. Algoritm cu modul constant (CMA)

Una din categoriile de algoritmi adaptivi de formare a fasciculului se bazează pe minimizarea erorii dintre semnalul de referință și semnalul obținut la ieșirea sistemului. Semnalul de referință este o secvență tipică utilizată în adaptarea ponderilor sau un semnal dorit bazat pe cunoașterea apriori a caracteristicilor semnalelor recepționate. În cazul în care semnalul de referință nu este cunoscut, trebuie să se recurgă la aplicarea unor tehnici de optimizare care sunt independente de caracteristicile semnalelor recepționate.

Algoritmul cu modul constant este utilizat pentru egalizarea, fără cunoașterea caracteristicilor, a semnalelor cu modul constant. Un exemplu de semnal ce are proprietatea de a avea modulul constant este semnalul MSK (Minimum Shift Keying) [VP,96].

3.3.5. Algoritm LSCMA

Un dezavantaj major al algoritmului cu modul constant constă în faptul că el nu converge într-un timp foarte scurt. Acest lucru conduce, practic, la imposibilitatea utilizării unui astfel de algoritm în medii dinamice în care semnalele trebuiesc procesate rapid [Ric,05]. De asemenea, un astfel de algoritm nu poate fi utilizat în cazul în care condițiile din canal se modifică rapid. Un algoritm mai rapid a fost elaborat de Agee [Age,86] și se bazează pe metoda celor mai mici pătrate neliniare. Algoritmul LSCMA mai este cunoscut și sub denumirea de metoda Gauss.

3.4. Analiza performanțelor formatorului de fascicul adaptiv în cazul estimării direcțiilor de sosire ale semnalelor radio

În cadrul acestor simulări, s-au estimat direcțiile de sosire a două semnale, unul fiind considerat semnal de interes, iar celălalt fiind considerat un semnal interferent, cu ajutorul algoritmului MUSIC. Direcțiile de sosire astfel estimate sunt considerate ca și valori de intrare pentru formatorul de fascicul adaptiv bazat pe inversarea matricii eșantioanelor, care urmărește să îmbunătățească recepția pe direcția din care sosește semnalul de interes și să minimizeze recepția pe direcția din care sosește semnalul interferent.

Pentru a pune în evidență performanțele formatorului de fascicul adaptiv, s-au pus în evidență următorii parametri (fig. 3.4):

- Relative Side Lobe level (RSL) – reprezintă diferența dintre valoarea maximă a ieșirii formatorului de fascicul (a lobului principal) și valoarea maximă a celui mai înalt lob secundar;
- Peak – Left (PL) și Peak – Right (PR) – reprezintă diferența dintre unghiul la care apare valoarea maximă a ieșirii formatorului de fascicul și unghiurile la care apar primele minime în stânga și respectiv dreapta valorii maxime. (unghiurile care încadrează lobul principal);
- Peak to DOA – reprezintă diferența dintre unghiul la care apare valoarea maximă a ieșirii formatorului de fascicul și unghiul estimat, respectiv corect, care corespunde direcției de sosire a semnalului de interes;
- Error of MUSIC – reprezintă parametrul care indică eroarea pe care o introduce algoritmul MUSIC în estimarea direcțiilor de sosire a celor două semnale.

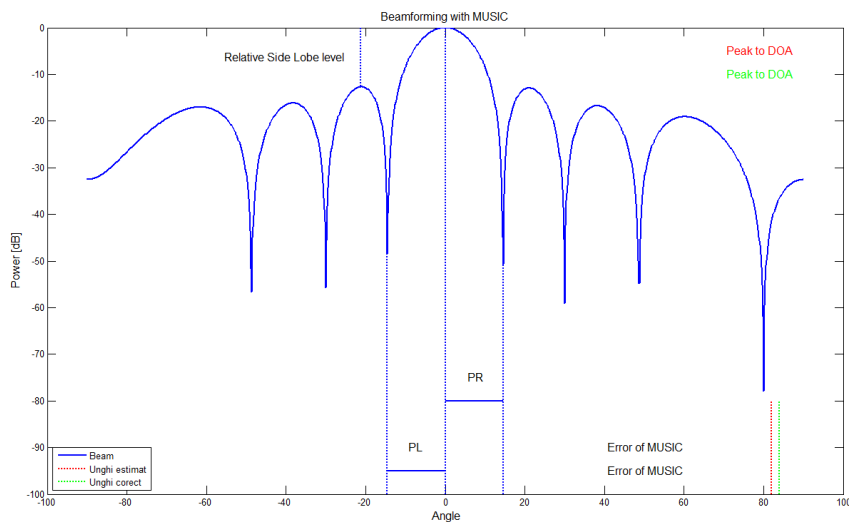


Fig.3.4. Ieșirea formatorului de fascicul cu sublinierea parametrilor utilizați în simulări.

Pentru a evidenția performanțele formatorului de fascicul adaptiv în cazul estimării direcției de sosire a semnalelor radio, s-a considerat un sistem de recepție format dintr-un sistem liniar de antene, cu ajutorul căruia se dorește estimarea direcțiilor de sosire a două semnale și apoi se aplică tehnica de formare a fascicului bazată pe metoda inversării matricii eșantioanelor. S-au considerat două surse de semnal, una dintre ele generând semnalul de interes, iar cea de-a doua sursă generând un semnal interferent pentru semnalul de interes. În cadrul experimentelor, s-a modificat poziția sursei interferente pentru a evidenția performanțele tehnicii aplicate.

3.4.1. Sistem liniar format din 8 antene

În acest caz s-a considerat un sistem liniar de antene format din 8 antene aflate la distanțe egale cu $\lambda/2$, sursa care generează semnalul de interes fiind plasată pe direcția 0° față de normala la axa principală a sistemului și s-a modificat

poziția sursei care generează semnalul interferent. Pentru început s-a considerat valoarea raportului semnal/zgomot ca fiind de 0 dB. S-au estimat direcțiile de sosire ale celor două semnale cu ajutorul algoritmului MUSIC și apoi s-a aplicat tehnica de formare a fascicului pentru a maximiza direcția de interes și a minimiza direcția interferentă. Rezultatul obținut în urma utilizării formatorului de fascicul adaptiv este prezentat în figura 3.5. [VN,12]

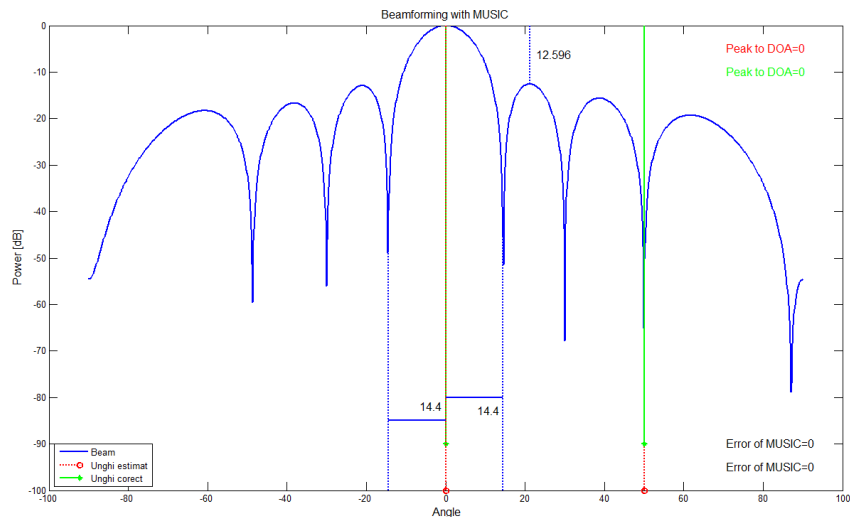


Fig.3.5. ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+50^\circ$ (8 antene, $SNR=0dB$).

Se observă că ieșirea formatorului de fascicul prezintă un lob principal axat pe direcția estimată pentru semnalul de interes (0°) și un minim (o atenuare de 57,68 dB) pe direcția estimată pentru semnalul interferent ($+50^\circ$). Rezultatul confirmă că algoritmul MUSIC estimează corect ambele direcții de sosire ale semnalelor de interes, și respectiv, interferent. Valoarea parametrului RSL în acest caz este de 12,6 dB, în timp ce valoarea parametrilor PL și PR este de 14,4°.

Dacă poziția sursei de semnal interferent este $+10^\circ$, rezultatele obținute în urma estimării direcției unghiului de sosire cu algoritmul MUSIC combinată cu tehnica de formare a fascicului sunt prezentate în figura 3.6.

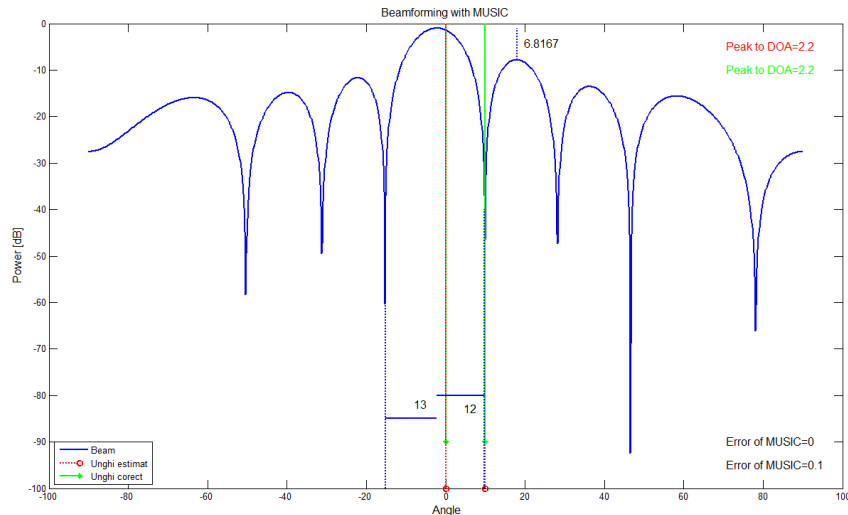


Fig.3.6. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+10^\circ$ (8 antene, SNR=0dB).

Deoarece sursele de semnal sunt mai apropiate, algoritmul MUSIC introduce o ușoară eroare în ceea ce privește estimarea direcției de sosire a semnalului interferent, eroare care este de $0,1^\circ$. Practic formatorul de fascicul forțează minimumul pe direcția estimată pentru semnalul interferent (atenuare de 47,61 dB), motiv pentru care lobul principal nu mai este axat pe direcția estimată a semnalului de interes. Abaterea față de direcția pe care se găsește maximumul de la ieșirea formatorului de fascicul și direcția de sosire a semnalului de interes este în acest caz de $2,2^\circ$. Valoarea parametrului RSL în acest caz este de 6,81 dB, iar valorile parametrilor PL și PR sunt de 13° , respectiv de 12° .

În cazul în care distanța unghiulară între semnalele de sosire util și interferent scade la 5° (fig. 3.7) se observă că direcția lobului principal are o abatere crescută față de direcția de sosire a semnalului util, însă pentru semnalul interferent nivelul semnalului este minim (atenuare de 47,98 dB).

Parametri rezultați în urma experimentului sunt:

- diferența dintre direcția de sosire estimată de algoritmul MUSIC și direcția lobului principal este de $5,6^\circ$
- valoarea parametrului RSL este de 3,11 dB
- parametrul PL are valoarea de 12°
- parametrul PR are valoarea de $10,6^\circ$.

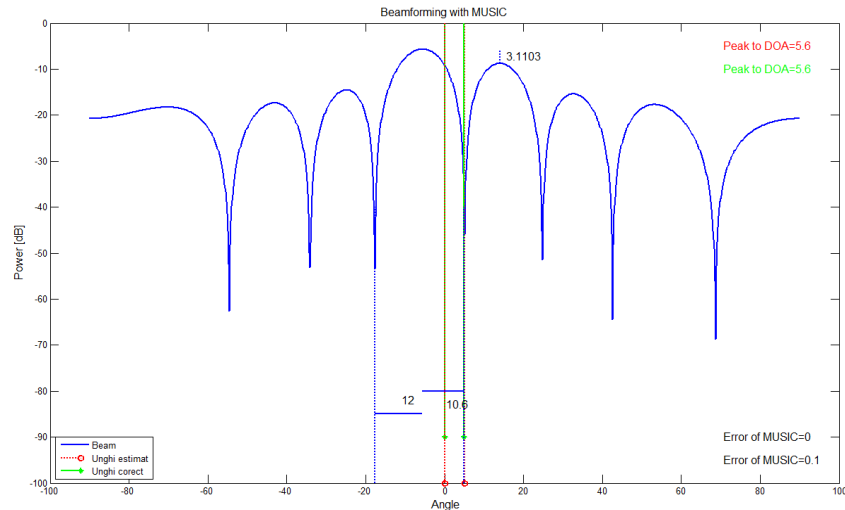


Fig.3.7. ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (8 antene, SNR=0dB).

Dacă se apropie sursele de semnal și mai mult, de exemplu 2° (fig. 3.8), se observă că aplicarea tehnicii de formare a fascicului nu mai prezintă un avantaj deoarece numărul de antene ce formează sistemul limitează reducerea deschiderii lobului principal. Din acest motiv eroarea introdusă prin deplasarea minimului pe direcția semnalului interferent este transferată în totalitate estimării direcției de sosire.

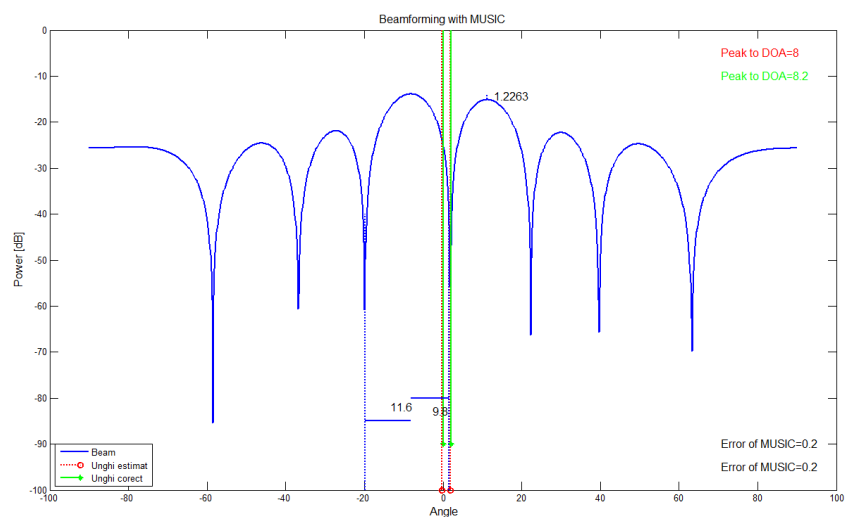


Fig.3.8. ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+2^\circ$ (8 antene, SNR=0dB).

În cazul în care refacem experimentul cu o valoare a raportului semnal/zgomot egală cu -5 dB și direcțiile de sosire sunt 0° și $+50^\circ$ (fig. 3.9), se constată că la ieșirea formatorului de fascicul maximul rămâne pe direcția de sosire estimată, însă parametrul RSL scade de la valoarea 12,59 dB la valoarea 12,55 dB.

Aceeași tendință de scădere a valorii parametrului RSL se menține și în cazul în care direcția de sosire a semnalelor este de 0° și $+10^\circ$ (fig. 3.10). În acest caz scăderea este însă de la valoarea 6,81 dB la valoarea 6,72 dB.

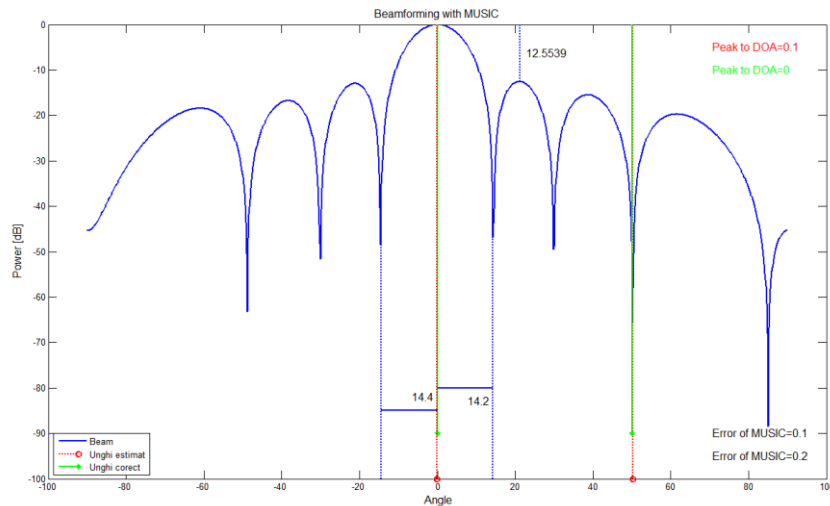


Fig.3.9. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+50^\circ$ (8 antene, SNR=-5dB).

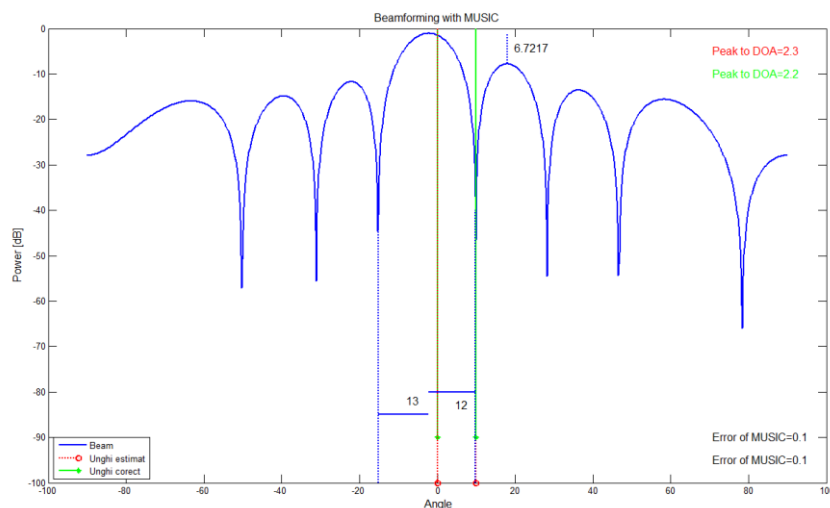


Fig.3.10. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+10^\circ$ (8 antene, SNR=-5dB).

Se observă că parametrii PL și PR au aceleași valori ca și în cazul simulării cu o valoare a raportului semnal/zgomot egală cu 0 dB, ceea ce ne conduce la concluzia că aceștia depind numai de numărul de antene utilizat. Datorită raportului semnal/zgomot de -5 dB, estimarea direcției de sosire a semnalului de interes cu ajutorul algoritmului MUSIC s-a realizat cu o abatere de $0,1^\circ$.

În cazul unui unghi de 5° între semnalul de interes și cel interferent (fig. 3.11), pe lângă deplasarea mai mare a lobului principal față de direcția de sosire, valoarea parametrului RSL a scăzut de la valoarea 3,11 dB la valoarea 2,98 dB.

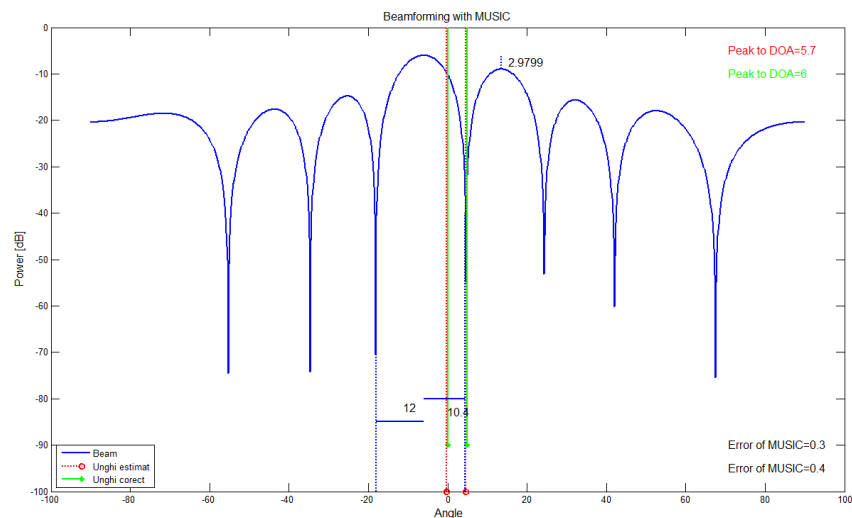


Fig.3.11. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (8 antene, $SNR=-5dB$).

3.4.2. Sistem liniar format din 16 antene

În cazul sistemului liniar format din 16 elemente, am considerat aceleași condiții inițiale: distanța dintre elemente egală cu $\lambda/2$ și sursele principală și de interferență plasate pe direcția 0° față de normala la axa principală a sistemului și respectiv la un unghi θ .

Pentru un raport semnal/zgomot de 0 dB între cele două surse, rezultatul simulării este reprezentat în figura 3.12.

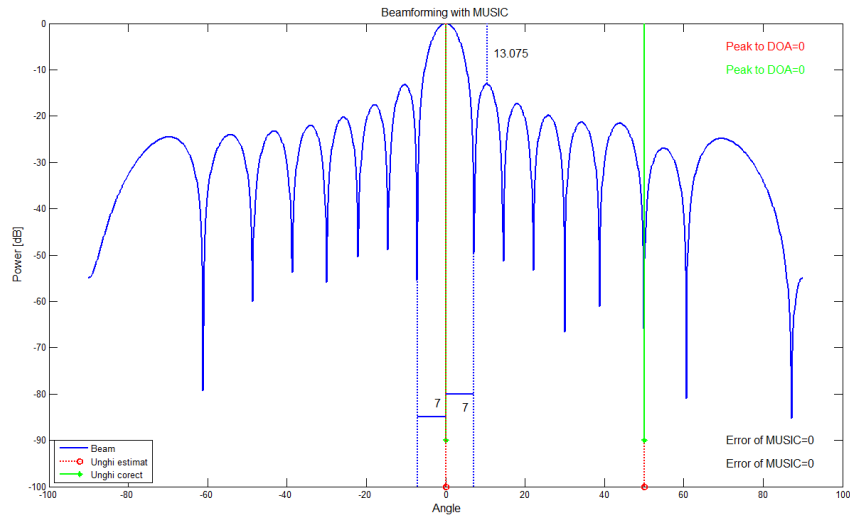


Fig.3.12. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+50^\circ$ (16 antene, $SNR=0dB$).

Din analiza rezultatelor se constată creșterea valorii parametrului RSL la 13,075 dB, egalitatea parametrilor PL și PR, precum și scăderea unghiului de deschidere a lobului principal (creșterea directivității), ceea ce poate conduce la creșterea distanței de acțiune sau a puterii necesare. Formatorul de fascicul prezintă o atenuare pe direcția semnalului interferent egală cu 58,63 dB.

Dacă distanța unghiulară între surse scade la 10° (fig. 3.13), se constată creșterea valorii parametrului RSL la 13,23 dB, maximul rămâne centrat pe direcția de sosire estimată pentru semnalul de interes (spre deosebire de cazul cu 8 antene în care apărea o eroare a estimării direcției de sosire de $2,3^\circ$), chiar dacă parametrii PL și PR au valori diferite ($7,2^\circ$, respectiv $9,8^\circ$). Atenuarea direcției semnalului interferent, în acest caz, are valoarea 64,98 dB.

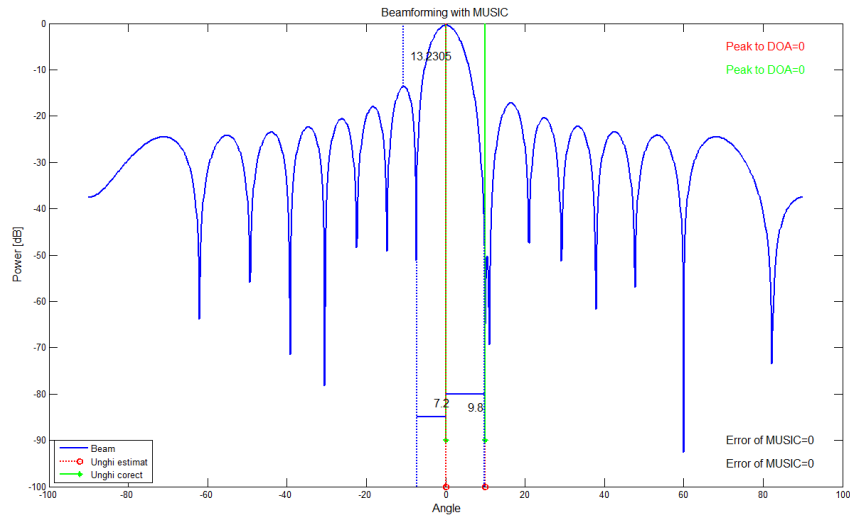


Fig.3.13. ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+10^\circ$ (16 antene, SNR=0dB).

Pentru o diferență unghiulară între surse de 5° (fig. 3.14), se constată o deplasare a maximului direcției de sosire estimată cu numai 1° , valoarea parametrului RSL fiind 7,14 dB față de 2,98 dB obținută în cazul sistemului format din 8 antene. Formatorul de fascicul prezintă o atenuare pe direcția semnalului interferent egală cu 45,1 dB.

La reducerea unghiului dintre direcțiile celor două semnale la 2° (fig. 3.15), valoarea parametrului este de 2,48 dB față de 1,22 dB obținută în cazul sistemului format din 8 antene, iar abaterea este de $3,2^\circ$.

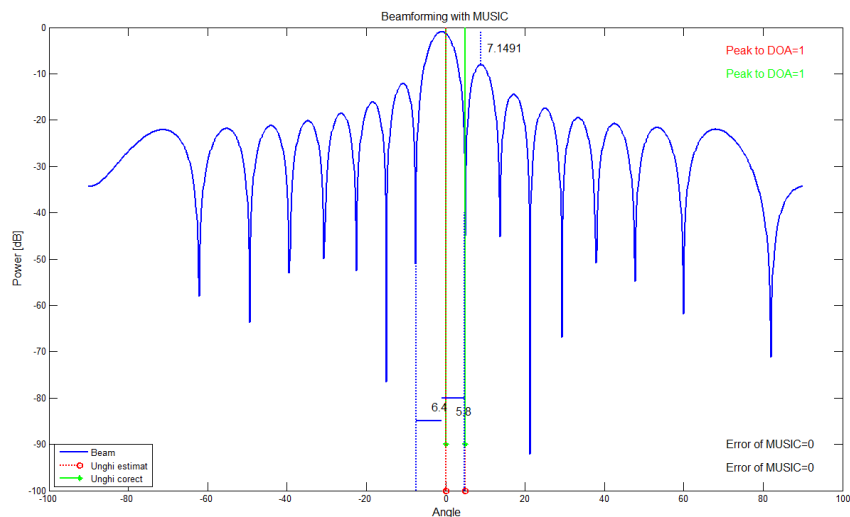


Fig.3.14. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (16 antene, SNR=0dB).

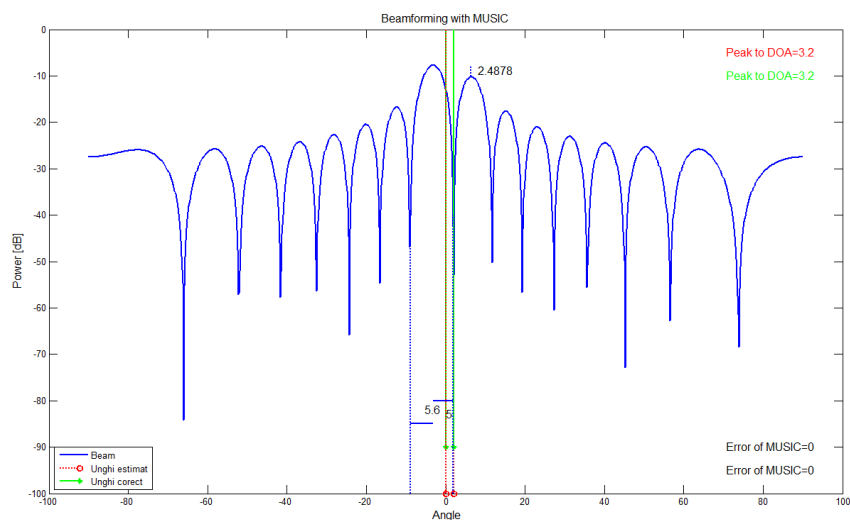


Fig.3.15. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+2^\circ$ (16 antene, SNR=0dB).

Figurile 3.16, 3.17 și 3.18 prezintă rezultatele obținute în urma experimentelor descrise mai sus pentru un raport semnal/zgomot de -5dB. Analiza arată că față de situațiile anterioare scade foarte puțin valoarea parametrului RSL, ceea ce arată că în cazul creșterii numărului de elemente, sistemul devine mai performant chiar și în cazul scăderii raportului semnal/zgomot.

Performanțe similare sistemului cu 8 elemente în cazul unui raport semnal/zgomot de 0 dB se obțin pentru un raport semnal/zgomot egal cu -7 dB.

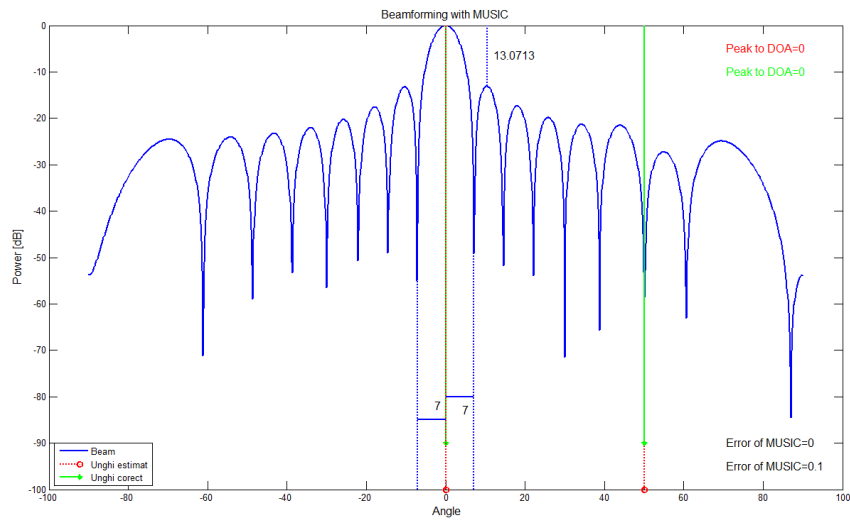


Fig.3.16. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0°, iar semnalul de interferență sosește din direcția +50° (16 antene, SNR=-5dB).

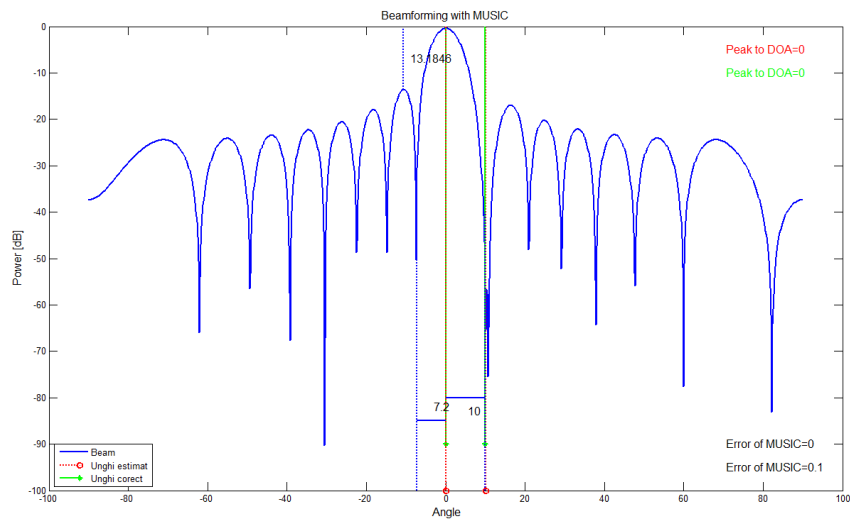


Fig.3.17. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0°, iar semnalul de interferență sosește din direcția +10° (16 antene, SNR=-5dB).

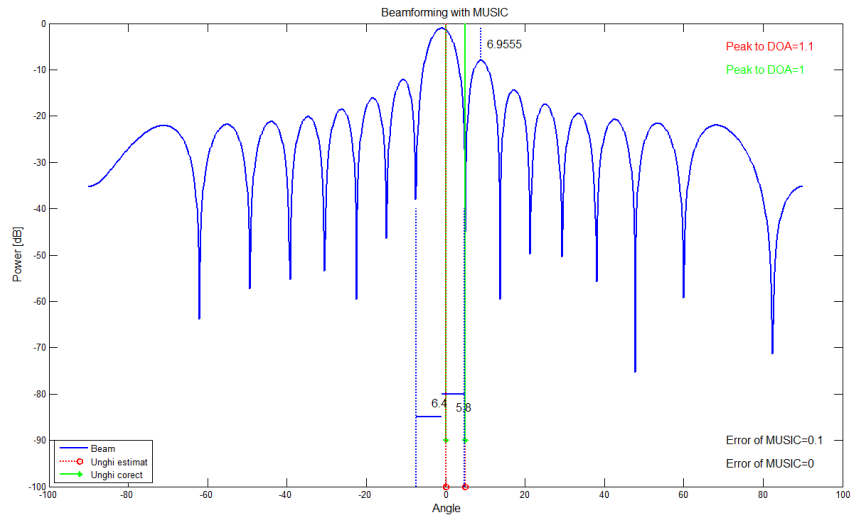


Fig.3.18. Ieșirea formatorului de fascicul atunci când semnalul de interes sosește din direcția 0° , iar semnalul de interferență sosește din direcția $+5^\circ$ (16 antene, SNR=-5dB).

3.4.3. Analiza performanțelor algoritmului propus

Principalele caracteristici ale algoritmului propus în cadrul acestui capitol sunt: direcția de sosire estimată, rejectia semnalului interferent precum și nivelul de rejectie, parametrul RSL.

În fig. 3.19 sunt prezentate abaterile dintre direcția estimată și direcția de sosire a semnalului pentru sistemul cu 8 elemente (fig. 3.19 a), și respectiv pentru cel cu 16 elemente (fig. 3.19 b).

Pentru a evidenția performanțele algoritmului propus în cadrul acestui capitol, s-a determinat diferența dintre direcția pe care ieșirea formatorului de fascicul prezintă valoarea maximă și direcția din care sosește semnalul de interes, dacă sursa interferentă se consideră a fi plasată pe direcțiile $+10^\circ$, $+20^\circ$, ... , $+80^\circ$, iar valorile raportului semnal/zgomot sunt de -5 dB, 0 dB și +5 dB. Această abatere este exprimată în grade și este prezentată în figura 3.19 pentru cazul unui sistem de recepție format din 8 antene, respectiv pentru cazul unui sistem format din 16 antene de recepție.

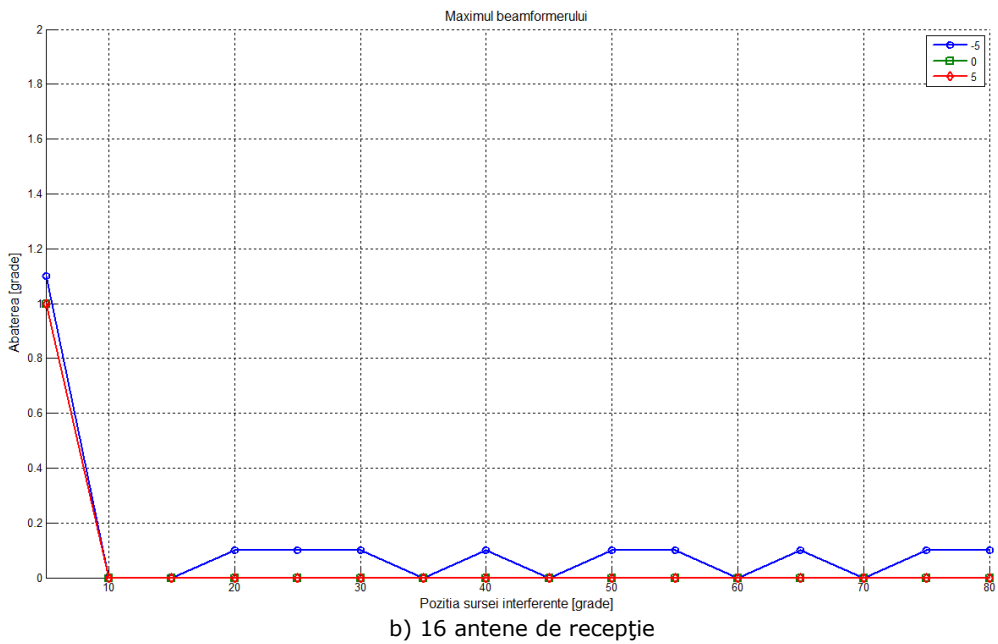
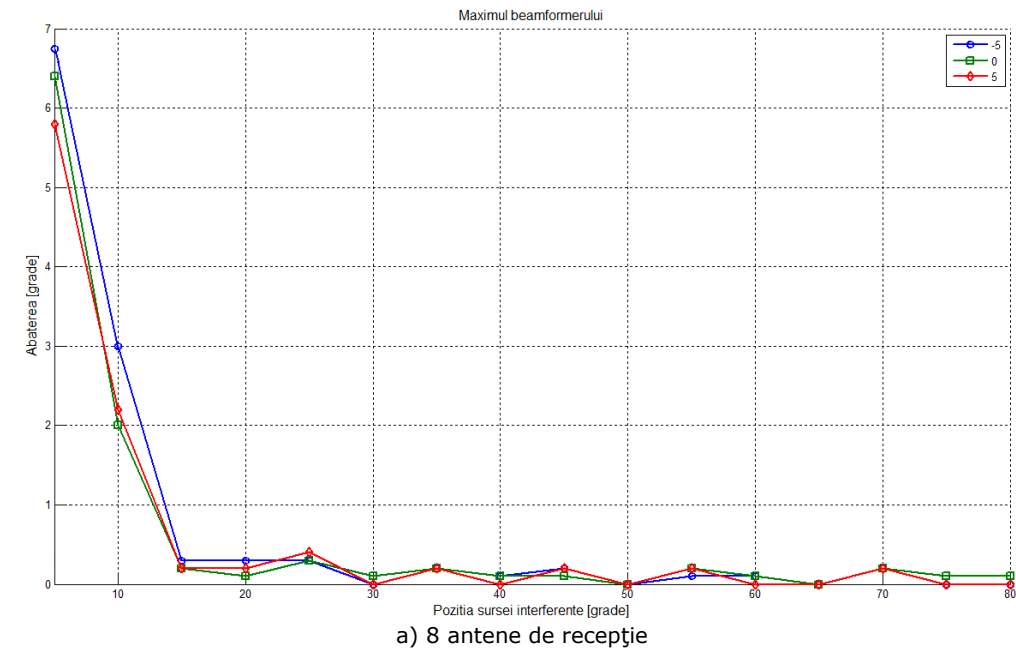
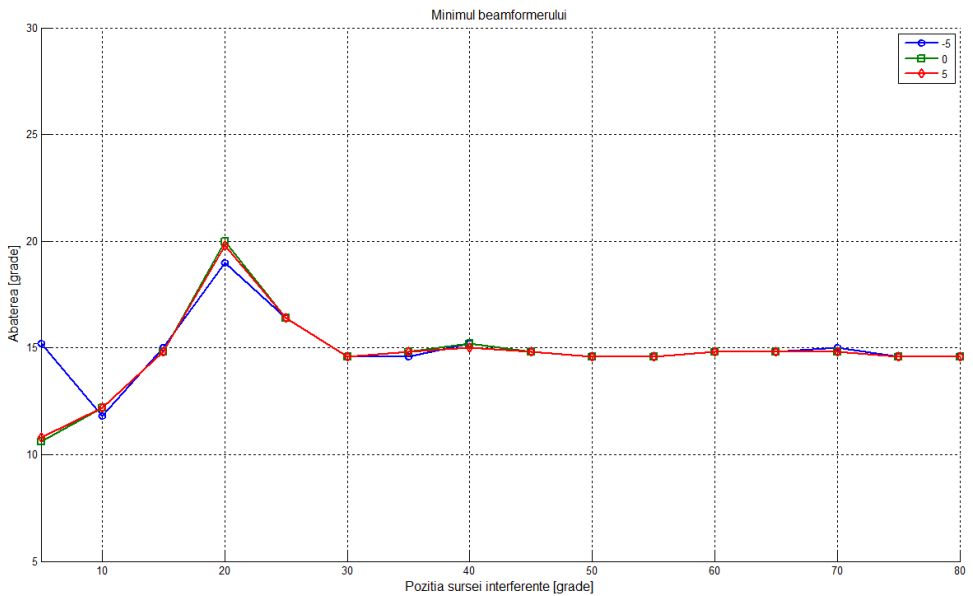


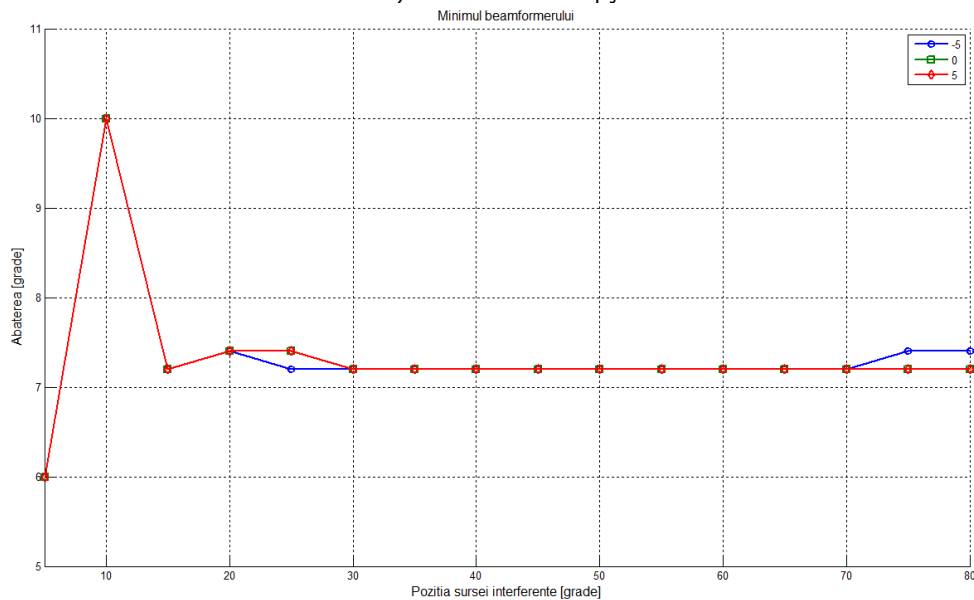
Fig.3.19. Abateră dintre direcția estimată și direcția de sosire a semnalului util pentru un sistem cu: a) 8 elemente; b) 16 elemente.

Așa cum era de așteptat, datorită creșterii directivității odată cu mărirea numărului de elemente a sistemului, abaterile față de direcția de sosire a fascicului scad foarte mult.

De asemenea, s-a determinat poziția primului minim obținut la ieșirea formatorului de fascicul în cazul în care pozițiile sursei de semnal interferent se consideră a fi $+10^\circ$, $+20^\circ$, ... , $+80^\circ$, iar valorile raportului semnal/zgomot sunt de -5 dB, 0 dB și $+5$ dB. În figura 3.20 se prezintă poziția primului minim obținut la ieșirea formatorului de fascicul pentru cazul unui sistem de recepție format din 8 antene, respectiv pentru cazul unui sistem format din 16 antene de recepție.



a) 8 antene de recepție



b) 16 antene de recepție

Fig.3.20. Poziția primului minim obținut la ieșirea formatorului de fascicul în cazul unui sistem de recepție format din: a) 8 elemente; b) 16 elemente.

Se poate observa că în cazul unui sistem de recepție format din 8 antene, algoritmul propus utilizează primul minim al caracteristicii de directivitate pentru rejectia semnalului interferent pentru unghiuri de sosire cuprinse în intervalul $[10^\circ, 20^\circ]$, în timp ce pentru cazul sistemului format din 16 antene acest lucru se manifestă până la 10° . Pentru unghiuri de sosire a semnalului de interferență mai mari, se utilizează următoarele minime ce se obțin la ieșirea formatorului de fascicul.

Pentru a evidenția diferențele care apar între rezultatele obținute cu ajutorul unui sistem de recepție format din 8 antene și rezultatele obținute cu ajutorul unui sistem de recepție format din 16 antene în ceea ce privește estimarea direcției din care sosește semnalul interferent, s-a considerat că sursa interferentă este plasată pe direcția $+10^\circ$ și s-a determinat poziția în care apare primul minim. Eroarea medie pătratică obținută pentru diferite valori ale raportului semnal/zgomot este prezentată în figura 3.21.

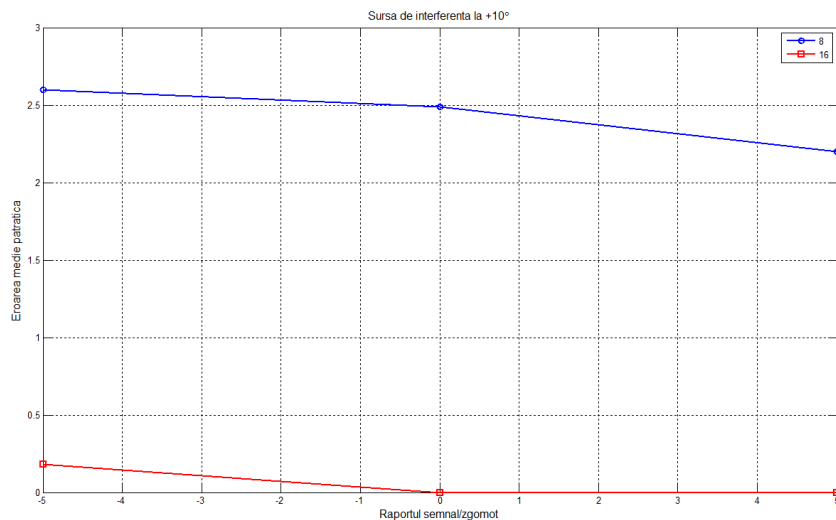


Fig.3.21. Eroarea medie pătratică a abaterii primului minim față de direcția pe care este plasată sursa de semnal interferent ($+10^\circ$).

Se observă că erorile apărute în cazul sistemului de recepție format din 16 antene sunt mult mai mici decât în cazul sistemului de recepție format din 8 antene.

3.5. Concluzii

Tehnica prezentată este o combinație între algoritmul MUSIC și algoritmul SMI și are ca scop estimarea direcției de sosire a semnalului util în condiții de interferență. În cadrul experimentelor am considerat că sistemele de antene conțin elemente identice egal depărtate la distanța $\lambda/2$, iar sursa de interes este plasată pe normala la sistemul de antene.

Pentru a evidenția performanțele algoritmului propus se modifică direcția de sosire a semnalului de interferență precum și raportul semnal/zgomot între semnalul util și cel de interferență.

Rezultatele simulărilor pentru sistemele cu 8 și respectiv 16 elemente sunt prezentate în tabelele 3.1, 3.2 și 3.3.

Tabel 3.1. Valoarea parametrului RSL [dB]

Sistem de antene	Direcția sursei interferente	Raportul semnal/zgomot [dB]		
		-5	0	+5
8 elemente	50°	12,55	12,59	12,59
	10°	6,72	6,81	7,01
	5°	2,97	3,11	3,06
16 elemente	50°	13,07	13,07	13,07
	10°	13,18	13,23	13,23
	5°	6,95	7,14	7,14

Tabel 3.2. Atenuarea semnalului de interferență [dB]

Sistem de antene	Direcția sursei interferente	Raportul semnal/zgomot [dB]		
		-5	0	+5
8 elemente	50°	66,10	44,4	44,4
	10°	24,72	45,63	45,63
	5°	0,77	39,84	39,51
16 elemente	50°	47,99	47,82	47,99
	10°	64,98	64,98	64,98
	5°	45,10	45,10	45,10

Tabel 3.3. Eroarea de estimare a unghiului de sosire pentru semnalul de interes

Sistem de antene	Direcția sursei interferente	Raportul semnal/zgomot [dB]		
		-5	0	+5
8 elemente	50°	0,4	0	0
	10°	2,2°	2,2	2,2
	5°	1,8	5,8	5,8
16 elemente	50°	0,1	0	0
	10°	0	0	0
	5°	1	1	1

În urma simulărilor se constată că:

- erorile obținute în cazul aplicării tehnicii propuse sunt comparabile cu erorile obținute în cazul aplicării unor tehnici de formare a fasciculului capabile să estimeze direcțiile de sosire ale semnalelor. De exemplu, pentru 16 elemente, metoda propusă prezintă o mai bună rejecție (64,98 dB) a semnalului interferent decât tehnica MVDR (15,6 dB);
- creșterea directivității sistemului de antene folosit conduce la o concentrare mai bună a fasciculului și la scăderea erorii de estimare a direcției de sosire;
- odată cu apropierea direcțiilor surselor utile și de interferență se constată o deplasare a direcției estimate de sosire, deplasare ce poate fi redusă prin creșterea directivității sistemului de antene;
- parametrii PL și PR depind numai de numărul de antene;
- pentru valori mici ale distanței unghiulare dintre surse, 5° pentru sistemul cu 8 elemente și respectiv 2° pentru sistemul cu 16 elemente, valoarea parametrului RSL scade sub 3 dB și astfel utilizarea tehnicii de formare a fasciculului nu mai prezintă un avantaj major;
- scăderea raportului semnal/zgomot conduce la scăderea parametrului RSL și la creșterea abaterii direcției estimate;
- în cazul plasării sursei interferente la o distanță unghiulară de 10° față de sursa de semnal util, sistemul format din 16 elemente prezintă performanțe mai bune decât în cazul utilizării sistemului format din 8 antene. O metodă comparativă de rejecție a semnalului interferent este prezentată în [Ves,12].

4. TEHNICI DE FORMARE A FASCICULULUI PENTRU SISTEM CIRCULAR DE ANTENE

Sistemele circulare de antenă prezintă un interes deosebit în comunicațiile radio deoarece acoperirea cu semnal se poate realiza pe o suprafață mai mare decât în cazul sistemelor liniare de antene. Acestea prezintă avantajul că, pentru o aplicație anume, doar elementele dintr-un anumit sector al sistemului sunt utilizate. În plus, în cazul în care utilizatorul își modifică poziția, elementele vor fi comutate astfel încât sistemul de antene să fie folosit în mod eficient.[HCL,06]

Estimarea direcției de sosire a mai multor semnale radio reprezintă o problemă de interes major în prelucrările de semnal realizate la ieșirea sistemului de antene. Sistemele circulare de antene sunt capabile să asigure o acoperire de 360° în planul azimut și prezintă performanțe bune în ceea ce privește estimarea direcțiilor de sosire ale semnalelor radio deoarece poate furniza informații și despre direcția de sosire în planul elevație. Față de acestea, sistemele liniare sunt capabile să asigure o acoperire de doar 180° în planul azimut și nu pot furniza informații despre direcția de sosire a unui semnal în plan elevație [KFM,02].

4.1. Algoritmul MUSIC aplicat sistemului circular de antene

Un sistem de antene format din N elemente dispuse sub formă circulară poate fi considerat ca fiind de forma prezentată în fig. 4.1. Vom considera că avem D surse ce emit semnal din direcții diferite.

Pentru un astfel de sistem, vectorul răspuns al sistemului poate fi scris sub forma:[Bo,06]

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\theta)} \\ e^{j\frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{N}\right)} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi(N-1)}{N}\right)} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

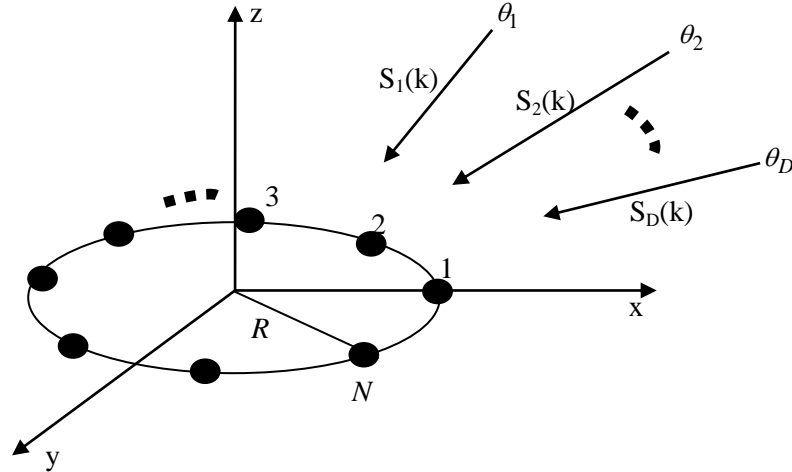


Fig.4.1. Sistem liniar de antene spațiat uniform.

În aceste condiții, semnalul recepționat de către sistemul circular de antene la un moment de timp, k , poate fi scris sub forma:

$$\mathbf{x}(k) = \sum_{i=1}^D \mathbf{a}(\theta_i) s_i(k) + \mathbf{n}(k) \quad (4.2)$$

unde $\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T$ reprezintă vectorul semnalelor recepționate de cele N elemente ale sistemului circular de antene la momentul de timp k ; $\mathbf{a}(\theta_i)$ reprezintă vectorul răspuns al sistemului pentru direcția θ_i ; $s_i(k)$ reprezintă semnalul recepționat din direcția i la momentul de timp k ; $\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]$ reprezintă vectorul de zgomot recepționat de fiecare antenă la momentul de timp k .

Relația (4.2) poate fi rescrisă și sub formă matricială astfel:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (4.3)$$

unde $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)]$, iar $\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_D(k)]$.

Dacă luăm în considerare M eșantioane de timp, relația (4.3) poate fi rescrisă sub forma:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (4.4)$$

unde $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(k_1), \mathbf{x}(k_2), \dots, \mathbf{x}(k_M)]$, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(k_1), \mathbf{s}(k_2), \dots, \mathbf{s}(k_M)]$ și $\mathbf{N} = [\mathbf{n}(k_1), \mathbf{n}(k_2), \dots, \mathbf{n}(k_M)]$.

Matricea de covarianță a sistemului se definește ca fiind:

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{\mathbf{X}\mathbf{X}^H}{M} \quad (4.5)$$

Ținând cont de forma matricii de covarianță (rel. 4.5), algoritmul MUSIC aplicat sistemelor circulare de antene va avea următoarea structură:

1. descompunerea matricii de covarianță în valori și vectori proprii:

$$\mathbf{R}\mathbf{E} = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda} \quad (4.6)$$

unde: $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N\}$, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N = \lambda_{min}$ reprezentând cele N valori proprii ale matricii de covarianță; $\mathbf{E} = \{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_N\}$ reprezintă vectorii proprii asociați matricii de covarianță.

2. estimarea numărului de direcții D , prin determinarea numărului I de valori proprii care sunt egale cu dispersia zgomotului:

$$D = N - I \quad (4.7)$$

3. calculul pseudospectrumului MUSIC cu ajutorul relației:

$$P_{MUSIC} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_i\mathbf{E}_i^H\mathbf{a}(\theta)} \quad (4.8)$$

unde: $\mathbf{E}_i = [\mathbf{e}_{D+1}, \mathbf{e}_{D+2}, \dots, \mathbf{e}_M]$ reprezintă vectorii proprii asociați zgomotului.

4. determinarea celor D direcții de sosire ale semnalelor radio, prin observarea celor D maxime care apar în pseudospectrul MUSIC.

4.2. Analiza performanțelor formatorului de fascicul aplicat sistemelor circulare de antene

În cadrul acestui paragraf se vor evidenția performanțele unui sistem circular privind estimarea direcției de sosire a unui semnal radio și orientarea fasciculului de radiație spre această direcție, folosind tehnica MVDR descrisă în paragraful 2.2.2. Sistemul circular de antene este format din 8 elemente uniform spațiate cu distanța $\lambda/2$, care recepționează semnal de la o sursă plasată în același plan cu sistemul, dar care își modifică poziția. Simularea propagării undei electromagnetice a fost realizată cu ajutorul unui software bazat pe metoda elementelor finite, dedicat analizării antenelor radio, denumit CADFEKO.[CAD] Toate elementele sistemului sunt considerate a fi antene dipol în $\lambda/2$.

Structura sistemului circular de antene care a fost modelată cu ajutorul programului CADFEKO este reprezentată în figura 4.2.

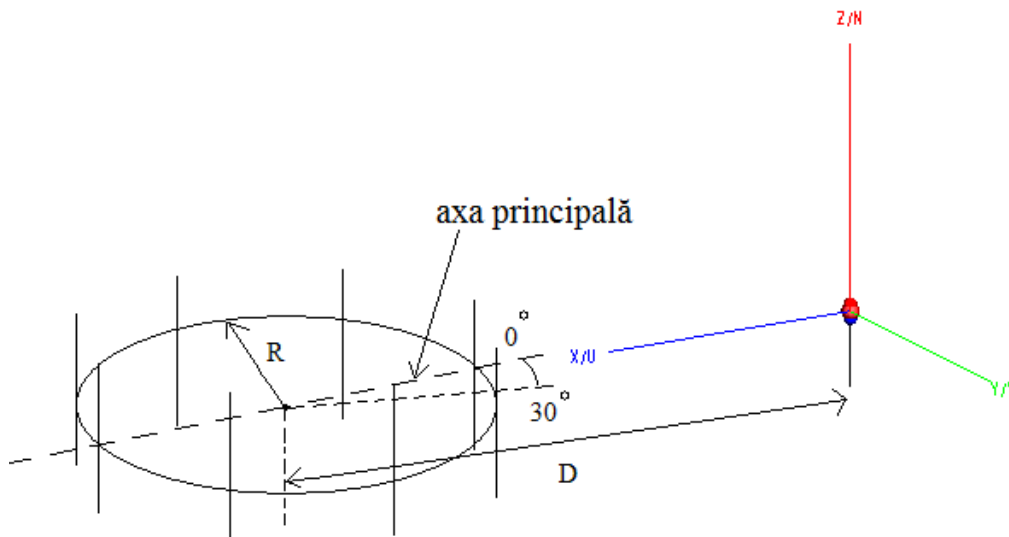


Fig.4.2. Structura sistemului circular de antene modelată în programul CADFEKO.

Raza cercului (R) pe care sunt dispuse elementele sistemului de antene este egală cu $0,7\lambda$, iar distanța (D) dintre centrul cercului pe care se află poziționate elementele sistemului și poziția în care este plasată sursa de semnal este variabilă.

4.2.1. Rezultatele obținute în urma aplicării algoritmului MUSIC

Semnalele recepționate de către cele 8 elemente sunt considerate ca valori de intrare pentru algoritmul MUSIC, cu ajutorul căruia se estimează direcția din care sosește semnalul emis de către antena plasată în fața sistemului. Am considerat că sistemul circular este plasat simetric față de axa Ox , această axă reprezentând direcția principală a sistemului de antene. Inițial, se consideră că sursa de semnal este plasată pe direcția 0° față de axa principală a sistemului circular de antene și la o distanță egală cu 14λ . Aceste mărimi au fost fixate între poziția în care este plasată sursa de semnal și centrul cercului pe care sunt situate elementele sistemului de antene. Rezultatul obținut în urma aplicării algoritmului MUSIC este prezentat în figura 4.3.

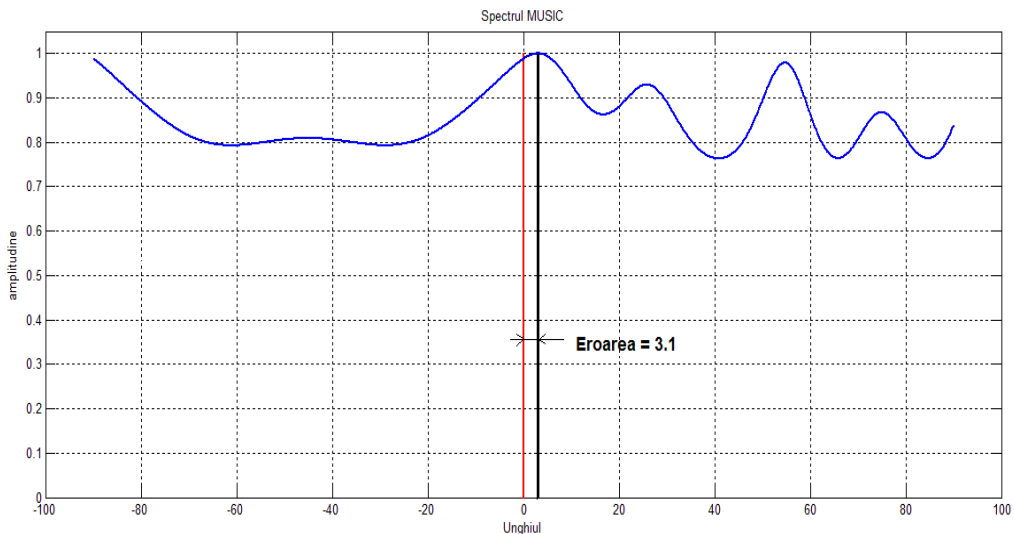


Fig.4.3. Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 0° . cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal.

Se observă că algoritmul MUSIC aplicat semnalului obținut la ieșirea sistemului de antene conduce la o eroare a direcției estimate față de direcția pe care se găsește sursa de semnal de $3,1^\circ$.

În cel de-al doilea caz, s-a considerat că sursa este plasată pe o direcție care face un unghi de 30° cu axa principală a sistemului de antene (fig. 4.2). Pseudospectrul MUSIC obținut în acest caz este reprezentat în figura 4.4.

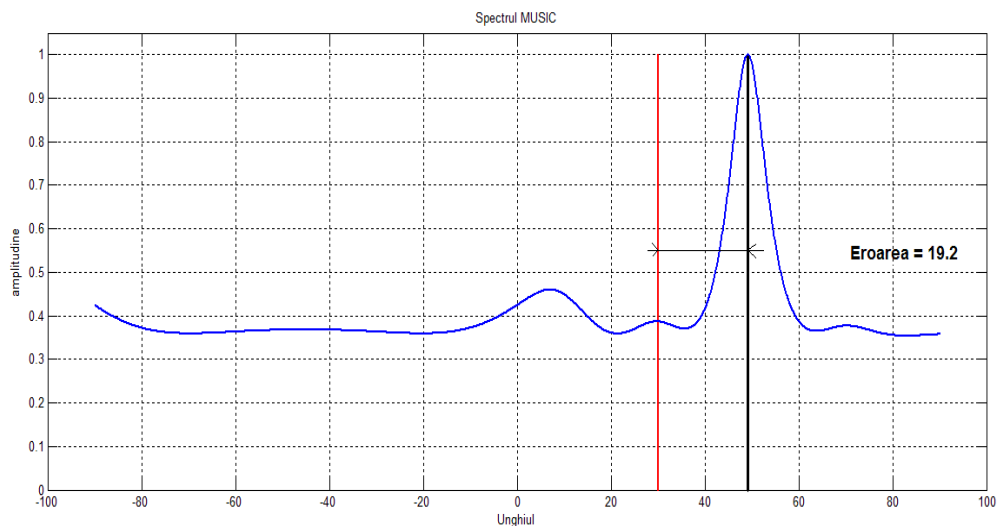


Fig.4.4. Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 30° cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal.

În acest caz, eroarea obținută după aplicarea algoritmului MUSIC este mai mare ($19,2^\circ$) și se datorează faptului că nici un element al sistemului de antene nu este poziționat pe direcția din care sosește semnalul radio.

Rezultatul obținut în urma aplicării algoritmului MUSIC este prezentat în figura 4.5 și corespunde situației în care diferența dintre direcția pe care este plasată sursa de semnal și axa principală a sistemului circular de antene este de 45° .

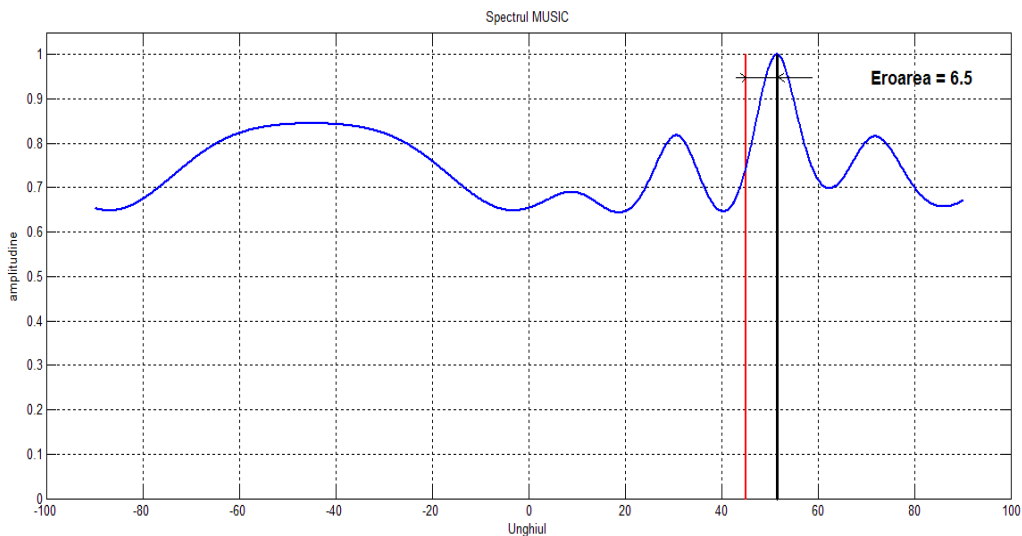


Fig.4.5. Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 45° cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal.

Eroarea obținută în acest caz este de $6,5^\circ$. Se observă că dacă sursa de semnal radio este plasată pe o direcție pe care se află un element al sistemului circular de antene, erorile obținute în estimarea direcției de sosire sunt mai mici decât în cazul în care pe direcția respectivă nu este plasat nici un element.

Cazul următor constă în plasarea sursei de semnal în apropierea sistemului circular de antene, respectiv la o distanță egală cu 7λ . Rezultatele obținute în urma aplicării algoritmului MUSIC sunt prezentate în figura 4.6.

Se observă că erorile sunt mai mari deoarece prin modificarea distanței dintre poziția sursei de semnal și centrul cercului, se modifică unghiul de incidență dintre sursa de semnal și elementele sistemului de antene. Pentru a verifica această ipoteză, s-a considerat cazul în care sursa de semnal este plasată la o distanță egală cu 21λ față de centrul cercului. Rezultatul obținut în urma aplicării algoritmului MUSIC este prezentat în figura 4.7.

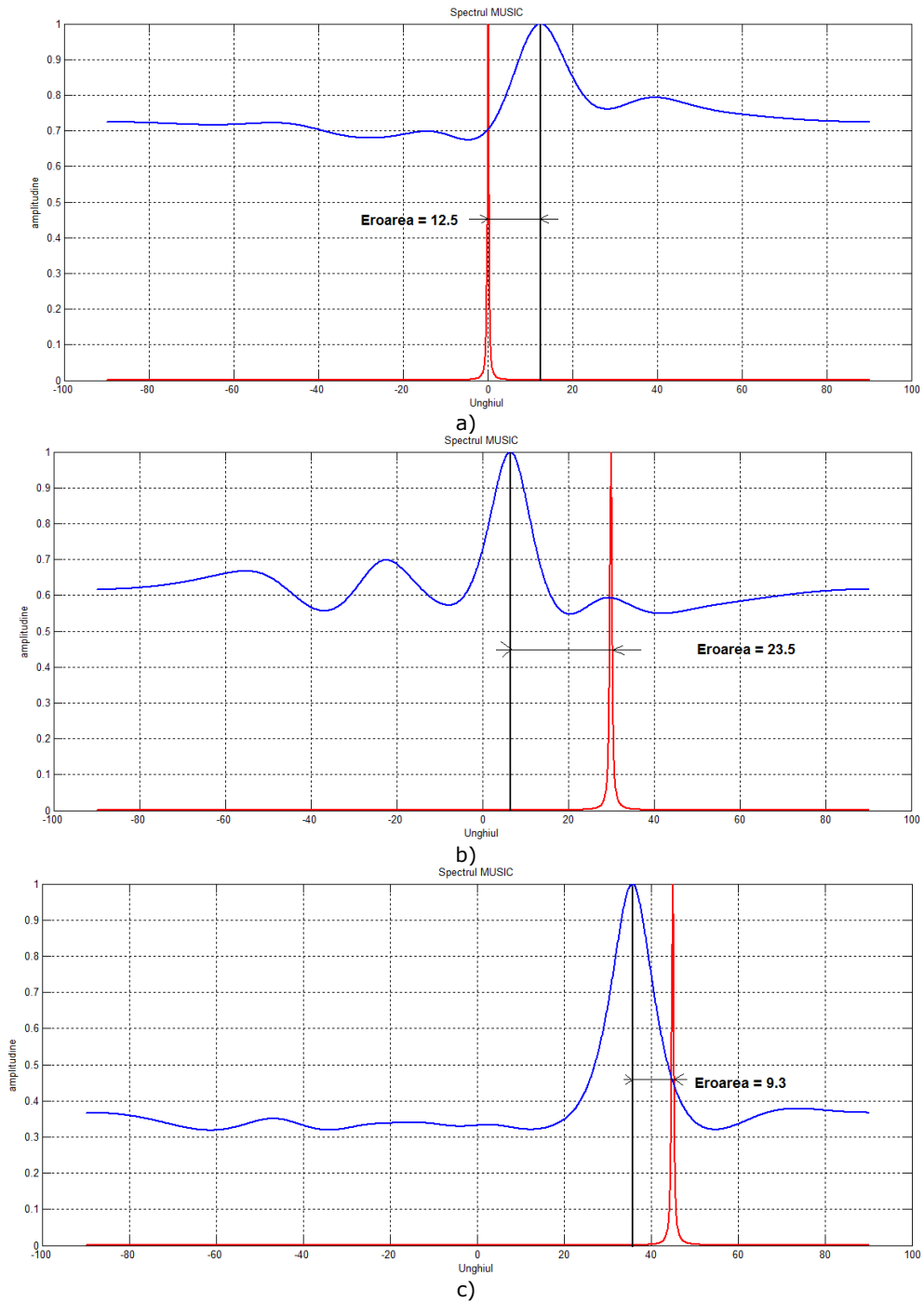
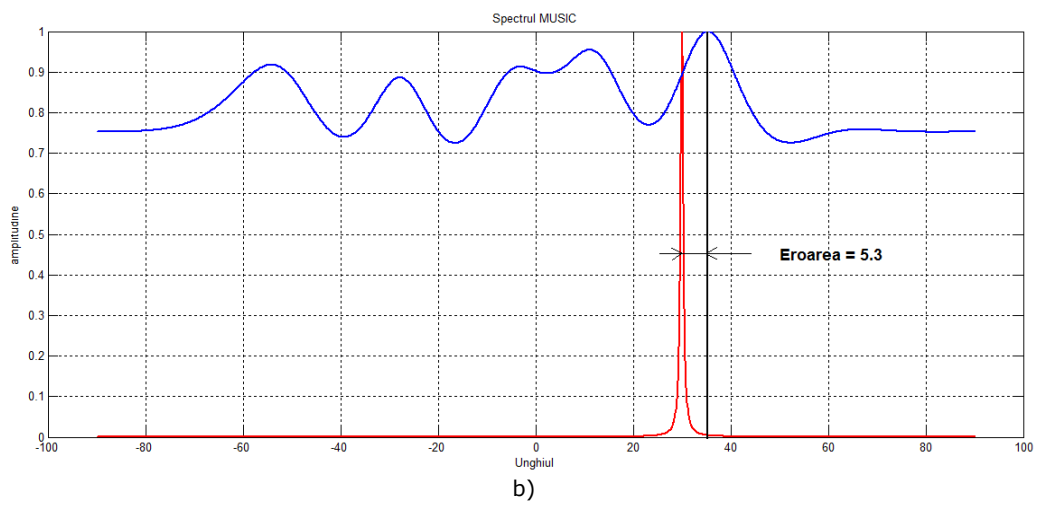
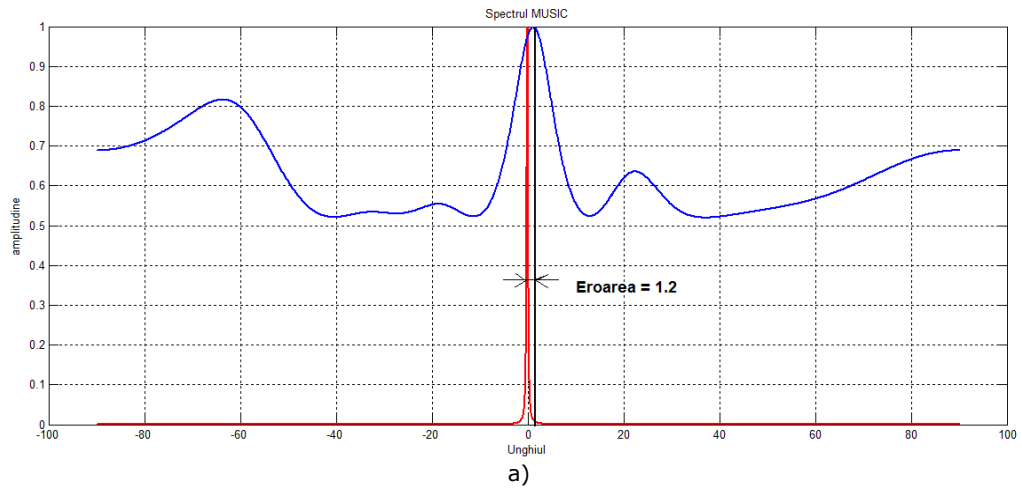
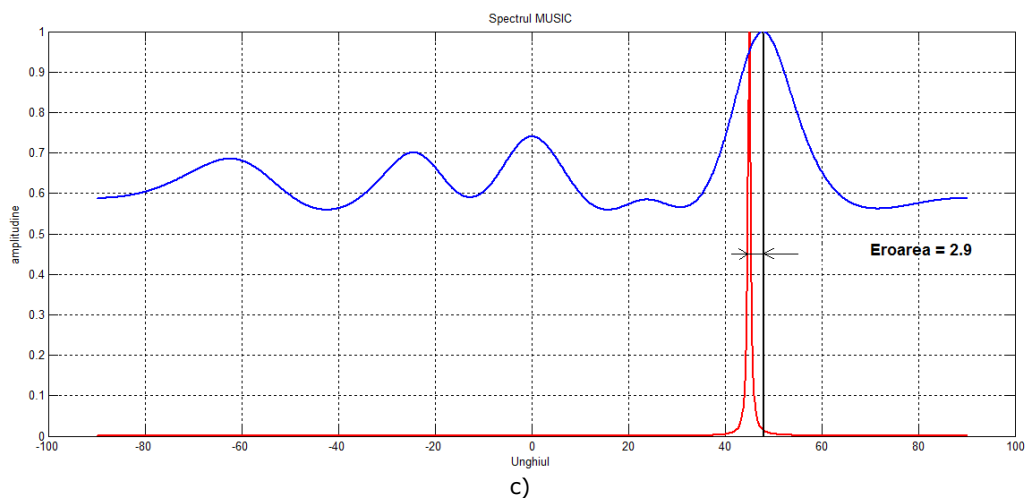


Fig.4.6. Pseudospectrul MUSIC obținut cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 7λ față de sursa de semnal pentru estimarea direcției de sursă:
 a) 0° ; b) 30° ; c) 45° .

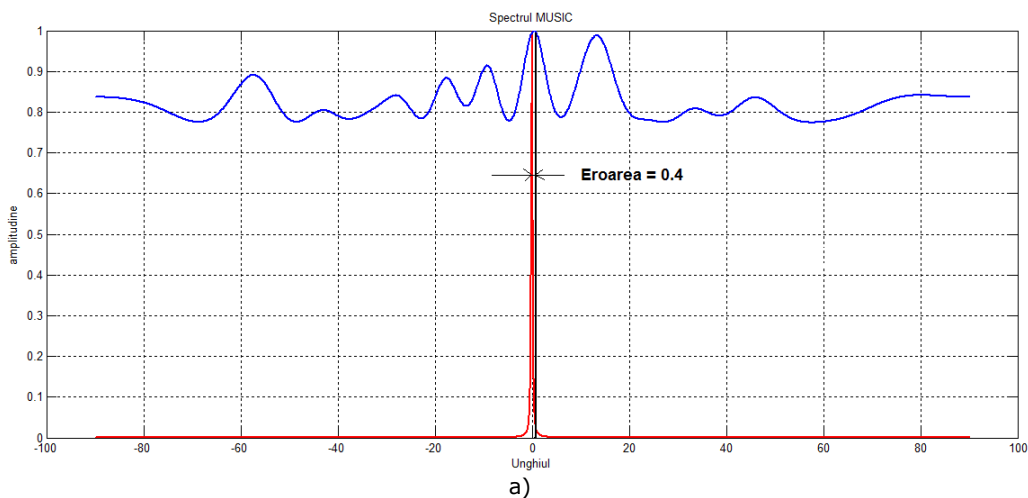
112 Tehnici de formare a fasciculului pentru sistem circular de antene - 4





c)
Fig.4.7. Pseudospectrul MUSIC obținut pentru estimarea direcției de 0° (a), 30° (b) și respectiv 45° (c) cu ajutorul unui sistem circular format din 8 antene plasat la distanța 21λ față de sursa de semnal.

La fel ca și în cazul sistemelor liniare (Cap. 3), creșterea numărului de elemente conduce la scăderea erorilor sistemului. Fig. 4.8. prezintă rezultatul estimării direcției de sosire pentru un sistem cu 16 elemente.



a)

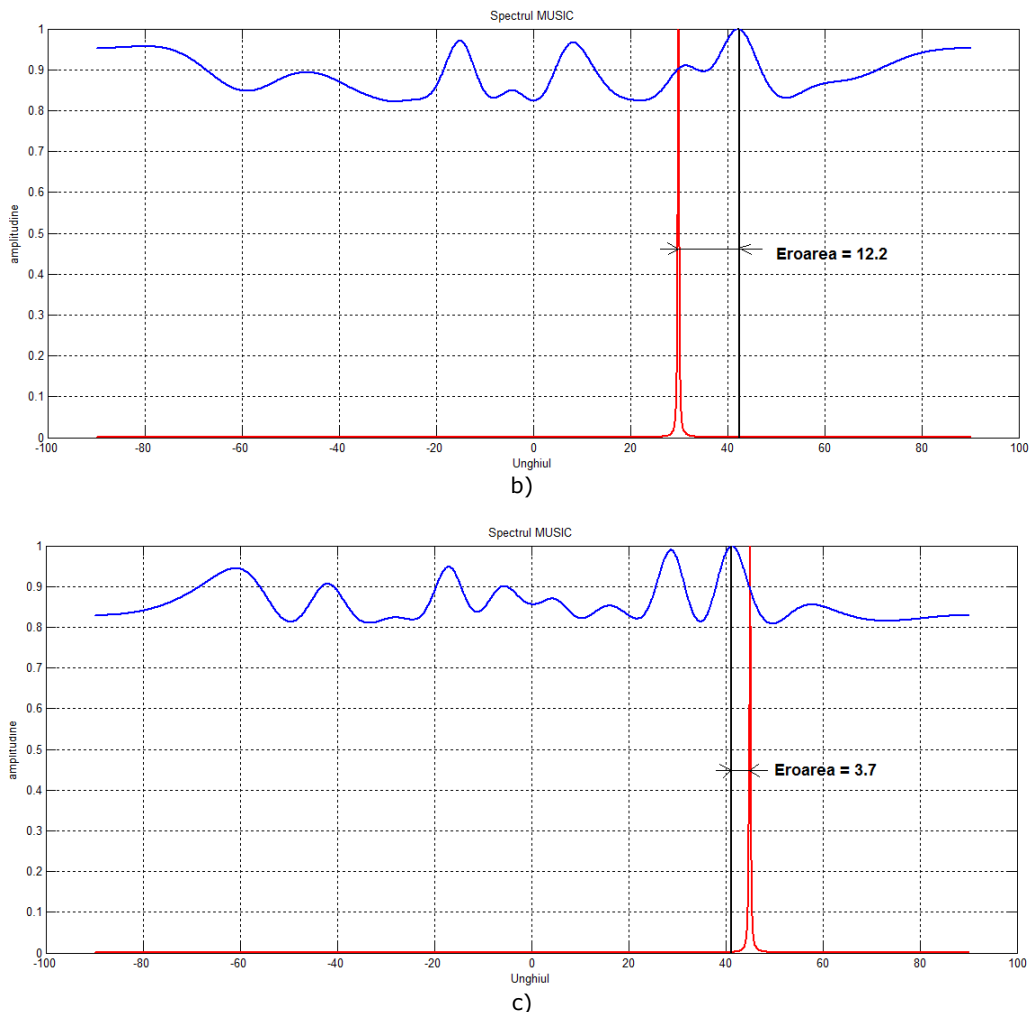


Fig.4.8. Pseudospectrul MUSIC obținut cu ajutorul unui sistem circular format din 16 antene plasat la distanța 14λ față de sursa de semnal pentru estimarea direcției de sosire:

a) 0° ; b) 30° ; c) 45° .

Se constată că pseudospectrul MUSIC obținut în cazul unui sistem format din 16 antene prezintă variații mici în raport cu valoarea maximă, prin comparație cu sistemul format din 8 antene.

De asemenea, o dată cu creșterea razei sistemului de antene circular se constată o îmbunătățire a performanțelor obținute [Ves,11]

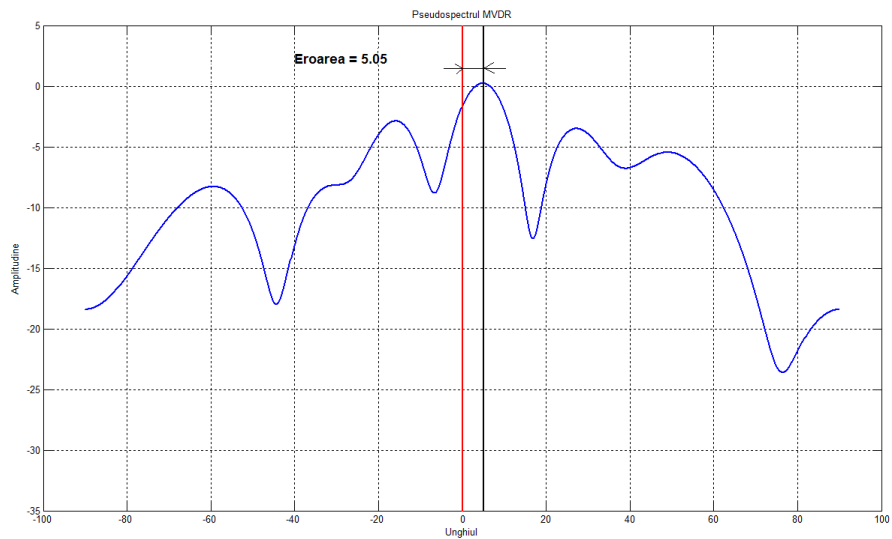
4.2.2. Rezultatele obținute în urma aplicării tehnicii de formare a fascicului MVDR

În urma rezultatelor obținute în paragraful 4.2.1, pentru sistemul circular format din 8 și respectiv 16 antene, s-a aplicat tehnica de formare a fascicului

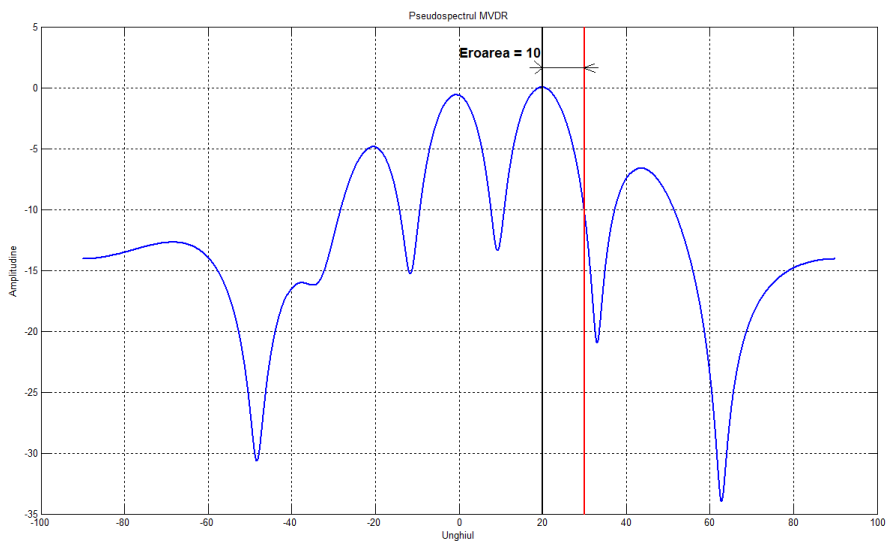
MVDR în vederea focalizării caracteristicii de radiație spre direcția estimată. Pentru fiecare caz, în vederea evidențierii performanțelor, s-a determinat eroarea dintre direcția reală și direcția pe care se găsește maximumul fascicului.

Aplicând tehnica de formare a fascicului pentru direcțiile estimate cu ajutorul unui sistem circular de antene format din 8 elemente uniform distanțate cu valoarea $\lambda/2$, se obțin rezultatele prezentate în figura 4.9.

Pentru sistemul format din 16 antene, s-a aplicat tehnica de formare a fascicului în urma estimării direcțiilor de 0° , 30° și respectiv 45° unde a fost considerată a fi plasată sursa de semnal. Rezultatele obținute sunt prezentate în figura 4.10.



a)



b)

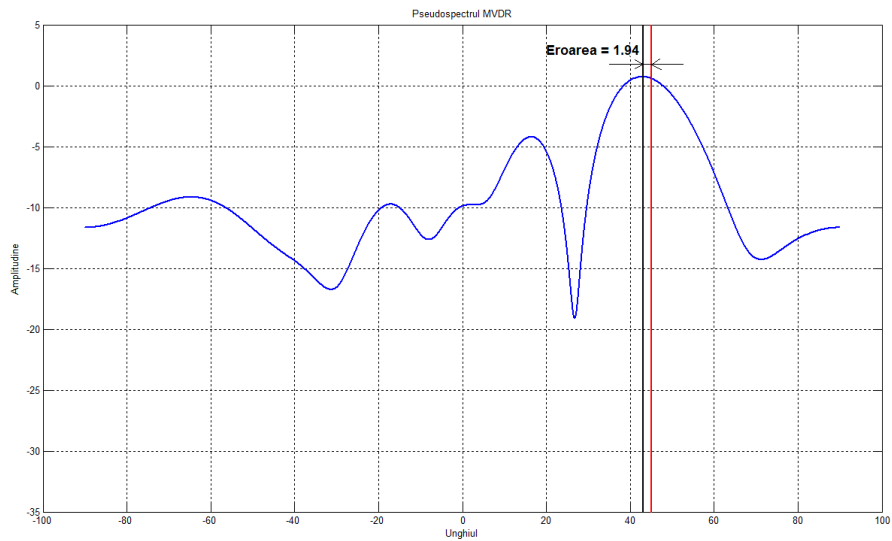
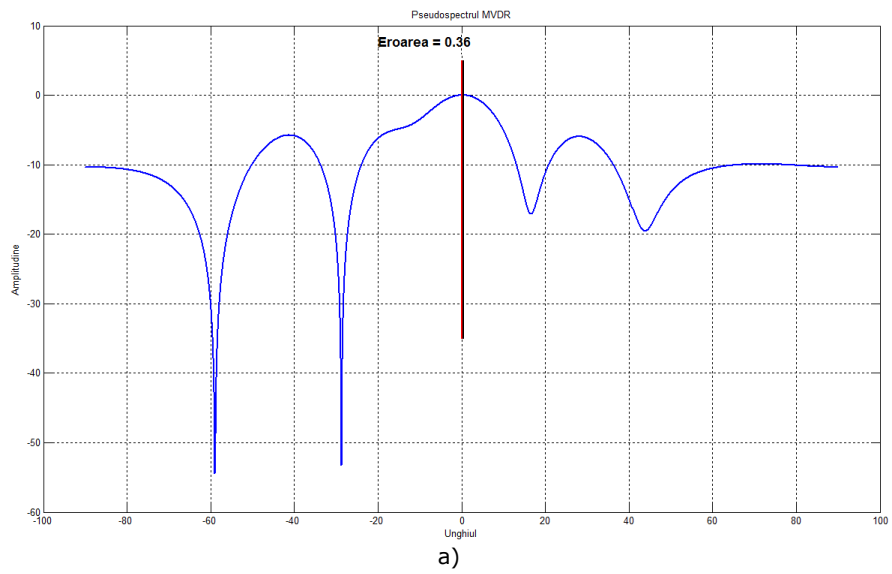


Fig.4.9. Ieșirea formatorului de fascicul pentru un sistem circular de antene format din 8 elemente în cazul în care sursa de semnal este plasată pe direcțiile: a) 0°; b) 30°; c) 45°.



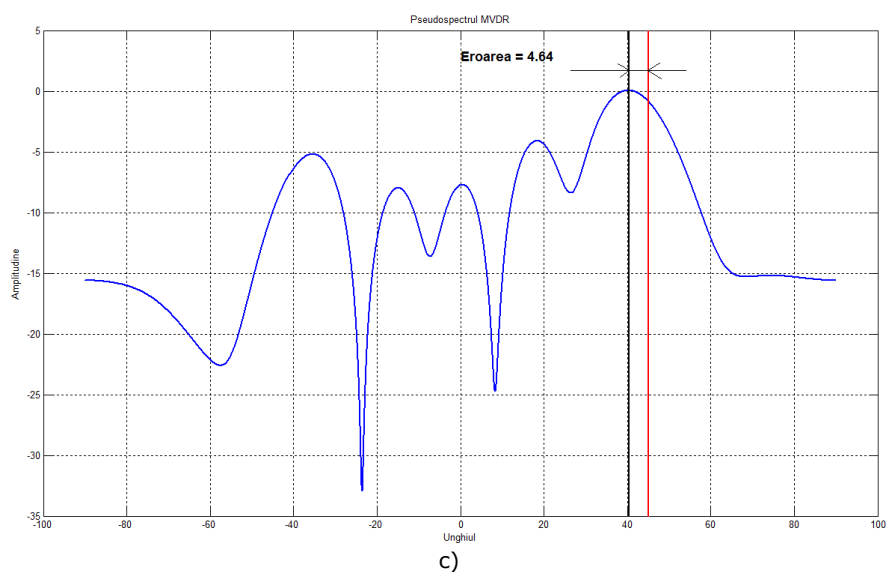
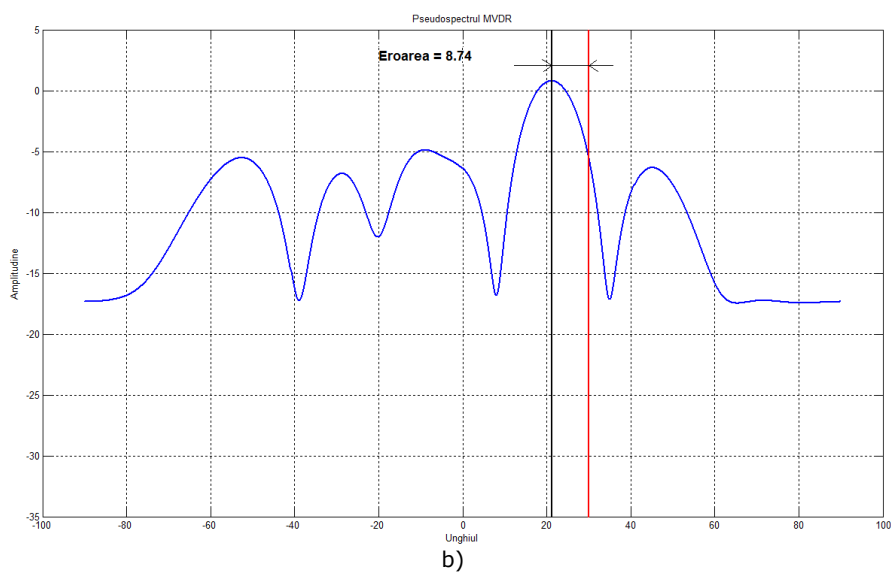


Fig.4.10. Ieșirea formatorului de fascicul pentru un sistem circular de antene format din 16 elemente în cazul în care sursa de semnal este plasată pe direcțiile: a) 0°, b) 30°, c) 45°.

Se poate observa că în ambele cazuri (8 antene și respectiv 16 antene) semnalele din direcțiile estimate sunt maximizate și deci metoda propusă poate fi utilizată pentru estimarea direcției de sosire a semnalelor radio cu ajutorul unui sistem circular de antene.

4.3. Concluzii

În cadrul acestui capitol a fost propusă și studiată o metodă de estimare a direcției de sosire a unui semnal radio și de maximizare a semnalului emis spre direcția estimată, metodă aplicată sistemelor circulare de antene. Se consideră că sistemul de antene este format din 8, respectiv 16 elemente, iar sursa de semnal este plasată pe direcția 0° , 30° sau 45° , precum și la diferite distanțe față de acesta. Modelarea sistemului circular am realizat-o folosind programul de simulare *CADFEKO*, care este dedicat simulărilor de antene.

Experimentele au arătat că pentru distanțe relativ mari ale sursei față de sistemul de antene de recepție, erorile de estimare a direcției de sosire sunt mai mici. În cazul în care sursa de semnal este plasată pe direcția unui element al sistemului de antene, se obțin rezultate mai bune decât în cazul în care sursa de semnal este plasată pe o direcție între două elemente adiacente ale sistemului.

În urma simulărilor se constată că metoda poate fi aplicată cu succes, erorile fiind relativ mici pentru aceste sisteme de antene.

5. CONTRIBUȚII PERSONALE ȘI CONCLUZII

În condițiile dezvoltării sistemelor de comunicații MIMO sistemele de antene (antenele inteligente) reprezintă elementul cheie. Algoritmii care stau la baza prelucrării semnalelor recepționate trebuie să fie foarte rapizi și preciși pentru a face față debitelor de informație transmise. Scopul lucrării este acela de a dezvolta un algoritm de estimare a direcției de sosire a semnalelor radio în medii reale prin combinarea cu o tehnică de orientare a fasciculului.

Capitolul 1 prezintă tipurile de sisteme de antene precum și influența parametrilor acestora (număr de elemente, distanța dintre elemente, defazajul dintre curenții injectați în elemente) asupra caracteristicii de radiație. Experimentele au fost efectuate pentru un număr de elemente cuprins între 2 și 7, în condițiile în care sistemele au avut elemente identice, egal distanțate între ele. Creșterea numărului de elemente conduce la observația că se obține o directivitate din ce în ce mai bună, însă apar mai mulți lobi secundari.

Una din concluziile importante o reprezintă faptul că, o distanță între elemente mai mare decât $3\lambda/4$, lobi secundari au aceeași mărime ca și lobi principali. În aceste condiții putem impune limitarea distanței dintre elementele sistemului.

În cadrul acestui capitol, principalele contribuții sunt:

- analiza, prin simulare, a caracteristicilor de radiație ale sistemelor liniare, planare și 3-D de antene, în funcție de numărul de elemente, distanța dintre acestea precum și de defazajul dintre curenții injectați în două elemente consecutive ale acestor sisteme. Ca și măsură a directivității caracteristicii de radiație, am utilizat unghiul de deschidere al lobului principal de radiație.
- am introdus și utilizat unghiul de deschidere al lobului principal de radiație ca măsură a directivității caracteristicii de radiație.

Capitolul 2 conține principalele metode și algoritmi de estimare a direcțiilor de sosire ale semnalelor radio. S-au simulat algoritmi pe un sistem liniar de antene format din 6 elemente, uniform spațiate cu distanța $\lambda/2$, iar pentru direcțiile de sosire ale semnalelor radio am considerat două cazuri: când semnalele sosesc din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$ și respectiv când semnalele sosesc din direcțiile $\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$.

Se constată că folosind metoda Bartlett se pot estima corect direcțiile de sosire doar ale semnalelor care sunt recepționate din locații cu direcții unghiulare foarte diferite. În cazul unor surse cu direcții de sosire apropiate ($\theta_1 = -5^\circ$ și respectiv $\theta_2 = +5^\circ$), metoda Bartlett nu poate fi utilizată. În schimb, cu ajutorul metodei Capon pot fi estimate și direcțiile de sosire ale semnalelor care sunt recepționate din direcții apropiate ($\theta_1 = -5^\circ$ și $\theta_2 = +5^\circ$).

Pentru metoda entropiei maxime de estimare a direcțiilor de sosire ale semnalelor radio am ales coloana a 3-a din matricea de corelație a zgomotului. În cazul în care se extrage altă coloană din matricea de corelație a zgomotului, metoda entropiei maxime conduce la estimări eronate ale direcției de sosire a semnalelor recepționate. Performanțele estimării direcțiilor de sosire ale semnalelor recepționate folosind metoda entropiei maxime pot fi îmbunătățite prin schimbarea

coloanei extrase din matricea de corelație a zgomotului. Estimarea direcției de sosire prin metoda descompunerii armonice Pisarenko (PHD) conduce la rezultate mai bune decât în cazurile prezentate anterior, însă și această metodă poate conduce la estimări eronate ale direcției de sosire a semnalelor recepționate.

O atenție deosebită am acordat-o algoritmului MUSIC (Multiple Signal Classification) care permite estimarea direcțiilor de sosire ale mai multor semnale care sunt recepționate simultan în aceeași antenă. Acest algoritm se bazează pe împărțirea vectorilor proprii în subspațiul semnalului și respectiv în subspațiul zgomotului. Pentru a se pune în evidență performanțele algoritmului MUSIC, am modificat valoarea raportului semnal/zgomot ($SNR = -5dB$; $SNR = -1dB$; $SNR = +5dB$) în cazul în care cele două semnale sosesc din direcțiile $\theta_1 = -10^\circ$ și $\theta_2 = +10^\circ$. Se observă că odată cu scăderea valorii SNR, abaterea față de valorile reale ale direcțiilor de sosire ale semnalelor este mai mare. În urma analizei algoritmului Root – MUSIC se constată că acesta nu estimează foarte bine direcțiile de sosire și, în plus, este mai complex, motiv pentru care nu este folosit în algoritmii implementați.

Și în acest caz se constată că distanța dintre elementele sistemului trebuie păstrată sub o anumită limită (λ).

Principalele contribuții personale în cadrul acestui capitol au fost:

- implementarea principalilor algoritmi de estimare a direcției de sosire;
- analiza comparativă, din punct de vedere al raportului semnal/zgomot, a performanțelor algoritmilor din punct de vedere al estimării corecte a direcțiilor de sosire, utilizând ca și criterii de comparație eroarea medie pătratică și numărul de estimări corecte ale direcțiilor de sosire.

În capitolul 3 am efectuat un studiu al tehnicilor de formare a fasciculului de radiație, prezentând influența parametrilor pentru sistemul liniar de antene asupra semnalului obținut la ieșirea formatorului.

În urma analizei, în paragraful 3.4 am propus o metodă capabilă să estimeze direcțiile de sosire a două semnale radio (unul fiind considerat ca semnal de interes, iar cel de-al doilea fiind considerat ca semnal interferent) și să orienteze lobul principal de radiație spre direcția din care sosește semnalul de interes, în timp ce pentru direcția din care sosește semnalul interferent, radiația să fie minimă. Am efectuat o analiză riguroasă a performanțelor de estimare și orientare a fasciculului de radiație pentru un sistem liniar de antene format din 8 și respectiv 16 antene, în condițiile în care semnalele au fost considerate că se recepționează din direcții tot mai apropiate. În urma simulărilor efectuate s-a constatat că în cazul utilizării unui număr mai mare de antene, lobi obținuți la ieșirea formatorului de fascicul sunt mai înguști, deci vom obține o concentrare mai bună a fasciculului pe direcția din care sosește semnalul de interes. Dacă sursele de semnal se consideră a fi suficient de îndepărtate (50° pentru sistemul format din 8 antene și respectiv 10° pentru sistemul format din 16 antene), atunci lobul principal va fi axat pe direcția din care sosește semnalul de interes. Cu cât sursele de semnal sunt mai apropiate, cu atât apare o deplasare a maximului ieșirii formatorului de fascicul față de direcția de sosire a semnalului de interes. În cazul în care sursele de semnal se consideră a fi foarte apropiate (5° pentru sistemul format din 8 antene și respectiv 2° pentru sistemul format din 16 antene), direcția din care sosește semnalul de interes nu este maximizată în raport cu alte direcții și astfel tehnica de formare a fasciculului nu mai prezintă un avantaj major. În ceea ce privește radiația spre direcția estimată din care sosește semnalul interferent, se constată că pentru o poziție a sursei de

+10°, sistemul format din 16 antene de recepție prezintă o mai bună rejecție a semnalului interferent decât cea obținută în cazul sistemului format din 8 antene.

Așa cum am arătat și în precedentul paragraf, contribuțiile principale au fost:

- implementarea tehnicilor de formare a fasciculului pentru sisteme de antene formate din 8 și 16 elemente;
- analiza performanțelor de estimare și orientare a fasciculului pentru tehnicile implementate ținând cont de raportul semnal/zgomot și unghiul de sosire al semnalelor;
- propunerea unei noi metode ce combină tehnica de estimare a direcției MUSIC cu tehnica de formare a fasciculului SMI, obținându-se performanțe mai bune decât principalele metode studiate în literatura de specialitate.

Întrucât sistemele circulare de antene prezintă avantajul că asigură o acoperire de 360° în planul azimut și pot furniza și informații în planul elevație, în capitolul 4 am propus și studiat o metodă de estimare a direcției de sosire a unui semnal radio și de maximizare a semnalului emis spre direcția estimată, pentru aceste sisteme. Sistemul a fost considerat ca fiind format din 8 sau 16 elemente, modelarea fiind realizată în mediul *CADFEKO* în condițiile unui canal cu zgomot.

Din analiza performanțelor algoritmului ce combină MUSIC cu algoritmul rapid de formare de fascicul (MVDR) am constatat că metoda poate fi aplicată prezentând performanțe mai bune decât în cazul utilizării separate a unor algoritmi mai performanți.

Sursa de semnal a fost amplasată pe diferite direcții și la diferite distanțe, rezultatele conducând la concluzia că odată cu creșterea distanței față de sistemul de antene crește și precizia de determinare a direcției de sosire.

Principalele contribuții din acest capitol sunt:

- implementarea și studiul sistemelor circulare de antene;
- am propus și studiat o metodă de estimare a direcției de sosire prin combinarea MUSIC cu algoritmul de formare a fasciculului MVDR.

Rezultatele teoretice și experimentale ale cercetărilor dezvoltate în prezenta teză de doctorat deschid noi orizonturi de cercetare în domeniul sistemelor de antene.

Una din direcțiile viitoare de cercetare constă în îmbunătățirea algoritmului propus de estimare a direcțiilor de sosire și de formare a fasciculului pentru mai multe surse de semnal. De asemenea, se dorește dezvoltarea algoritmului pentru a fi capabil să estimeze direcțiile de sosire a unor semnale emise de către surse care își modifică poziția (nu sunt statice) în timp [IV,10]. Acest fapt corespunde situațiilor reale care se întâlnesc în domeniul comunicațiilor mobile.

O altă direcție de cercetare o reprezintă estimarea direcției de sosire a unui semnal emis de către o sursă de semnal ce nu este poziționată în același plan cu sistemul circular de antene. În acest caz, se poate determina influența numărului de elemente precum și a distanței dintre acestea asupra rezultatelor obținute în ceea ce privește estimarea direcției de sosire a unui semnal.

ANEXE

Anexa 1: FACTORUL DE SISTEM PENTRU UN SISTEM CIRCULAR DE ANTENE

Câmpul normalizat poate fi scris ca:

$$E(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N R_n \frac{e^{-jkP_n}}{P_n} \quad (\text{A1.1})$$

unde:

$$P_n = \sqrt{r^2 + R^2 - 2rR \cos \psi_n} \quad (\text{A1.2})$$

Pentru $r \ll R$, relația (A1.2) se reduce la:

$$P_n \approx r - R \cos \psi_n \approx r - R(\mathbf{R}_{\varphi_n} \cdot \mathbf{r}) \quad (\text{A1.3})$$

În sistemul de coordonate carteziene:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{\varphi_n} = \mathbf{x} \cos \varphi_n + \mathbf{y} \sin \varphi_n \\ \mathbf{r} = \mathbf{x} \sin \theta \cos \varphi + \mathbf{y} \sin \theta \sin \varphi + \mathbf{z} \cos \theta \end{cases} \quad (\text{A1.4})$$

prin urmare,

$$P_n \approx r - R \sin \theta (\cos \varphi_n \cos \varphi + \sin \varphi_n \sin \varphi) \quad (\text{A1.5})$$

sau

$$P_n \approx r - R \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) \quad (\text{A1.6})$$

În ceea ce privește amplitudinea, pentru toate antenele se face următoarea aproximație:

$$\frac{1}{P_n} \approx \frac{1}{r} \quad (\text{A1.7})$$

Presupunând valabile aproximațiile (A1.6) și (A1.7), câmpul radiat de sistemul de antene din zona îndepărtată se poate scrie sub forma:

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N C_n e^{jkR \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)} \quad (\text{A1.8})$$

unde: $\varphi_n = 2\pi n/N$ este poziția unghiulară a elementului n , iar C_n reprezintă coeficientul de excitație complex (amplitudine și fază), care, în general, are forma:

$$C_n = I_n e^{j\varphi_n} \quad (\text{A1.9})$$

unde I_n reprezintă amplitudinea, iar φ_n reprezintă faza excitației elementului n în raport cu un element de referință al sistemului de antene (de fază nulă).

Înlocuind relația (A1.9) în relația (A1.8) vom obține:

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N I_n e^{j[kR \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \varphi_n]} \quad (\text{A1.10})$$

Factorul de sistem (FS) se obține ca:

$$FS(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N e^{j[kR \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \varphi_n]} \quad (\text{A1.11})$$

Expresia (A1.11) reprezintă FS al unui sistem circular de antene format din N elemente uniform spațiate. Pentru FS se obține valoarea maximă atunci când toate fazele din relația (A1.11) sunt egale cu unu, sau când:

$$kR \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \varphi_n = 2m\pi, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n \quad (\text{A1.12})$$

Maximul principal ($m = 0$) este definit de direcția (θ_0, φ_0) , pentru care

$$\varphi_n = -kR \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n), \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A1.13})$$

Dacă este necesar ca un șir circular să aibă radiația maximă în direcția (θ_0, φ_0) , atunci fazele excitațiilor sale trebuie să satisfacă relația (A1.13). FS al unui astfel de sistem are expresia:

$$FS(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N e^{jkR[\sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)]} = \sum_{n=1}^N e^{jkR[\cos \psi_n - \cos \psi_{0n}]} \quad (\text{A1.14})$$

unde: $\psi_n = \arccos[\sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)]$ este unghiul dintre \mathbf{r} și \mathbf{R}_{φ_n} ;

$\psi_{0n} = \arccos[\sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)]$ este unghiul dintre \mathbf{R}_{φ_n} și \mathbf{r}_{max} (vectorul de radiație maximă).

Anexa 2: PROGRAM PENTRU SIMULAREA CARACTERISTICILOR DE RADIAȚIE PENTRU SISTEME LINIARE, PLANARE ȘI 3-D DE ANTENE

```

% introducere parametri
N=7; %numarul de elemente
d=0.5; %distanța dintre elemente, funcție de lungimea de unda
faza=45; %defazajul dintre curenți
Rez=100;
faza=faza*pi/180;
phi=linspace(0.0005,2*pi,Rez);
theta=linspace(0.0005,pi,Rez);
theta=theta';
reptheta=repmat(theta,1,length(phi));
repphi=repmat(phi,length(theta),1);
rep3theta=repmat(reptheta,[1 1 N]);
rep3phi=repmat(repphi,[1 1 N]);
subplot('position',[.05 .05 .4 .4]);
%diagrama de radiație orizontală
phi1=0.005:0.01:2*pi;
teta2=pi/2;
numor=sin(0.5*N.*(2*pi*d.*cos(phi1)-faza));
denor=N*sin(0.5.*(2*pi*d.*cos(phi1)-faza));
a2=cos(0.5*pi*cos(teta2));
b2=sin(teta2);
c2=abs(a2./b2);
EE2=numor./denor;
E2=abs(c2.*EE2);
RE2=max(abs(E2));
E2=abs(E2./RE2);
emod2=abs(E2);
go=0.707*max(emod2);
fo=find(emod2>go);
ho=length(fo);
oko=1;
for koo=1:(ho-1)
    if (fo(koo+1)-fo(koo))>1
        oko=koo+1;
    end
    if fo(koo+1) == fo(koo)+1
        fof=fo(koo+1)-fo(oko)+1;
    end
end
if emod2(2) < round(emod2(1))
    fof=fof*2;
end
lo=(fof*360)/628;
set(h18,'String',num2str(lo));

```

```

po=polar(phi1,emod2);
title('diagrama de radiatie orizontala','FontSize',8);
hold on
% functia de afisare a dipolilor reprezentati ca niste cercuri
Radius = 0.02;
[x,y,z] = cylinder(Radius,200);
x = x(1,:);
y = y(1,:);
distanta = d/N;
if mod(N,2) == 0
    x1 = x + distanta;
    x2 = x - distanta;
    contor = (N/2)-2;
    fill(x1,y,'k',x2,y,'k');
    axis equal
    for i=0:contor
        x1 = x1 + d/N;
        x2 = x2 - d/N;
        fill(x1,y,'k',x2,y,'k');
        axis equal
    end
else
    contor = ((N-1)/2)-1;
    fill(x,y,'k');
    axis equal
    x1 = x;
    x2 = x;
    for i=0:contor
        x1 = x1 + d/N;
        x2 = x2 - d/N;
        fill(x1,y,'k',x2,y,'k');
        axis equal
    end
end
end
hold off
%diagrama de radiatie verticala
subplot('position',[.55 .05 .4 .4]);
phi2=0;
teta3=0.005:0.01:2*pi;
numv=sin(0.5*N*(2*pi*d.*cos(teta3)-faza));
denv=N*sin(0.5*(2*pi*d.*cos(teta3)-faza));
a3=cos(0.5*pi*cos(teta3-pi/2));
b3=sin(teta3-pi/2);
c3=abs(a3./b3);
EE3=numv./denv;
E3=abs(c3.*EE3);
RE3=max(abs(E3));
E3=abs(E3./RE3);
emod3=abs(E3);
gv=0.707*max(emod3);
fv=find(emod3>gv);

```

```
hv=length(fv);
ok=1;
for ko=1:(hv-1)
    if (fv(ko+1)-fv(ko))>1
        ok=ko+1;
    end
    if fv(ko+1) == fv(ko)+1
        fvf=fv(ko+1)-fv(ok)+1;
    end
end
if emod3(2) < emod3(1)
    fvf=fvf*2;
end
lov=(fvf*360)/628;
set(h20,'String',num2str(lov));
pv=polar(teta3,emod3);
title('diagrama de radiatie verticala','FontSize',8);
set(po,'color','b','linewidth',2);
set(pv,'color','b','linewidth',2);
hold on
% functia de afisare a dipolilor reprezentati prin niste bete
y = [-0.25:0.01:0.25];
x = zeros(size(y));
if mod(N,2) == 0
    distanta = d/N;
    x1 = x + distanta;
    x2 = x - distanta;
    contor = (N/2)-2;
    line('XData',x1,'YData',y,...
        'LineWidth',2);
    line('XData',x2,'YData',y,...
        'LineWidth',2);
    axis equal
    for i=0:contor
        x1 = x1 + d/N;
        x2 = x2 - d/N;
        line('XData',x1,'YData',y,...
            'LineWidth',2);
        line('XData',x2,'YData',y,...
            'LineWidth',2);
        axis equal
    end
else
    contor = ((N-1)/2)-1;
    line('XData',x,'YData',y,...
        'LineWidth',2);
    axis equal
    x1 = x;
    x2 = x;
    for i=0:contor
```

```

        x1 = x1 + d/N;
        x2 = x2 - d/N;
        line('XData',x1,'YData',y,...
            'LineWidth',2);
        line('XData',x2,'YData',y,...
            'LineWidth',2);
    axis equal
end
end
hold off
%diagrama de radiatie tridimensionala
num=sin(0.5*N*(2*pi*d.*cos(rep3phi).*cos(rep3theta+pi/2)+faza));
den=N*sin(0.5*(2*pi*d.*cos(rep3phi).*cos(rep3theta+pi/2)+faza));
a5=cos(0.5*pi*cos(rep3theta+pi));
b5=sin(rep3theta+pi);
c5=abs(a5./b5);
a6=cos(0.5*pi*cos(rep3theta));
b6=sin(rep3theta);
c6=abs(a6./b6);
c7=c5.*c6;
E7=c7.*(num./den);
AE7=abs(E7);
XE=AE7.*sin(rep3theta).*cos(rep3phi);
YE=AE7.*sin(rep3theta).*sin(rep3phi);
ZE=AE7.*cos(rep3theta);
X=XE/max(max(max(AE7)));
Y=YE/max(max(max(AE7)));
Z=ZE/max(max(max(AE7)));
subplot('position',[.55 .55 .4 .4]);
surf(X(:,:,1),Y(:,:,1),Z(:,:,1));
axis equal
xlabel('x')
ylabel('y')
zlabel('z')
title('Diagrama de radiatie','FontSize',8);
%calcul castig
deltafi3dB=0.886*(lambda/(N*d));
alfa=1.36;
g =abs(alfa/deltafi3dB) ;
G=10*log10(g);
set(h16,'String',num2str(G));

```

Anexa 3: PROGRAM PENTRU ESTIMAREA DIRECȚIILOR DE SOSIRE UTILIZÂND ALGORITMUL MUSIC

```

% introducere parametri
N=16; %numarul de elemente

```

```

D=0.5; %distanța dintre elemente, funcție de lungimea de undă
Es=1000; %numărul de esantioane
S1=-5; %poziția primei surse
S2=+5; %poziția celei de-a doua surse
P1=1; %puterea primului semnal
P2=1; %puterea celui de-al doilea semnal
SNR=5; %raportul semnal/zgomot
Rad=[S1 S2]*pi/180; %treccere în radiani
Put=[P1 P2];
L=length(Rad);
Semnal=exp(-i*2*pi*D*(0:N-1)*sin([Rad(:).])); %se creează o matrice cu
numere complexe
S=round(rand(L,Es))*2-1; %creează o matrice cu 2 linii și Es coloane cu val
aleatoare +1/-1
K=10^(SNR/10);
Zgomot=sqrt(Disp/2)*(randn(N,Es)+i*randn(N,Es)); %creează o matrice cu 2 linii
și Es
Matrice=K*Semnal*diag(sqrt(Put))*S+Zgomot; %creează matricea semnal+zgomot
Cov=Matrice*Matrice'/Es; %matricea de covarianță de NxN elemente
[Q,Diag]=eig(Cov); %Q are pe coloane vectorii proprii ai matricii de covarianță
%Diag are pe diagonala principală valorile proprii ale matricii de
covarianță
[Diag,I]=sort(diag(Diag),1,'descend'); %Diag se ordonează descrescător prin
găsirea maximului pe fiecare coloană; I vectorul indicilor coloanelor ordonat
descrescător
Q=Q(:,I); %se grupează coloanele care conțin vectorii proprii semnalului
primele și apoi coloanele cu vectorii proprii ai zgomotului
Qs=Q(:,1:L); %se extrag coloanele care conțin vectorii proprii semnalului
Qzg=Q(:,L+1:N); %se extrag coloanele care conțin vectorii proprii zgomotului
Theta=(-90:0.1:90);
Semnal_rad=exp(-i*2*pi*D*(0:N-1)*sin([Theta(:).]*pi/180)); %creează o matrice
cu N linii și 1800 coloane
for j=1:length(Theta)
    Spectrul(j)=1/(Semnal_rad(:,j)*Qzg*Qzg'*Semnal_rad(:,j)); %formula MUSIC
end
d=localMaxs(Spectrul,2); %determin poziția primelor 2 maxime din spectru
f=(d-90)/10; %calculez poziția celor 2 maxime
f=sort(f); %ordonez crescător aceste poziții
a=f(1); %atribui aceste poziții unor variabile
b=f(2);
%c=f(3);
t=max(Spectrul); %determin maximul din spectru
O=[S1 S2]; %creez un șir cu valorile unghiurilor introduse
P=sort(O); %ordonez crescător șirul
l=P(1); %atribui aceste unghiuri unor variabile
m=P(2);
%n=P(3);
%calculez eroarea în fiecare caz
e1=abs(a-l);
e2=abs(b-m);

```



```

%e3=abs(c-n);
%afisez spectrul calculat cu MUSIC
subplot('position',[.05 .42 .75 .55]);
plot(Theta,abs(Spectrul)/t);
grid on;
title('Spectrul MUSIC');
xlabel('Unghiul');
ylabel('amplitudine');
%afisez erorile calculate pt cele 2 directii
g1=num2str(e1);
g2=num2str(e2);
%g3=num2str(e3);
text(-20,0.9,['Eroarea ' g1]);
text(0,0.9,['Eroarea ' g2]);

```

Anexa 4: PROGRAM PENTRU FORMATORUL DE FASCICUL UTILIZÂND ALGORITMUL SMI

```

Sursa=0; % directia estimata pentru semnalul util
Interf=50; %directia estimata pentru semnalul interferent
Pinte=10; %puterea semnalului interferent
disp=1; %dispersia zgomotului
interferenta=[];
for lo=1:N
    interferenta=[interferenta;exp(1i*2*pi*D*(lo-1)*sin(Interf*pi/180))/sqrt(N)];
end
semnal=[];
for ii=1:N
    semnal=[semnal;exp(1i*2*pi*D*(ii-1)*sin(Sursa*pi/180))/sqrt(N)];
end
Ri=N*Pinte*interferenta*interferenta'; %calculul matricii de covarianta pt
interferenta
Rn=disp^2*eye(N)+Ri; % calculul matricii de covarianta pt interferenta si zgomot
Ponderi=inv(Rn)*semnal; % determinarea ponderilor
beam=[];
for unghi=-pi/2:0.003475:pi/2
    sv_unghi=[];
    for ol=1:N
        sv_unghi=[sv_unghi;exp(1i*2*pi*D*(ol-1)*sin(unghi))/sqrt(N)];
    end
    beam=[beam;Ponderi*sv_unghi];
end
unghi=-pi/2:0.003475:pi/2;
unghi_deg=unghi*180/pi;
beam_log=20*log10(abs(beam));
vector=[];
for epsi=1:1:905

```

```
    vector=[vector;beam_log(eps)];
end
mare=localMaxs(vector,2);
varf=(mare-453)/5;
ed=mare(1);
er=mare(2);
RSL=beam_log(ed)-beam_log(er); %determinarea parametrului RSL
maxim=max(beam_log);
ed_deg=abs(ed-453)/5;
er_deg=abs(er-453)/5;
[maxVal maxInd]=max(vector);
varful=(maxInd-453)/5;
if maxInd==ed
    valoare=beam_log(er);
    p=er;
else if maxInd==er
    valoare=beam_log(ed);
    p=ed;
end
end
poz=(p-453)/5; %determinarea varfului
for ta=0:1:150
    if beam_log(er-ta-1)<beam_log(er-ta)
        index=ta;
    end
    if beam_log(er-ta-1)>beam_log(er-ta)
        break;
    end
end
end
PL=(er-index-1-453)/5; %determinarea parametrului PL
for tac=0:1:150
    if beam_log(er+tac)>beam_log(er+tac+1)
        count=tac;
    end
    if beam_log(er+tac)<beam_log(er+tac+1)
        break;
    end
end
end
PR=(er+count+1-453)/5; %determinarea parametrului PR
%%% calcul maxim si minim
maximum=[maximum;abs(varful-Sursa)];
minimum=[minimum;(PR-varful)];
unghi=[unghi;S2];
counter=counter+1;
end
%%% figura beamforming
figure
plot(unghi_deg,beam_log,'Linewidth',2)
title(' Beamforming with MUSIC ','fontsize',12)
xlabel(' Angle','fontsize',12)
ylabel(' Power [dB]','fontsize',12)
```

```

hold on
stem(Interf,-100,'r','Linewidth',2)
stem(S1,-90,'g*','Linewidth',2)
hleg1=legend('Beam','Unghi estimat','Unghi corect','Location','SouthWest');
stem(Sursa,-100,'r','Linewidth',2)
stem(S2,-90,'g*','Linewidth',2)
line([varful varful],[-100 maxim],'Linestyle',:,'Linewidth',2);
line([poz poz],[valoare maxim],'Linestyle',:,'Linewidth',2);
text(poz+1,(maxim-(maxim-valoare)/2,['\fontsize{12} \color{black}'
num2str(abs(RSL))]);
line([PL PL],[-100 -40],'Linestyle',:,'Linewidth',2);
line([PL varful],[-85 -85],'Linewidth',2);
text((PL-abs(varful))/2,-82,['\fontsize{12} \color{black}' num2str(varful-PL)]);
line([PR PR],[-100 -40],'Linestyle',:,'Linewidth',2);
line([varful PR],[-80 -80],'Linewidth',2);
text(((PR+varful)/2),-83,['\fontsize{12} \color{black}' num2str(PR-varful)]);
text(70,-5,['\fontsize{12} \color{red}','Peak to DOA=', num2str(abs(varful-
Sursa))]);
text(70,-10,['\fontsize{12} \color{green}','Peak to DOA=', num2str(abs(varful-
S1))]);
text(70,-90,['\fontsize{12} \color{black}','Error of MUSIC=', num2str(e1)]);
text(70,-95,['\fontsize{12} \color{black}','Error of MUSIC=', num2str(e2)]);
%%%extragere SNR pt afisare
lungime=cat/counter;
abc_SNR=abc(1:lungime);
final=length(unghi)/counter;
unghi=unghi';
unghis=vec2mat(unghi,final);
unghiul=unghis(:,1);
maximum=maximum';
maximus=vec2mat(maximum,final);
minimum=minimum';
minimus=vec2mat(minimum,final);
fel=['o','s','d','v','p','h','<','>','^','x','*'];
figure;
hold all;
for hi = 1:1:final
    has = plot(unghiul, maximus(:,hi),'Linewidth',2,'marker',fel(hi));
end
str = strtrim(cellstr(int2str(abc_SNR)));
legend(str{:})
title(' Maximul beamformerului ','fontsize',12)
xlabel('Pozitia sursei interferente [grade]','fontsize',12)
ylabel(' Abaterea [grade]','fontsize',12)
axis([10 80 0 3]);
grid on
figure;
hold all;
for ji = 1:1:final
    jas = plot(unghiul, minimus(:,ji),'Linewidth',2,'marker',fel(ji));
end

```

```

str = strtrim(cellstr(int2str(abc_SNR)));
legend(str{:})
title(' Minimul beamformerului ', 'fontsize', 12)
xlabel(' Pozitia sursei interferente [grade]', 'fontsize', 12)
ylabel(' Abaterea [grade]', 'fontsize', 12)
grid on

```

Anexa 5: PROGRAM PENTRU FORMATORUL DE FASCICUL UTILIZÂND ALGORITMUL MVDR PENTRU SISTEME CIRCULARE DE ANTENE

```

m=xlsread('1_circular_cerc',14,'M3:M10'); %citirea datelor din programul FEKO
w=xlsread('1_circular_cerc',14,'N3:N10');
for h=1:8
    w(h)=w(h)*pi/180;
    k(h)=m(h)*exp(1i*w(h));
end
z=[k(1) k(2) k(3) k(4) k(5) k(6) k(7) k(8) k(1) k(2) k(3) k(4) k(5) k(6) k(7) k(8)
k(1) k(2) k(3) k(4) k(5) k(6) k(7) k(8) k(1) k(2) k(3) k(4) k(5) k(6) k(7) k(8)];
for bla=1:8
    Semnal_1=[z(bla) z(bla+1) z(bla+2) z(bla+3) z(bla+4) z(bla+5) z(bla+6)
z(bla+7)].'; % z(bla+8) z(bla+9) z(bla+10) z(bla+11) z(bla+12) z(bla+13)
z(bla+14) z(bla+15)].';
L_circ=1;
Matrice_circ=Semnal_1*diag(sqrt(Put))*S+Zgomot; %creeaza matricea
semnal+zgomot
Cov_circ=Matrice_circ*Matrice_circ'/Es; %matricea de covarianta de NxN elemente
[Q_circ,Diag_circ]=eig(Cov_circ); %Q are pe coloane vectorii proprii ai matricii de
covarianta
    %Diag are pe diagonala principala valorile proprii ale
    %matricii de covarianta
[Diag_circ,I_circ]=sort(diag(Diag_circ),1,'descend'); %Diag se ordoneaza
descrescator prin gasirea maximului pe fiecare coloana; I vectorul indicilor
coloanelor ordonat descrescator
Q_circ=Q_circ(:,I_circ); %se grupeaza coloanele care contin vectorii proprii
semnalului primele si apoi coloanele cu vectorii proprii ai zgomotului
Qs_circ=Q_circ(:,1:L_circ); %se extrag coloanele care contin vectorii proprii
semnalului
Qzg_circ=Q_circ(:,L_circ+1:N);
%%%%aplicarea algoritmului MUSIC
Theta=(-90:0.1:90);
Semnal_rad=exp(-1i*2*pi*D*(0:N-1)*sin([Theta(:).]*pi/180)); %creeaza o
matrice cu N linii si 1800 coloane

for i=1:length(Theta)

```

```

Spectrul(i)=(Semnal_rad(:,i)*Semnal_rad(:,i))/(Semnal_rad(:,i)*Qzg*Qzg*Semnal_rad(:,i)); %formula MUSIC
Spectrul_circ(i)=(Semnal_rad(:,i)*Semnal_rad(:,i))/(Semnal_rad(:,i)*Qzg_circ*Qzg_circ*Semnal_rad(:,i));
end
d=localMaxs(Spectrul,1); %determin pozitia primului maxim din spectru
f=(d-901)/10; %calculez pozitia maximului
f=sort(f); %ordonez crescator aceste pozitii
a=f(1); %atribui aceste pozitii unor variabile
d_circ=localMaxs(Spectrul_circ,1); %determin pozitia primului maxim din spectru
f_circ=(d_circ-901)/10; %calculez pozitia maximului
t=max(Spectrul); %scot maximul din spectru
h=max(Spectrul_circ);
O=S1; %creez un sir cu valorile unghiurilor introduse
%calculez eroarea in fiecare caz
e1=abs(a-S1);
e2=abs(f_circ-S1);
eroare(bla)=e2;
end
%afisez spectrul calculat cu MUSIC
subplot('position',[.05 .42 .75 .55]);
plot(Theta,abs(Spectrul)/t,'r','linewidth',2);
hold on;
plot(Theta,abs(Spectrul_circ)/h,'b','linewidth',2);
grid on;
title('Spectrul MUSIC');
xlabel('Unghiul');
ylabel('amplitudine');
hold off;
%afisez erorile calculate pt directia considerata
g1=num2str(e1);
g2=num2str(e2);
text(50,0.45,['Eroarea = ' g2],'FontWeight','bold','FontSize',14);

```

BIBLIOGRAFIE

- [Age,86] B. Agee, "The Least-Square CMA: A New Technique for Rapid Correction of Constant Modulus Signal", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, April 1986, pp. 953 – 956
- [AV,11]** F. Alexa, A. Vesa, "Opening Angle of Main Lobe for Radiation Pattern of Uniform Array antennas", 17th International Conference on Soft Computing MENDEL 2011, Brno, Czech Republic Jun 15-17, 2011, pp. 427-431
- [BI,07] C. Balanis, P. Ioanides, "Introduction to Smart Antennas" – Synthesis Lectures on Antennas 5, Morgan & Claypool, 2007
- [BH,02] J.S. Blogh, L.S. Hanzo, "Third-generation systems and intelligent wireless networking – smart antenna and adaptive modulation", IEEE Press, John Wiley, 2002
- [Bo,06] Wu Bo, "Realization and Simulation of DOA estimation using MUSIC Algorithm with Uniform Circular Arrays", The 2006 4th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, Dalian, Aug. 1-4, 2006, pp. 908-912
- [CAD] <http://www.feko.info/>
- [CGY,10] Z. Chen, G. Gokeda, Y. Yu, "Introduction to Direction of Arrival Estimation", Artech House, 2010
- [Fou,00] Nicholas Fourikis, "Advanced Array Systems, Applications and RF Technologies", Academic Press, 2000
- [FSB,08] J. Foutz, A. Spanias, M.K. Banavar, "Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays", Morgan&Claypool Publisher, 2008
- [God,97] Lal Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations", Proceedings of the IEEE, vol. 85, no. 8, August 1997, pp 1195-1245
- [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
- [Gro,05] Frank Gross, "Smart Antennas for Wireless Communications", The McGraw-Hill Companies, 2005
- [GSSBO,10] A. Gershman, N. Sidiropoulos, S. Shahbazpanahi, M. Bengtsson, and B. Ottersten, "Convex Optimization – Based Beamforming", IEEE Signal Processing Magazine, May 2010, pp. 62-75
- [HAGY,08] H.K. Hwang, Z. Aliyazicioglu, M. Grice, A. Yakovlev, "Direction of Arrival Estimation using a Root-MUSIC Algorithm", Proceedings of International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, Vol. 2, Hong Kong, March 19-21, 2008, pp. 1507-1510
- [Hay,02] S. Haykin, "Adaptive filter theory", Forth edition, Second Indian reprint, 2002

- [HCL,06] M. Hajian, C. Coman, L. P. Ligthart, "Comparison of circular, Uniform- and non Uniform Y-Shaped Array Antenna for DOA Estimation using Music Algorithm", Proceedings of the 9th European Conference on Wireless Technology, UK: Horizon House, 2006, pp. 143-146
- [IMS,02] A. Ignea, E. Marza, A. De Sabata, "Antene si propagare", Editura de Vest, Timisoara, 2002
- [IV,10]** A. Iozsa, A. Vesa, "The ESPRIT algorithm. Variants and precision", 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC), Timișoara, Romania, Nov 11-12, 2010, p.165-168
- [KFM,02] R.W.P. King, G.J. Fikioris, R. B. Mack, "Cylindrical Antennas and Arrays", Cambridge University Press, 2002
- [LB,05] R.G. Lorenz, S P. Boyd, "Robust Minimum Variance Beamforming", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 53, No. 5, May 2005, pp. 1684-1696
- [LL,96] John Litva, Titus Kвок-Yeung Lo, "Beamforming in Wireless Communications", Artech House Publisher, Boston – London, 1996
- [LS,06] J. Lee, P. Stoica, "Robust Adaptive Beamforming", John Wiley&Sons, 2006
- [Mad,10] Vijay K. Madisetti, "The Digital Signal Processing Handbook" – Second Edition, CRC Press, 2010
- [Mai,05] Robert J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook", Second edition, British Library Cataloguing in Publication Data, 2005
- [Mai,07] R. Mailloux, "Electronically Scanned Arrays" – Synthesis Lectures on Antennas 6, Morgan & Claypool, 2007
- [MIK,05] D. Manolakis , V. Ingle, S. Kogon, "Statistical and adaptive signal processing", Mc Graw Hill Publication, 2005
- [Muc,84] Roland A. Mucci, "A Comparison of Efficient Beamforming Algorithms", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-32, No. 3, JUNE 1984, pp. 548-558
- [Mun,09] David Munoz, et all, "Position Location Techniques and Applications", Elsevier Inc., 2009
- [NZ,89] Edmond Nicolau, Dragoș Zaharia, "Adaptive Arrays", Editura Academiei, București, 1989
- [Ric,05] Mark A. Richards, "Fundamentals of radar signal processing", McGraw-Hill Companies, 2005
- [SES,08] S. N. Shahi, M. Emadi, K. Sadeghi , "High Resolution DOA Estimation in Fully Coherent Environments", Progress in Electromagnetics Research C, vol. 5, 138-148, 2008
- [SH,12] R. Schilling, S. Harris, "Fundamentals of Digital Signal Processing using Matlab", Cengage Learning, 2012
- [SM,97] P. Stoica, R. L. Moses, "Introduction to spectral analysis", Prentice Hall, 1997
- [SW,03] P. Stoica, Z. Wang, J. Li, "Robust Capon Beamforming", IEEE Signal Processing Letters, Vol. 10, No. 6, June 2003, pp. 172 -175
- [SWPB,03] T.K. Sarkar, M.C. Wicks, M. Salazar-Palma, R.J. Bonneau, "Smart Antennas", John Wiley&Sons, New Jersey, 2003
- [TF,09] E. Tuncern, B. Friedlander, "Classical and Modern Direction-Of-Arrival Estimation", Elsevier Inc., 2009

- [Tre,02] Harry L. Van Trees, "Optimum Array Processing –Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory", John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002
- [VA,11a]** A. Vesa, F. Alexa, "A Comparison Between Radiation Pattern Characteristics for Array Antennas", 6th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI), 2011 , pp. 111 - 115
- [VA,11b]** A. Vesa, F. Alexa, "Radiation Pattern Characteristics for 2D and 3D Uniform Array Antennas", International Conference on Wireless and Optical Communications (ICWOC), Chongqing, China, May 2-4, 2011, Vol. 04, pp. 339-342
- [VA,12]** A. Vesa, F. Alexa, "The Influence of Constructive Structure on Radiation Pattern for Planar Array Antennas", 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 , pp. 1243 - 1246
- [Ves,10a]** Andy Vesa, "Direction of Arrival Estimation using MUSIC and Root – MUSIC Algorithm", 18th Telecommunications forum TELFOR 2010 Serbia, Belgrade, November 23-25, 2010, pp. 582 - 585
- [Ves,10b]** Andy Vesa, "The Radiation Pattern for Uniform Array Antennas", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 55(69), Fascicola 1, 2010, pp. 13-16
- [Ves,11]** Andy Vesa, "Direction-of-Arrival Estimation in case of Uniform Sensor Array using the MUSIC Algorithm", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 56(70), Fascicola 2, 2011, pp. 40-43
- [Ves,12]** A. Vesa, "Interference rejection in direction of arrival estimation using linear array antenna", 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 , pp. 1221 - 1225
- [VI,08]** A. Vesa, A. Iozsa, "Directivity Pattern for Linear Arrays", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 53(67), Fascicola 2, 2008, pp. 173-176
- [VI,10]** A. Vesa, A. Iozsa, "Direction – of – Arrival Estimation for Uniform Sensor Arrays", 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC), Timișoara, Romania, Nov 11-12, 2010, pp. 249-252
- [VIA,10]** A. Vesa, A. Iozsa, F. Alexa, "The influence of the Phase Current of a Linear Array over the Directivity Pattern", International Joint Conference on Computational Cybernetics and Technical Informatics (ICCC-CONTI), 2010 , pp. 131 - 135
- [VN,12]** A. Vesa, I. Nafornită, "Adaptive Beamforming applied for signals estimated with MUSIC Algorithm", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 57(71), Fascicola 2, 2012, pp. 20-24
- [VP,96] A. J. van der Veen, A. Paulraj, "An Analytical Constant Modulus Algorithm", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 44, no. 5, May 1996, pp. 1136 – 1155
- [Wei,03] Melvin M. Weiner, "Monopole Antennas", Marcel Dekker, Inc., New York, 2003
- [YN,03] I. S. Yetik, A. Nehorai, "Beamforming Using the Fractional Fourier Transform", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 51, No. 6, June 2003, pp. 1663-1668

BIBLIOGRAFIE CONSULTATĂ

- [1] H. Wang, M. Glesner, "Hardware implementation of smart antenna systems", *Advances in Radio Science*, 2006, vol. 4, pp. 185-188.
- [2] T. Murakami, Y. Ishida, "Fundamental frequency estimation of speech signals using MUSIC algorithm", *Acoustical Science and Technology*, vol. 22, no. 4, 2001, pp. 293-297.
- [3] L. C. Godara, "Beamforming in the Presence of Correlated Arrivals Using Structured Correlation Matrix", *IEEE Transaction on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. 38, no. 1, January 1990, pp. 1-15.
- [4] Jinho Choi, "Pilot Channel-Aided Techniques to Compute the Beamforming Vector for CDMA Systems with Antenna Array", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, September 2000, pp.1760-1775.
- [5] R.G. Pridham, R.A. Mucci, "Shifted Sideband Beamformer", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-27, no. 6, December 1979, pp. 713-722.
- [6] Thomas Barnard, "Two Maximum Entropy Beamforming Algorithms for Equally Spaced Line Arrays", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-30, no. 2, April 1982, pp. 175-189.
- [7] D. Johnson, S. DeGraaf, "Improving the Resolution of Bearing in Passive Sonar Arrays by Eigenvalue Analysis", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-30, no. 4, August 1982, pp. 638-647.
- [8] S.H. Leung, C. Barnes, "State-Space Realizations of Fractional-Step Delay Digital Filters with Applications to Array Beamforming", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-32, no. 2, April 1984, pp. 371-380.
- [9] T. Shan, T. Kailath, "Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-33, no. 3, June 1985, pp. 527-536.
- [10] B. Van Veen, R. Roberts, "A Framework for Beamforming Structures", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-35, no. 4, April 1987, pp. 584-586.
- [11] I. Yetik, A. Nehorai, "Beamforming Using the Fractional Fourier Transform", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 6, June 2003 , pp. 1663 – 1668.
- [12] J. Choi, R. Heath, "Interpolation Based Transmit Beamforming for MIMO-OFDM With Limited Feedback", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 11, November 2005, pp. 4125-4135.
- [13] L. Liu, H. Jafarkhani, "Novel Transmit Beamforming Schemes for Time-Selective Fading Multiantenna Systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 12, December 2006, pp. 4767-4781.
- [14] C. Gaudes, I. Santamaria, J. Via, E. Gomez, T. Paules, "Robust Array Beamforming With Sidelobe Control Using Support Vector Machines", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 2, February 2007, pp. 574-584.
- [15] Y. Eldar, A. Nehorai, P. La Rosa, "A Competitive Mean-Squared Error Approach to Beamforming", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 11, November 2007, pp. 5143-5154.

-
- [16] X. Zhou, S. Durrani, H. Jones, "Connectivity Analysis of Wireless Ad Hoc Networks With Beamforming", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 9, November 2009, pp. 5247-5257.
- [17] V. Havary-Nassab, S. Shahbazpanahi, A. Grami, "Joint Receive-Transmit Beamforming for Multi-Antenna Relaying Schemes", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 9, September 2010, pp. 4966 – 4972.
- [18] J. Wang, M. Payaro, "On the Robustness of Transmit Beamforming", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 11, November 2010, pp. 5933-5938.
- [19] Jinho Choi, "Opportunistic Beamforming With Single Beamforming Matrix for Virtual Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 3, March 2011, pp. 872-881.
- [20] F. Gholam, J. Via, I. Santamaria, "Beamforming Design for Simplified Analog Antenna Combining Architectures", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 5, June 2011, pp. 2373-2378.
- [21] Kevin Buckley, "Broad-Band Beamforming and the Generalized Sidelobe Canceller", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-34, no. 5, October 1986, pp. 1322-1323.
- [22] M. Wax, Z. Anu, "Performance Analysis of the Minimum Variance Beamformer", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, no. 4, April 1996, pp. 928-937.
- [23] H. Chen, S. Chan, "Adaptive Beamforming and DOA Estimation Using Uniform Concentric Spherical Arrays with Frequency Invariant Characteristics", *Journal of VLSI Signal Processing* 46, 15–34, 2007, pp. 15-34.
- [24] A. Hassanien, S. Vorobyov, "Transmit/Receive Beamforming for MIMO Radar with Colocated Antennas", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, April 19-24, 2009, pp. 2089-2092.
- [25] A. Tarighat, M. Sadek, A. Sayed, "A multi user beamforming scheme for downlink MIMO channels based on maximizing signal-to-leakage ratios", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, March 18-23, 2005, pp. 1129-1132
- [26] D. Swingler, R. Walker, "Line-Array Beamforming Using Linear Prediction for Aperture Interpolation and Extrapolation", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. 37, no. 1, January 1989, pp. 16-30.
- [27] H. Lee, M. Wengrovitz, "Resolution Threshold of Beam-space MUSIC For Two Closely Spaced Emitters", *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. 38, no. 9, September 1990, pp. 1545-1559.
- [28] W. Robertson, D. Pincock, "A New Architecture for Digital Time Domain Beamforming" *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-35, no. 12, December 1987, pp. 1761-1773.
- [29] A. Steinhardt, "The PDF of Adaptive Beamforming Weights" *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 5, May 1991, pp. 1232-1235.
- [30] M. Zoltowski, T. Lee, "Interference Cancellation Matrix Beamforming for 3-D Beam-space MLIMUSIC Bearing Estimation", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 8, August 1991, pp. 1858-1876.
- [31] D. Fuhrmann, "Application of Toeplitz Covariance Estimation to Adaptive Beamforming and Detection", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 10, October 1991, pp. 2194-2198.
- [32] B. Van Veen, "Minimum Variance Beamforming with Soft Response Constraints", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 9, September 1991, pp. 1964-1972.

-
- [33] R. Kozick, S. Kassam, "Coarray Synthesis with Circular and Elliptical Boundary Arrays", *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 1, no. 3, July 1992, pp. 391-405.
- [34] H. Ye, R. DeGroat, "A Generalized Sidelobe Canceller with Soft Constraints", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 40, no. 8, August 1992, pp. 2112 - 2116.
- [35] M. Ali, F. Schreib, "Adaptive Single Snapshot Beamforming: A New Concept for the Rejection of Nonstationary and Coherent Interferers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 40, no. 12, December 1992, pp. 3055 - 3058.
- [36] W. Youn, C. Un, "A Linearly Constrained Beamforming Robust to Array Imperfections", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 41, no. 3, March 1993, pp. 1425 - 1428.
- [37] T. Ohgane, T. Shimura, N. Matsuzawa, H. Sasaoka, "An Implementation of a CMA Adaptive Array for High Speed GMSK Transmission in Mobile Communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, no. 3, August 1993, pp. 282-288.
- [38] R. Sharma, B. Van Veen, "Large Modular Structures for Adaptive Beamforming and the Gram-Schmidt Preprocessor", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, no. 2, February 1994, pp. 448 - 451.
- [39] D. Feldman, L. Griffiths, "A Projection Approach for Robust Adaptive Beamforming", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, no. 4, April 1994, pp. 867 - 876.
- [40] T. Lee, "Efficient Wideband Source Localization Using Beamforming Invariance Technique", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, no. 6, June 1994, pp. 1376 - 1387.
- [41] M. Er, B. Ng, "A New Approach to Robust Beamforming in the Presence of Steering Vector Errors", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, no. 7, July 1994, pp. 1826 - 1829.
- [42] G. Fudge, D. Linebarger, "A Calibrated Generalized Sidelobe Canceller for Wideband Beamforming", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, no. 10, October 1994, pp. 2871 - 2875.
- [43] M. Viberg, B. Ottersten, A. Nehorai, "Performance Analysis of Direction Finding with Large Arrays and Finite Data", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, no. 2, February 1995, pp. 469 - 477.
- [44] F. Qian, B. Van Veen, "Partially Adaptive Beamforming for Correlated Interference Rejection", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, no. 2, February 1995, pp. 506 - 515.
- [45] G. Kautz, M. Zoltowski, "Performance Analysis of MUSIC Employing Conjugate Symmetric Beamformers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, no. 3, March 1995, pp. 737 - 748.
- [46] L. Castedo, A. Figueiras-Vidal, "An Adaptive Beamforming Technique Based on Cyclostationary Signal Properties", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, no. 7, July 1995, pp. 1637 - 1650.
- [47] F. Qian, B. Van Veen, "Quadratically Constrained Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, no. 8, August 1995, pp. 1890 - 1900.
- [48] George Serebryakov, "Direction-of-Arrival Estimation of Correlated Sources by Adaptive Beamforming", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.43, No. 11, November 1995, pp. 2782-2787

- [49] S. Affes, S. Gazor, Y. Grenier, "An Algorithm for Multisource Beamforming and Multitarget Tracking", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 44, No. 6, June 1996, pp. 1512-1522.
- [50] S. Gazor, S. Affes, Z. Grenier, "Robust Adaptive Beamforming via Target Tracking", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 44, No. 6, June 1996, pp. 1589-1593.
- [51] G. Kautz, M. Zoltowski, "Beamspace DOA Estimation Featuring Multirate Eigenvector Processing", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 44, no. 7, July 1996, pp. 1765 – 1778.
- [52] Christ Richmond, "A Note on Non-Gaussian Adaptive Array Detection and Signal Parameter Estimation", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 3, no. 8, August 1996, pp. 251 – 252.
- [53] J. Sala-Alvarez, G. Vazquez-Grau, "Statistical Reference Criteria for Adaptive Signal Processing in Digital Communications", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 45, No. 1, January 1997, pp. 14-31.
- [54] J. Riba, J. Goldberg, G. Vazquez, "Robust Beamforming for Interference Rejection in Mobile Communications" , *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 45, no. 1, January 1997, pp. 271 – 275.
- [55] A. Gershman, U. Nickel, J. Bohme, "Adaptive Beamforming Algorithms with Robustness Against Jammer Motion", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 45, no.7, July 1997, pp. 1878 – 1885.
- [56] E. Gonen, J. Mendel, "Applications of Cumulants to Array Processing—Part III: Blind Beamforming for Coherent Signals", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 45, no.9, September 1997, pp. 2252 – 2264.
- [57] D. Ward, Z. Ding, R. Kennedy, "Broadband DOA Estimation Using Frequency Invariant Beamforming" , *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 46, no. 5, May 1998, pp. 1463 – 1469.
- [58] Josepf Guerci, "Theory and Application of Covariance Matrix Tapers for Robust Adaptive Beamforming", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.47, No. 4, April 1999, pp. 977-985.
- [59] L. Godara, M. Sayyah Jahromi, "Limitations and Capabilities of Frequency Domain Broadband Constrained Beamforming Schemes", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 47, No. 9, September 1999, pp. 2386-2395.
- [60] S. Kapoor, S. Gollamudi, S. Nagaraj, Y-F. Huang, "Adaptive Multiuser Detection and Beamforming for Interference Suppression in CDMA Mobile Radio Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 48, No. 5, September 1999, pp. 1341-1355.
- [61] K. Harmanci, J. Tabrikian, J. Krolik, "Relationships Between Adaptive Minimum Variance Beamforming and Optimal Source Localization", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 48, no. 1, January 2000, pp. 1 – 11.
- [62] P. Karaminas, A. Manikas, "Super-Resolution Broad Null Beamforming for Cochannel Interference Cancellation in Mobile Radio Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 3, May 2000, pp. 689-697.
- [63] J-H. Lee, Y-T. Lee, W-H. Shih, "Efficient Robust Adaptive Beamforming for Cyclostationary Signals", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 48, No. 7, July 2000, pp. 1893-1901.
- [64] Y-Y. Wang, J-T. Chen, W-H. Fang, "Joint Estimation of DOA and Delay Using TST-MUSIC in a Wireless Channel" , *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 8, no. 2, February 2001, pp. 58 – 60.

-
- [65] J. Liu, A. Gershman, Z-Q. Luo, K. Wong, "Adaptive Beamforming With Sidelobe Control: A Second-Order Cone Programming Approach", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 10, no. 11, November 2003, pp. 331 – 334.
- [66] M-S. Lee, V. Katkovnik, Y-H. Kim, "System Modeling and Signal Processing for a Switch Antenna Array Radar", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.52, no. 6, June 2004, pp. 1513 – 1523.
- [67] C-J, Chen, L-C. Wang, "Suppressing Opposite-Direction Interference in TDD/CDMA Systems With Asymmetric Traffic by Antenna Beamforming" , *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 53, no. 4, July 2004, pp. 956 – 967.
- [68] O. Besson, F. Vincent, "Performance Analysis of Beamformers Using Generalized Loading of the Covariance Matrix in the Presence of Random Steering Vector Errors", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.53, No. 2, February 2005, pp. 452-459.
- [69] Y-F. Chen, S-S. Chi, "A RAKE Receiver Design for WCDMA FDD Uplink With an RLS-Based Adaptive Beamforming Scheme", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 54, No. 2, March 2005, pp. 508-515.
- [70] K. Bell, Y. Ephraim, H.L. Van Trees, "A Bayesian Approach to Robust Adaptive Beamforming", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 48, No. 2, February 2000, pp. 386-398.
- [71] M. Hawkes, A. Nehorai, "Acoustic Vector-Sensor Beamforming and Capon Direction Estimation", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 46, no.9, September 1998, pp. 2291 – 2304.
- [72] J-L. Yu, C-C. Yeh, "Generalized Eigenspace-Based Beamformers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, no. 11, November 1995, pp. 2453 – 2461.
- [73] B. Windrow, P. Mantey, L. Griffiths, B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 55, No. 12, December 1967, pp. 2143-2159.
- [74] M. Majid, T. Schmuland, M. Jamali, "Parallel implementation of the wideband DOA algorithm on single core, multicore, GPU and IBM cell BE processor", *Science Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, Vol. 2, No. 2, 2013, pp. 29-36.

SINTEZA PRIVIND LUCRĂRILE PROPRII

1. A. Vesa, A. Iozsa, "Directivity Pattern for Linear Arrays", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 53(67), Fascicola 2, 2008, pp. 173-176.
2. Andy Vesa, "The Radiation Pattern for Uniform Array Antennas", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 55(69), Fascicola 1, 2010, pp. 13-16.
3. A. Vesa, A. Iozsa, F. Alexa, "The influence of the Phase Current of a Linear Array over the Directivity Pattern", International Joint Conference on Computational Cybernetics and Technical Informatics (ICCC-CONTI), 2010, pp. 131 - 135.
4. A. Vesa, A. Iozsa, "Direction - of - Arrival Estimation for Uniform Sensor Arrays", 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC), Timișoara, Romania, Nov 11-12, 2010, pp. 249-252.
5. A. Iozsa, A. Vesa, "The ESPRIT algorithm. Variants and precision", 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC), Timișoara, Romania, Nov 11-12, 2010, p.165-168.
6. Andy Vesa, "Direction of Arrival Estimation using MUSIC and Root - MUSIC Algorithm", 18th Telecommunications forum TELFOR 2010 Serbia, Belgrade, November 23-25, 2010, pp. 582 - 585.
7. A. Vesa, F. Alexa, "A Comparison Between Radiation Pattern Characteristics for Array Antennas", 6th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI), 2011, pp. 111 - 115.
8. A. Vesa, F. Alexa, "Radiation Pattern Characteristics for 2D and 3D Uniform Array Antennas", International Conference on Wireless and Optical Communications (ICWOC), Chongqing, China, May 2-4, 2011, Vol. 04, pp. 339-342.
9. F. Alexa, A. Vesa, "Opening Angle of Main Lobe for Radiation Pattern of Uniform Array antennas", 17th International Conference on Soft Computing MENDEL 2011, Brno, Czech Republic Jun 15-17, 2011, pp. 427-431.
10. Andy Vesa, "Direction-of-Arrival Estimation in case of Uniform Sensor Array using the MUSIC Algorithm", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 56(70), Fascicola 2, 2011, pp. 40-43.
11. A. Vesa, "Interference rejection in direction of arrival estimation using linear array antenna", 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012, pp. 1221 - 1225.
12. A. Vesa, F. Alexa, "The Influence of Constructive Structure on Radiation Pattern for Planar Array Antennas", 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012, pp. 1243 - 1246.
13. A. Vesa, I. Naforniță, "Adaptive Beamforming applied for signals estimated with MUSIC Algorithm", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 57(71), Fascicola 2, 2012, pp. 20-24.