

Formarea adaptivă a fasciculului

Daba Adina¹, Gogoci Vlad², Filip Narcis³, Gal Cristian⁴

Cuprins:

1. Introducere
 - 1.1 Formatorul “întârzie-și-însumează”
 - 1.2 Suprimarea zgomotului
 - 1.2.1. Formatorul Griffiths-Jim
 - 1.2.2. Cazul formatorului Griffiths-Jim cu două microfoane
 - 1.2.3. Măsurători pentru evidențierea suprimării zgomotului
 2. Răspunsul nedeformat al dispersiei minime (RNDM)
 - 2.1 Introducere
 - 2.2 RNDM GCMARY
 - 2.3 Formatorul de fascicul Bayesian
 3. Adaptarea în spațiul razei (Adaptation in Beam Space)
 - 3.1 Alegerea vectorilor pondere
 - 3.2 Algoritm cu ortogonalizare proprie
 - 3.2.1 Problema de filtrare spațială
 - 3.2.2 Concluzii:
 4. Aplicații
 - 4.1 Sonar și Radar
 - 4.2 Explorarea marină
 - 4.3 GPS
 - 4.4 Antene “deștepte”
 - 4.5 LOFAR
 - 4.6 Concluzii
- Bibliografie

¹ Introducere

² Răspunsul nedeformat al dispersiei minime (RNDM)

³ Adaptarea în spațiul razei (Adaptation in Beam Space)

⁴ Aplicații

1.Introducere

Tehnica de formare adaptivă a fasciculului reprezintă o formă spațială de procesare adaptivă a semnalelor [1a]. Această tehnică poate fi aplicată în orice situație în care există surse multiple de semnal, fie că e vorba de semnal util, fie de zgomot.

Scopul formării adaptive a fasciculului este de a amplifica semnalul țintă și de a atenua zgomotele, pe baza existenței unui grup de senzori independenți. Acești senzori sunt situați în diferite locuri, în vederea captării semnalului util. Setul format din ieșirile senzorilor este eșantionat la un anumit moment de timp. Prin urmare, tehnica de formare adaptivă a fasciculului reprezintă o tehnică prin care se poate estima proprietățile spațiale ale sursei de semnal util.

Tehnicile de formare adaptivă a fasciculului au fost inițial dezvoltate în domeniul procesării semnalelor, în special pentru radar și sonar. Pentru sistemul radar, senzorii sunt reprezentați de antene ce sunt sensibile la undele electromagnetice. Pentru sonar, senzorii sunt reprezentați de hidrofoane care sunt sensibile la unde acustice.

1.1 Formatorul “întârzie-și-însumează”

O metodă clasică de formare adaptivă a fasciculului este formatorul “întârzie-și-însumează” (delay-and-sum). Această metodă se bazează pe întârzierea semnalelor de la ieșirea senzorilor, semnale care sunt apoi însumate. În Figura 1.1. este prezentată schema simplificată a unui formator “întârzie-și-însumează”.

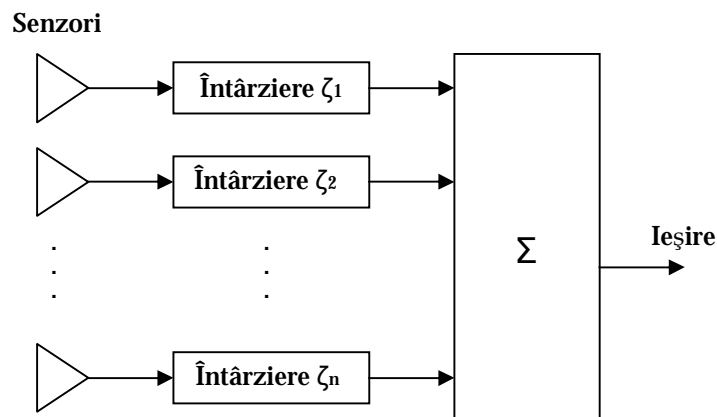


Figura 1.1. Formatorul “întârzie-și-însumează”

Metoda de formare a fasciculului prezentată în figura de mai sus este o metodă simplă și robustă și se bazează pe cunoașterea direcției sursei semnalului util, precum și pe absența zgomotelor.

Semnalul recepționat este captat de matricea de senzori. În general, o matrice este formată din doi sau mai mulți senzori, aranjați spațial și interconectați electric, cu scopul de a

obține un model de radiație direcțional. Performanțele unei matrici sunt determinate atât de geometria matricii și a modelelor, cât și de orientarea și polarizarea senzorilor.

Formatorul “întârzie-și-însumează” nu se ocupă de interferențele ce pot apărea, astfel încât, pentru obținerea unor rezultate satisfăcătoare, formatorul trebuie să fie adaptiv. Acest lucru înseamnă că formatorul va trebui să introducă zerouri pe direcția semnalului interferent pentru a mări raportul semnal pe zgomot al sistemului.

Conform [2a], în cadrul unui sistem de formare adaptivă a fasciculului se impune o calibrare exactă, datorită faptului că o eroare oricât de mică la orientarea vectorului pentru introducerea zerourilor, poate anula efectul dorit și deci interferențele nu mai pot fi eliminate.

1.2. Suprimarea zgomotului

Tehnica de formare adaptivă a fasciculului poate fi aplicată în toate cazurile în care există surse de semnal. Sursele de semnal se împart în două mari categorii și anume surse de semnal util, respectiv surse de zgomot, scopul formatorului adaptiv fiind de a amplifica semnalul util și de a atenua zgomotul.

1.2.1. Formatorul Griffiths-Jim

În vederea studierii unei metode de suprimare a zgomotului, în [3a] se pleacă de la descrierea formatorului de fascicul Griffiths-Jim, format dintr-o matrice de M senzori, după cum se poate vedea în Figura 1.2.1.

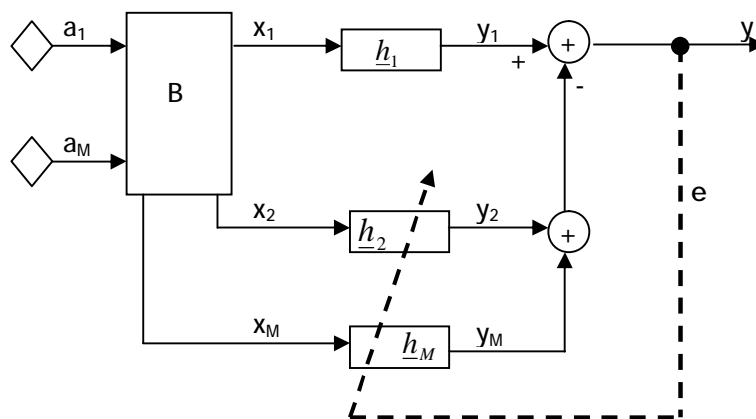


Figura 1.2.1. Formatorul Griffiths-Jim

La intrarea formatorului, cele M semnalele sunt transformate cu ajutorul unei matrici B într-un canal principal, x_1 , și $M-1$ canale auxiliare $x_2 \div x_M$. B este o matrice pătratică $M \times M$ organizată corespunzător satisfacerii relației (1).

$$x_m [t] = \sum_{i=1}^M b_{m,i} \cdot a_i [t] \quad (1)$$

Matricea B este introdusă în vederea împiedicării semnalului util să treacă prin canalele auxiliare, el fiind lăsat să treacă nemodificat doar prin canalul principal. Considerând matricea B de dimensiunile 3×3 , ea poate fi implementată ca în relația (2).

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Fiecare canal x_m conține un filtru cu răspuns finit la impuls (FIR), cu precizarea că filtrul corespunzător canalului principal este un filtru invariant în timp, proiectat să modeleze spectrul util, pe când filtrele corespunzătoare canalelor auxiliare sunt filtre adaptive, actualizate periodic în vederea minimizării puterii semnalului de la ieșirea formatorului, $y(t)$.

$$y[t] = y_1[t] - \sum_{m=2}^M y_m[t] \quad (3)$$

În cazul unei adaptări perfecte, la ieșirea formatorului se va afla doar semnalul util, componentele semnalelor din alte direcții fiind eliminate în totalitate de filtrele adaptive. Dacă presupunem că nu există nici o corelație între semnalul util și zgomot, ieșirea formatorului poate fi interpretată ca eroarea obținută în urma adaptării.

1.2.2. Cazul formatorului Griffiths-Jim cu două microfoane

În vederea exemplificării metodei de suprimare a zgomotului propusă în [4a], s-a considerat cazul particular al unui formator Griffiths-Jim cu două microfoane, unul pentru semnalul util și unul pentru zgomot.

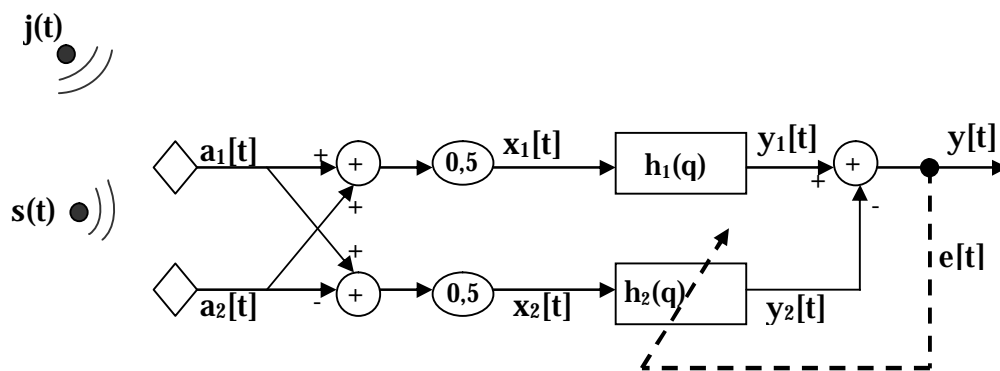


Figura 1.2.2. Formatorul Griffiths-Jim cu două microfoane

Matricea B corespunzătoare cazului $M=2$ microfoane este o matrice 2×2 cu elementele prezentate în relația (4).

$$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Se presupune că semnalul util sosește perpendicular pe matricea de senzori, deci sub un unghi de incidență $\theta = 0^\circ$, fapt ce înseamnă că semnalul ajunge simultan la ambele microfoane. Pe de altă parte, zgomotul ajunge la cele două microfoane sub un unghi de incidență θ nenul, obținându-se un defazaj τ între senzori.

Ieșirea formatorului Griffiths-Jim cu două microfoane, $y[t]$, care reprezintă și eroarea de adaptare $e[t]$, este dată de relația (5).

$$y[t] = h_1(q)s[t] + \frac{1}{2}[h_1(q)(1+q^{-d}) - h_2(q)(1-q^{-d})]j[t] \quad (5)$$

Din relația de mai sus se observă că funcția de transfer a semnalului util este doar $h_1(q)$, reprezentată de primul termen, cel de-al doilea termen fiind funcția de transfer a zgomotului. Pentru a se realiza suprimarea completă a zgomotului, acest ultim termen trebuie să se anuleze.

$$h_1(q)(1+q^{-d}) = h_2(q)(1-q^{-d}) \quad (6)$$

Conform relației de mai sus, filtrul optim va fi:

$$h_2^o(q) = \frac{(1+q^{-d})}{(1-q^{-d})} h_1(q) \quad (7)$$

Realizând o transformare Z asupra filtrului implementat de ecuația anterioară se va obține:

$$H_2^o(z) = \frac{(1+z^{-d})}{(1-z^{-d})} H_1(z) \quad (8)$$

Din relația (8) se observă că filtrul optim are un pol la $z=1$ și deci are un răspuns infinit la impuls. Dezavantajul care apare, constă în faptul că dacă se introduce pe canalul auxiliar $x_2[t]$, un filtru cu un pol adaptiv, zgomotul de frecvență joasă va fi puternic amplificat pe canalele auxiliare.

Soluția propusă în [4a] pentru eliminarea acestui dezavantaj este de a include un zero filtrului semnalului util, pentru a împiedica apariția semnalelor de frecvență joasă la ieșirea canalului principal.

Prin urmare, transformata Z a filtrului corespunzător semnalului util va fi:

$$H_1(z) = (1-z^{-1})\overline{H}_1(z) \quad (9)$$

Înlocuind în relația (8), vom obține expresia pentru filtrul optim corespunzător canalului auxiliar.

$$H_2^o(z) = \frac{(1+z^{-d})}{(1-z^{-d})} (1-z^{-1}) \overline{H_1}(z) \quad (10)$$

În cazul în care $d = 1$, situație care apare dacă zgomotul sosește sub un unghi de incidență $\theta = 90^\circ$, filtrul optim va deveni un filtru cu răspuns finit la impuls. În acest caz, zgomotul de la ieșirea formatorului poate fi suprimat în totalitate.

1.2.3. Măsurători pentru evidențierea suprimării zgomotului

Datele inițiale de la care se pornește [4a] pentru determinarea suprimării zgomotelor presupun existența unui formator adaptiv cu $M = 4$ microfoane și cu filtre cu $N = 10$ coeficienți. Distanța dintre două microfoane alăturate este de 2 cm, pentru a împiedica producerea interferențelor spațiale la frecvența de eșantionare de 16 kHz. Pentru realizarea măsurătorilor, sistemul este plasat într-o cameră care nu produce ecou. De asemenea nu se folosește nici un semnal util ci doar un zgomot alb gaussian de bandă limitată.

Pentru evidențierea utilității metodei propuse, se studiază două cazuri, primul constând în introducerea unei simple întârzieri, $h_1(q) = q^{-l}$, iar cel de-al doilea caz constând în introducerea unui zero, cele două cazuri fiind prezentate în Figura 1.2.3.

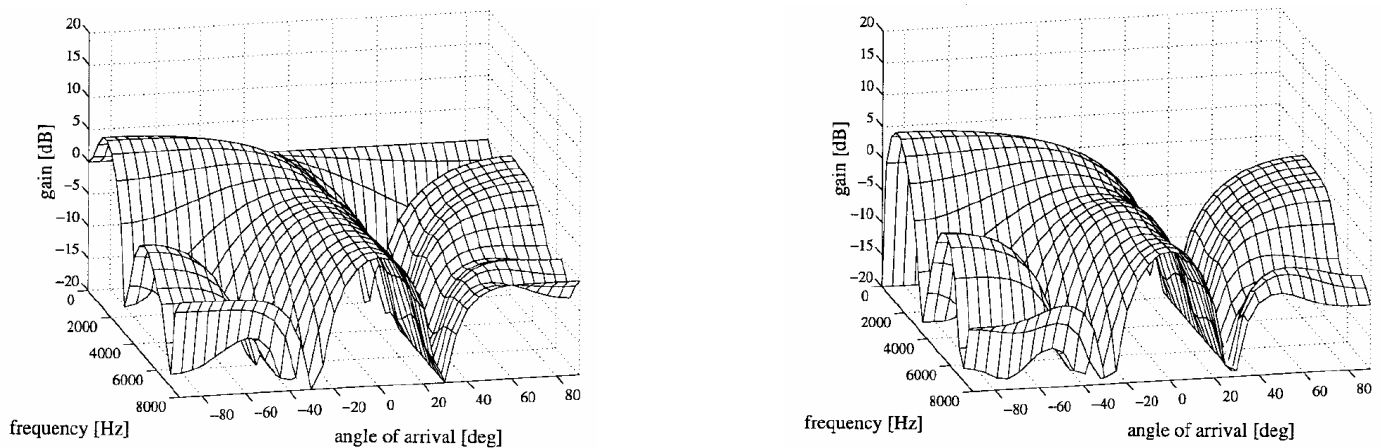


Figura 1.2.3. Evidențierea suprimării zgomotului

În primul caz, prezentat în graficul din stânga, formatorul nu este capabil să suprime componentele de joasă frecvență ale zgomotului. În cel de-al doilea caz, prezentat în graficul din dreapta, formatorul suprimă toate componentele de joasă frecvență ale zgomotului. De asemenea, în acest caz se realizează și o atenuare a semnalului util în zona frecvențelor joase, dar acest lucru se poate împiedica prin creșterea numărului de coeficienți ai filtrului.

În Figura 1.2.4. este prezentată suprimarea zgomotului în funcție de diferite unghiuri de incidență, comparativ cu câștigul inițial al formatorului, înainte de adaptare.

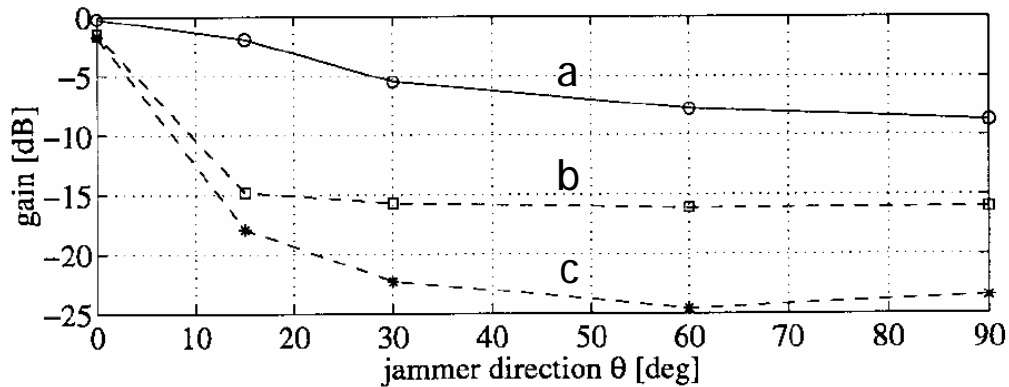


Figura 1.2.4. Comparație tehnici pentru suprimarea zgomotului

În figura de mai sus, graficele notate cu a, b, c se referă la a – câștigul inițial al formatorului, înainte de adaptare, b – câștigul formatorului după adaptare dacă se folosește doar o întârziere, iar c – câștigul formatorului după adaptare dacă se folosește introducerea explicită a unui zero.

După cum se poate observa din Figura 1.2.4, introducerea unui zero, ca soluție de suprimare a zgomotului în cazul formării adaptive a fasciculelor, este o soluție bună, performanțele sistemelor care o utilizează fiind superioare celor care implementează o simplă întârziere.

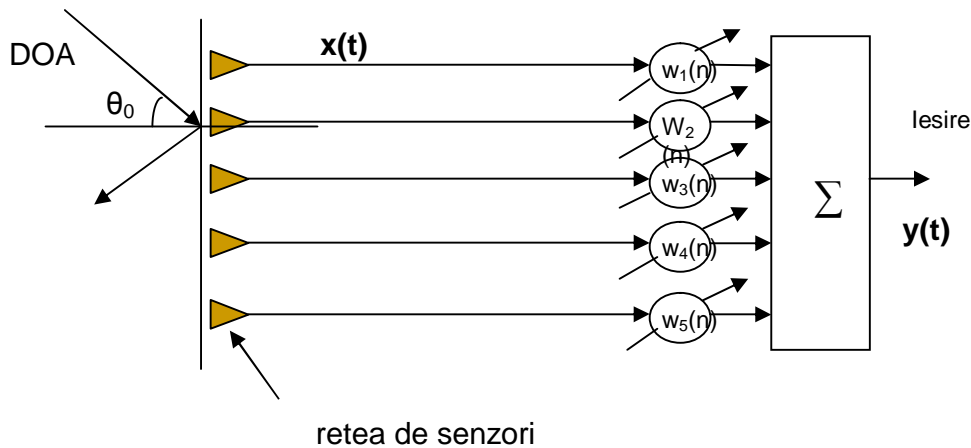
2. Răspunsul nedeformat al dispersiei minime (RNDM)

2.1 Introducere

Un formator de fascicul mai complex și cu performanțe mai bune decât formatorul “întârzie-și-însumează” este formatorul adaptiv de fascicul cu răspuns nedeformat al dispersiei minime.

Răspunsul nedeformat al dispersiei minime (RNDM) se referă la problema identificării unui filtru liniar, care să minimizeze dispersia la ieșirea sa, dar păstrând în același timp un răspuns nedistorsionat către un vector direcție de intrare specific. [6v].

Se consideră problema estimării unei forme de undă a unui semnal de bandă îngustă incident, din direcția de sosire (DOA - Direction-of -Arrival) θ_0 , pe o rețea de N senzori, în prezența zgomotului și a interferențelor. Această situație este ilustrată în figura următoare:



Semnalele recepționate de la senzori sunt:

$$x(t) = a(\theta_0)s_0(t) + \sum a(\theta_i) s_i(t) + n(t) \quad (2.1)$$

unde:

$a(\theta_i)$ - vectorul de ghidare, de dimensiune $N \times 1$, în direcția θ_i

$s_0(t)$ - semnalul dorit

$s_i(t)$, $i=1, \dots, d$ - semnale de interferență

$n(t)$ - vector, de dimensiune $N \times 1$, al zgomotului aditiv

Relația (2.1) se poate scrie pe scurt:

$$x(t) = s(t) + i(t) + n(t) \quad (2.2)$$

Ieșirea formatorului de fascicul este o estimare liniară a semnalului dorit:

$$y(t) = w^H x(t) \quad (2.3)$$

unde:

w^H - transpoziția hermitiană (transpoziție combinată cu conjugata complexă) a vectorului ponderilor.

În formarea adaptivă a fasciculului de tip RNDM, ponderile w sunt alese astfel încât să minimizeze puterea de ieșire a acestuia, $E\{|y(t)|^2\}$, menținând în același timp un răspuns nedistorsionat în direcția semnalului dorit [1v].

Ponderile pot fi găsite din următoarea relație:

$$\min E\{|y(t)|^2\} = \min w^H R_x w \quad (2.4)$$

$$\text{satisfacând simultan relația: } a(\theta_0)w = 1 \quad (2.5)$$

$$R_x \text{ reprezintă matricea de autocorelație: } R_x = E\{x(t)x(t)^H\} \quad (2.6)$$

$$\text{Notă: } E\{|y(t)|^2\} = w^H E\{x(t)x(t)^*\} w = w^H R_x w;$$

$E\{.\}$ - reprezintă speranța matematică

Ponderile filtrului RNDM sunt date de relația:

$$w = \frac{R_x^{-1} a(q_0)}{a(q_0)^H R_x^{-1} a(q_0)} \quad (2.7)$$

În cazurile practice, matricea de autocorelație R_x nu este cunoscută, ponderile formatorului de fascicul fiind implementate prin substituție cu o estimare a lui R_x , cum ar fi matricea de corelație a eșantioanelor obținută din K instantanee a datelor de intrare [1v].

$$\hat{R}_K = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K x(t_i)x(t_i)^H \quad (2.8)$$

În acest caz ponderile filtrului vor fi date de următoarea formulă:

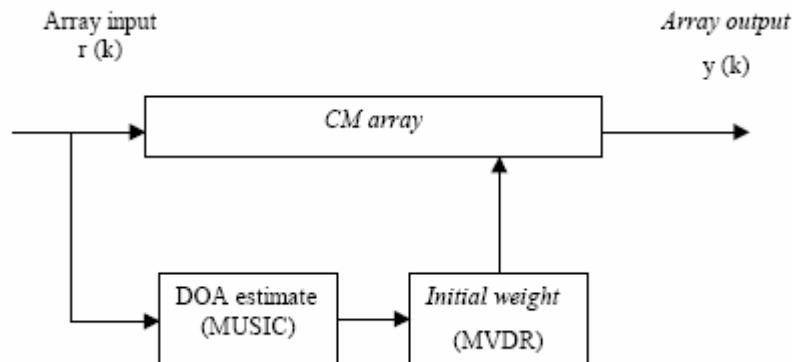
$$w = \frac{\hat{R}_K^{-1} a(q_s)}{a(q_s)^H \hat{R}_K^{-1} a(q_s)} \quad (2.9)$$

2.2 RNDM GCMARY

Pentru evidențierea performanțelor unui sistem utilizând formatorul RNDM, în [5v] se prezintă o simulare a RNDM - CMARY, folosit pentru separarea semnalului provenit dintr-un canal cu fading.

Algoritmul modul constant (AMC) a fost introdus ca un algoritm potrivit pentru compensarea fading-ului și a bruiajului (jamming) semnalelor cu anvelopă constantă. Matricea modul constant (CMARY- Constant modulus array) este o formare “oarbă” a fasciculului, capabilă să recupereze un semnal de bandă îngustă dintre sursele alăturate canalului, fără a folosi un semnal inițial de antrenare și o cunoaștere explicită a configurației matricii. Ea are configurație convențională de tip “ponderare și sumă” a formatorului de fascicul și ponderile sale sunt adaptate de algoritmul AMC.

Pentru a controla procesul de captură, ponderile inițiale ale matricii ar trebui controlate sau ghidate astfel încât semnalul dorit să aibe o putere dominantă la ieșirea matricii și CMARY să-l captureze. Principiul prezentat este implementarea matricii ghidate cu modul constant (GCMARY). Unghiul de sosire poate fi estimat cu algoritmul MUSIC (multiple signal classification). Ponderile inițiale ale matricii ghidate sunt procesate de algoritmul RNDM, pentru refacerea semnalului dorit, în acest caz matricea de modul constant se numește RNDM-GCMARY și are schema din figură:



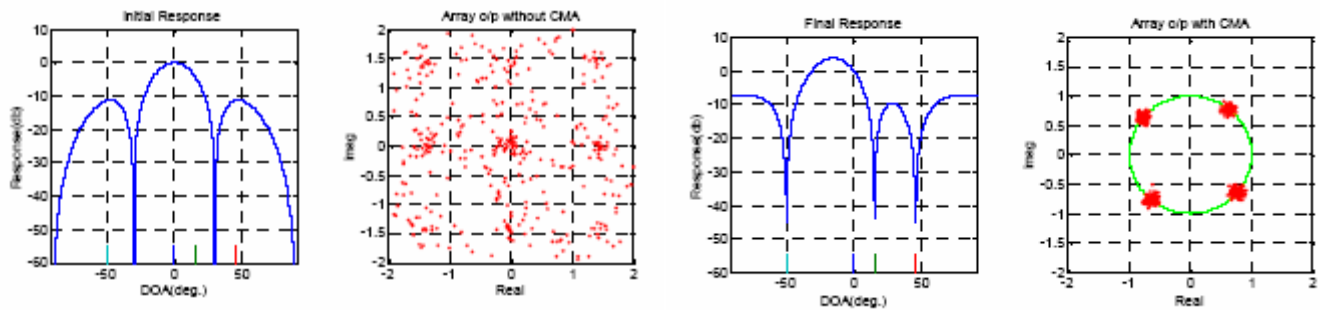
Combi-nația RNDM-CMARY forțează semnalul dorit să aibe putere maximă, la ieșirea matricii și matricea CMARY îl va captura.

Dacă semnalul ce sosește din direcția de sosire (θ_1) este cel dorit și dacă s_1 nu are o putere dominantă la ieșirea matricii, CMARY (fără RNDM) va captura interferențele și poate rejecta semnalul dorit. Pe de altă parte, dacă vectorul de ponderare este bazat doar pe RNDM (fără modul constant) semnalul capturat va fi distorsionat de către răspunsul canalului variabil în timp. Dacă însă formatorul de fascicul RNDM este combinat cu CMARY, pentru a forma RNDM-GCMARY, RNDM va captura semnalul distorsionat, iar procesorul modul constant se va comporta ca un egalizor ce anulează distorsiunea cauzată de canalul variabil în timp, încercând să mențină proprietatea de modul constant a semnalului.

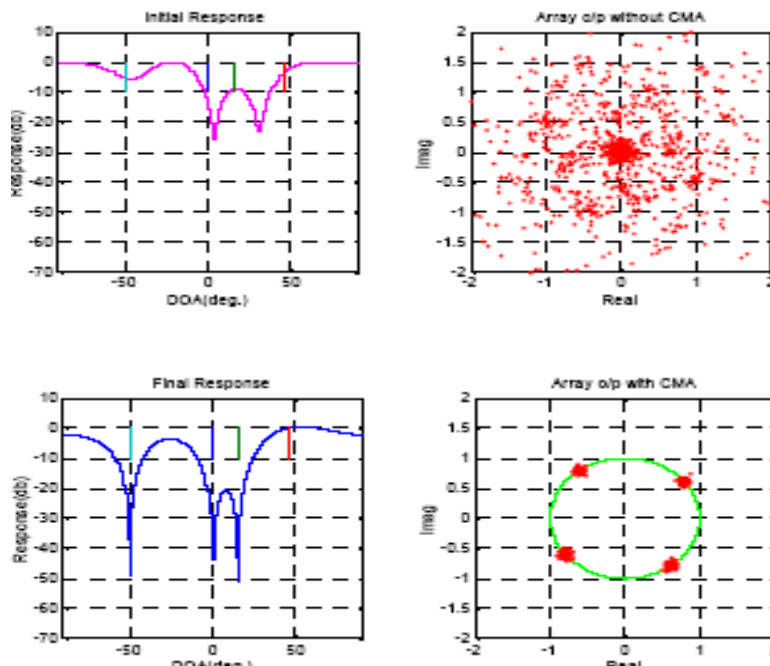
Pentru a evidenția performanțele RNDM se analizează 2 situații:

1. Surse staționare

Se consideră 4 semnale necorelate, fiecare având câte 1000 de eșantioane. Ele sunt incidente pe o antenă sub unghiuri de $-50^\circ, 0^\circ, 45^\circ, 15^\circ$. $RSZ=20\text{dB}$. Zgomotul se consideră aditiv alb cu distribuție Gaussiană, de medie nulă și dispersie unitară. Semnalul dorit sosește sub un unghi de 45° . În figură se prezintă performanțele CMARY, matricea capturând un semnal nedorit ce sosește sub un unghi de 0° .



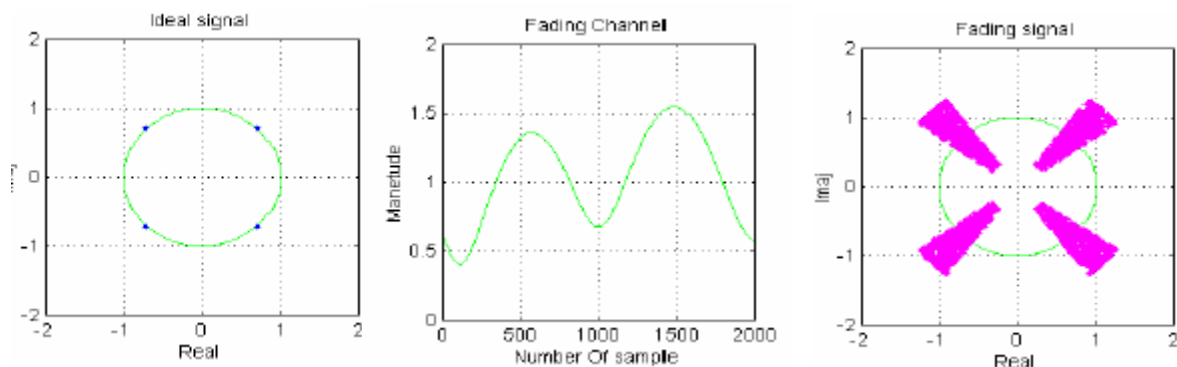
În figura următoare se prezintă performanțele RNDM-GCMARY, ce capturează semnalul dorit:



2. Canal Rayleigh cu fading

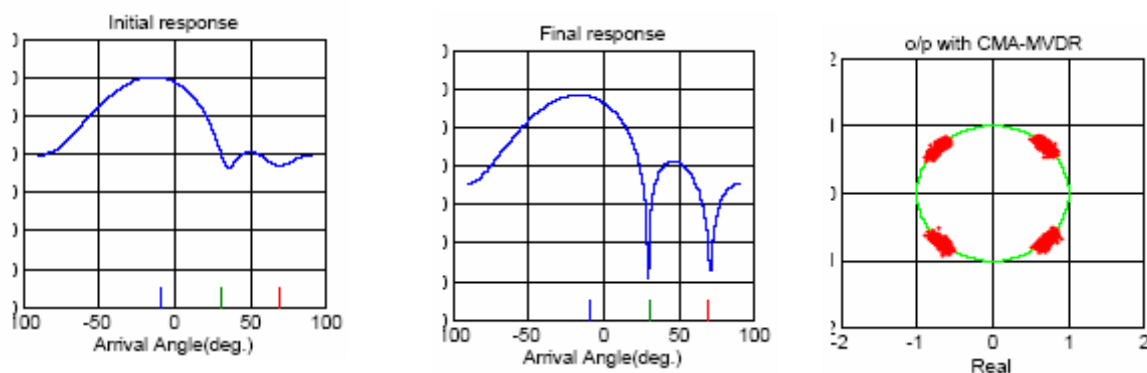
Se consideră 4 semnale necorelate, fiecare având câte 1000 de eșantioane. Ele sunt incidente pe o antenă sub unghiuri de $-10^\circ, 30^\circ, 70^\circ$. $RSZ=20\text{dB}$. Zgomotul se consideră aditiv alb cu distribuție Gaussiană, de medie nulă și dispersie unitară. Semnalul dorit sosește sub un unghi de -10° .

În figura următoare se arată semnalele afectate de fadingul Rayleigh:



a) semnalul transmis b) răspunsul canalului variabil în timp c) semnalul atenuat

În figura de mai jos se prezintă răspunsul matricii RNDM-GCMARY într-un canal cu fading Rayleigh. Se poate observa că efectul de atenuare (fading) a dispărut de la ieșire, de asemenea este capturat semnalul dorit și sunt egalizate variațiile de amplitudine cauzate de fading.



2.3 Formatorul de fascicul Bayesian

Filtrul RNDM poate reacționa diferit în funcție de orientarea sa față de sursă:

- n Dacă direcția de sosire a sursei (DSS) este cunoscută → formatorul de fascicul RNDM asigură o versiune nedistorsionată a semnalului, suprimând în același timp zgomotul și interferențele.
- n Dacă direcția de căutare a formatorului de fascicul și DSS nu corespund → poate apărea o degradare semnificativă a performanței, în special la un raport semnal/zgomot ridicat.

Acest lucru este echivalent cu a spune că, dacă vectorul de ghidare, θ_s , nu este același cu DSS θ_0 , atunci RNDM poate suferi o degradare semnificativă a performanțelor. Cauza este

că formatorul de fascicul păstrează toată energia într-un singur subspațiu unidimensional al vectorului de ghidare, minimizând în schimb energia rămasă subspațiul N-1 dimensional ortogonal. Atunci când adevărata DSS a semnalului nu se potrivește cu vectorul de ghidare, va fi conservată doar aceea porțiune din semnal, care este în subspațiul constrâns. Porțiunea rămasă se comportă ca și interferență, iar formatorul de fascicul va încerca să o minimizeze împreună cu restul zgomotului și a interferențelor.

Au fost propuse mai multe tehnici pentru îmbunătățirea preciziei de indicare:

- § abordarea *energiei maxime*. Formatorul de fascicul RNDM este scanat peste un șir de direcții posibile de sosire a sursei și se aleg ponderile care maximizează puterea de ieșire. Acest lucru este echivalent cu folosirea algoritmului de găsire a direcției pentru a estima θ_s și apoi înlocuirea DSS estimate pentru direcția de căutare.
- § *formatoarele de fascicul Eigenspace (ES)* corectează vectorul de ghidare presupus, proiectându-l pe un subspațiu al semnalului estimat plus interferențe. Această metodă se comportă bine atunci când pot fi obținute estimări bune ale subspațiului semnal plus interferențe, dar în rest are performanțe mediocre.

În [1v] se prezintă un formator adaptiv de fascicul, care este robust la incertitudinea direcției de sosire a sursei, ce este obținut prin folosirea unei abordări Bayesiene.

Se presupune că θ este un parametru aleator, având funcția densității de probabilitate a-priori, $p(\theta)$, care reflectă nivelul de incertitudine în DSS.

Estimarea erorii minime de medie pătratică a semnalului dorit, este media condiționată a $s_0(t)$ dată de x_L :

$$y(t) = E\{s_0(t) | X_L\} = E\{E\{s_0(t) | X_L, \theta\}\} = \sum_{i=1}^M p(\theta_i | X_L) E\{s_0(t) | X_L, \theta_i\} \quad (2.10)$$

unde:

x_L - reprezintă L instantanee ale vectorului de date recepționate, luate la momentele de timp t_1, \dots, t_L

$p(\theta_i | X_L)$ - funcția densității de probabilitate a-posteriorii a lui θ

$$p(\mathbf{q}_i | x_L) = \frac{p(\mathbf{q}_i) p(\mathbf{q}_i | x_L)}{\sum_{k=1}^M p(\mathbf{q}_k) p(\mathbf{q}_k | x_L)} \quad (2.11)$$

$$\Rightarrow y(t) = \sum_{i=1}^M p(\mathbf{q}_i | x_L) w_{MS}^H(\mathbf{q}_i) x(t) \quad (2.12)$$

Făcând o presupunere Gaussiană , $p(\theta_i | X_L)$ este o densitate gaussiană cu medie zero și covarianța dată de relația:

$$R_x(q_i) = s_s a(q_i) a(q_i)^H + R_n \quad (2.12)$$

unde R_n reprezintă matricea de corelație a interferențelor plus zgomot

Când **nu există interferențe**, $R_n = \sigma^2_n I$, funcția densității de probabilitate are forma:

$$p(q_i | x_L) = \frac{p(q_i) \exp\{bLa(q_i)^H \hat{R}_L a(q_i)\}}{\sum_{k=1}^p p(q_k) \exp\{bLa(q_k)^H \hat{R}_L a(q_k)\}} \quad (2.13) \quad \beta\text{- funcție monotonă și crescătoare a raportului S/Z}$$

La un RSZ : - *ridicat*, $p(\theta_i | X_L)$ va avea un vârf lângă adevărata direcție de sosire a sursei, formatorul Bayesian transformându-se într-unul RNDM

- *scăzut*, $p(\theta_i | X_L)$ va fi relativ plat pentru toate DSS

În prezența interferențelor, $p(\theta_i | X_L)$ va fi o funcție de R_n , care este necunoscută. În locul aproximării lui $p(\theta_i | X_L)$, se definește o funcție de ponderare dependentă de datele de intrare:

$$q(q_i | x_L) = \alpha p(q_i) \exp\{bL(a(q_i)^H \hat{R}_L^{-1} a(q_i))^{-1}\} \quad (2.14) \quad \alpha\text{- constantă de normalizare}$$

Această funcție asigură performanțe mai bune ca cea din relația (2.13), atunci când sunt prezente interferențe.

În (2.13), β era o funcție a raportului semnal/zgomot, care nu este de obicei cunoscut, însă β poate fi privit și ca o variabilă care poate fi modificată pentru a regla răspunsul formatorului de fascicul, la raportul semnal/zgomot al sursei.

Ponderile pentru formatorul de fascicul Bayesian sunt calculate cu relația:

$$w_B = \sum_{i=1}^M q(q_i | x_L) w_{MV}(q_i) \quad (2.15)$$

3. Adaptarea în spațiul razei (Adaptation in Beam Space)

Punctul de plecare referitor la adaptarea în spațiul razei este blocul MVDR (Minimum Variance Distortionless Response), prezentat în capitolul 2, adică blocul care oferă un răspuns nedistorsionat și cu variații minime. Acest bloc realizează adaptarea direct în spațiul datelor.

Procesul de adaptare, de eliminare a interferențelor se poate de asemenea realiza și în spațiul razei. Pentru a realiza aceasta, datele de intrare, recepționate prin intermediul unor senzori, sunt transferate în spațiul razei, prin intermediul unei rețele formatoare de raze ortogonale multiple. Razele de la ieșirea acestei rețele se numesc “porturi ale razelor”. Schema bloc se poate observa în figura de mai jos:

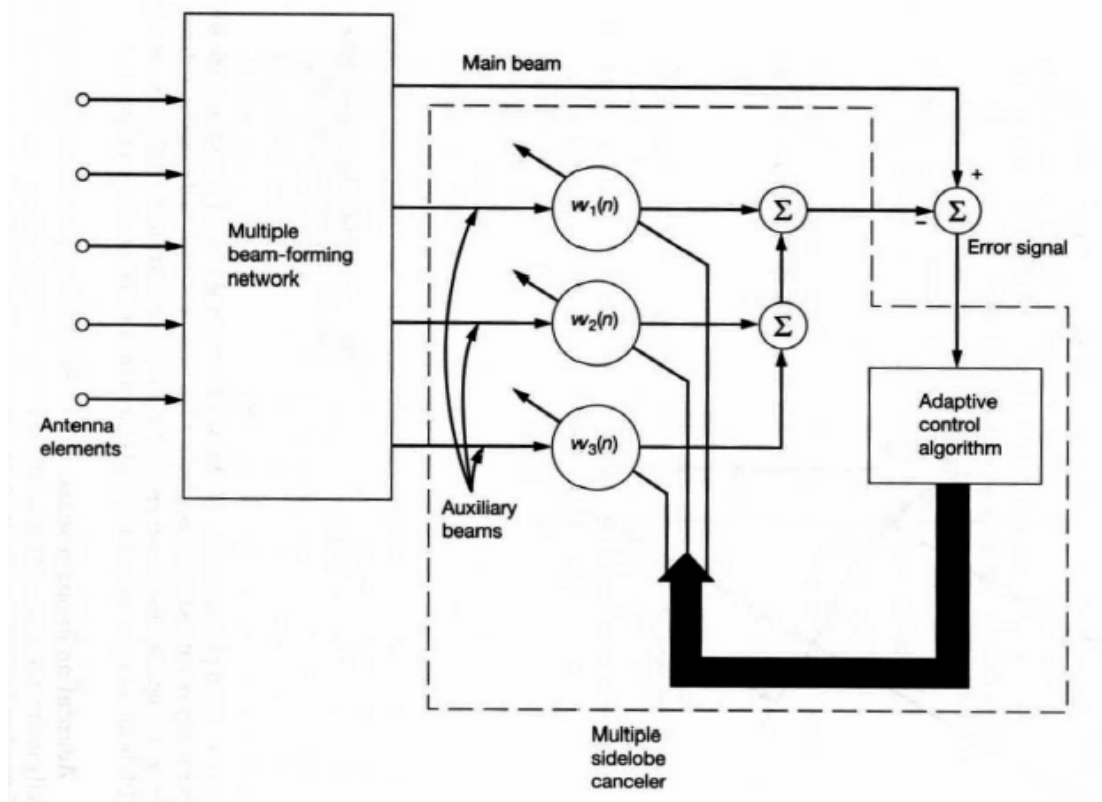


Fig 3.1 Schema bloc a unui combinator adaptiv

Raza principală (main beam) și razele secundare (auxiliary beams), obținute după rețeaua ortogonală, sunt apoi aplicate unui sistem care elimină lobiile spectrale laterali, care de fapt elimină interferențele provenite de pe trasee diferite și necunoscute.

Dacă luăm în considerare o undă plană care ajunge la lanțul de senzori, la ieșirea acestora vom avea:

$$A(\mathbf{j}, \mathbf{a}) = \sum_{n=-N}^N e^{jn\mathbf{f}} e^{-jn\mathbf{a}}$$

unde $M=(2N+1)$ este numărul total de senzori, ϕ este unghiul electric care are legătură directă cu θ , iar α este o constantă numită factorul uniform de fază. Dacă se consideră relația de mai sus și:

$$j = p \sin q \quad \text{și} \quad A(j, a) = \frac{\sin\left[\frac{1}{2}(2N+1)(j-a)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(j-a)\right]}$$

Pentru a genera un set de raze ortogonale se vor considera următoarele valori pentru factorul α :

$$a = \frac{p}{2N+1} k, k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm 2N-1$$

În figura 3.2 vom avea un exemplu pentru $M=2N+1=5$. Se știe că razele ortogonale generate reprezintă $2N$ direcții diferite de analiză. Din numărul total de raze una va fi raza principală iar celelalte vor fi raze secundare, fiecare dintre acestea vor avea “un zero” pe direcția de analiză a razei principale. Vectorii pondere vor modifica în asemenea fel razele auxiliare încât raza rezultată, care va fi scăzută din raza principală, să realizeze eliminarea perturbațiilor nedorite.

În cazul de mai sus se vor obține $2N-1$ “zerouri”, dar pentru a obține $2N$ “zerouri” va trebui să folosim pentru α următoarele valori:

$$a = \frac{p}{2N-1} k, k = 0, \pm 2, \dots, \pm 2N$$

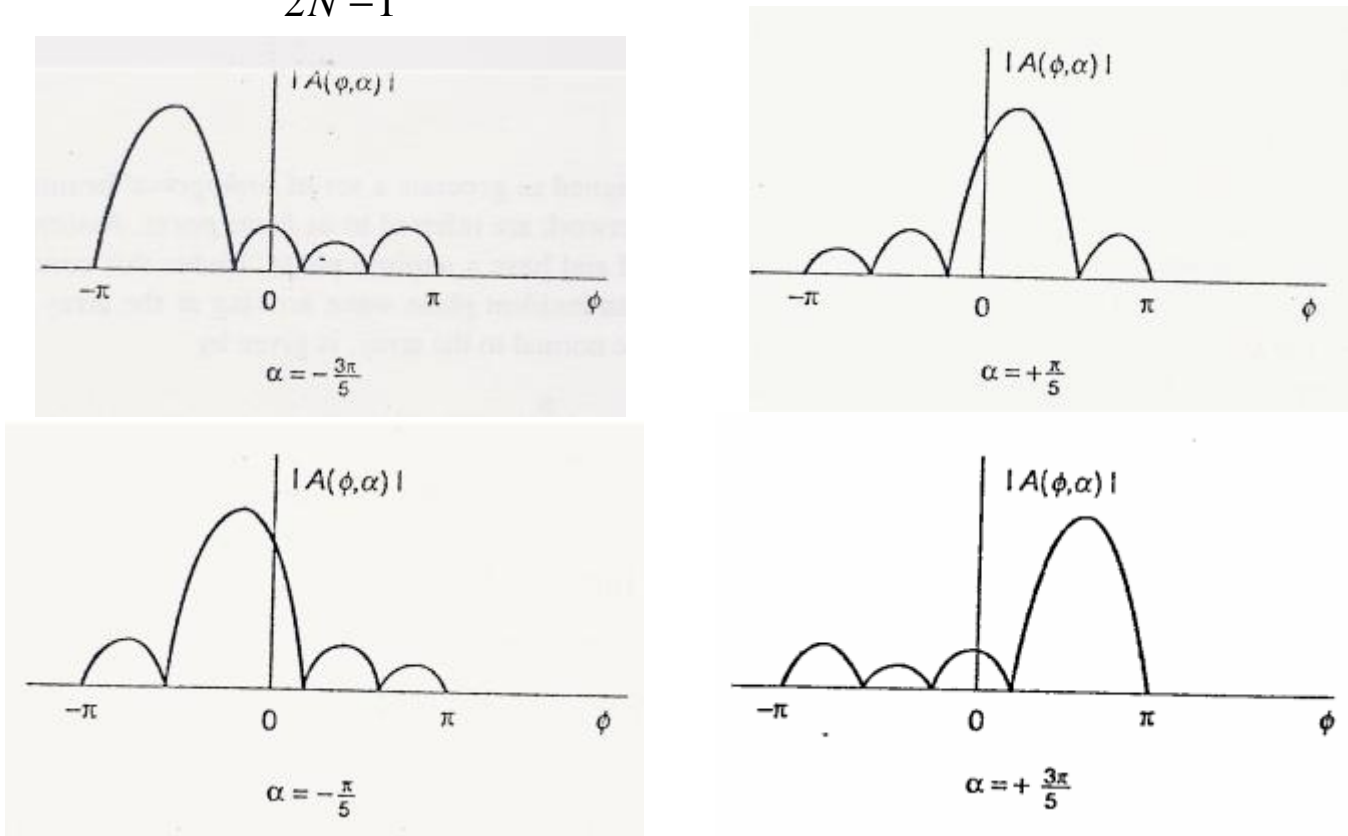


Fig. 3.2 Variația $A(\phi, \alpha)$ funcție de ϕ și α

3.1 Alegerea vectorilor pondere

Pentru a observa cum se aleg vectorii pondere trebuie să pornim de la schema bloc din figura 3.3. În prima fază vom împărți aceasta schema bloc în 2 părți. Prima dintre ele se poate observa în figura de mai jos și conține în interiorul ei vectorii pondere.

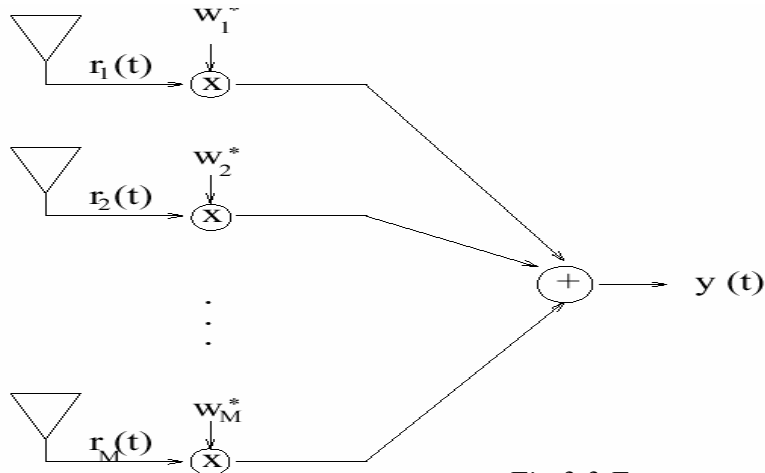


Fig 3.3 Formarea razei

Ieșirea formatorului de rază este de fapt o combinație liniară a tuturor razelor care ajung la antene. Relația care caracterizează unda rezultantă este:

$$y(t) = \sum_{m=1}^M w_m^* r_m(t) \quad \text{sau} \quad y(t) = w^H r(t)$$

unde w este vectorul pondere și r este vectorul de semnal.

Numărul antenelor de recepție dă precizia formatorului de rază. Astfel există și structuri geometrice diferite ca de ex: liniare, circulare, eliptice, în formă de Y, neregulate dar cel mai des se folosesc cele liniare.[4n]

Dacă în sistemul prezentat mai sus considerăm că avem M antene omnidirecționale, atunci putem calcula cu ușurință întârzierea cu care o rază ajunge din direcția θ , perpendicular pe unul din elementele antenei:

$$t_m(q) = \frac{c}{d} (M - 1) \cos(q)$$

unde c este viteza luminii și d distanța dintre elementele antenei. Semnalul indus pe elementul pe care a căzut raza incidentă este:

$$r(t) e^{j2\pi f_c (t + t_m(q))}$$

A doua parte corespunde totodată cu alegerea factorilor de pondere, pentru care există în principal două metode:

- Toți coeficienții au aceeași mărime și doar faza dă direcția **à** răspunsul unitar în direcția de observare
- Anularea unei raze care sosește pe o direcție cunoscută **à** răspuns zero în direcția de observare, dar SNR nu este max

Diferențele dintre cele două se poate observa în figurile de mai jos:

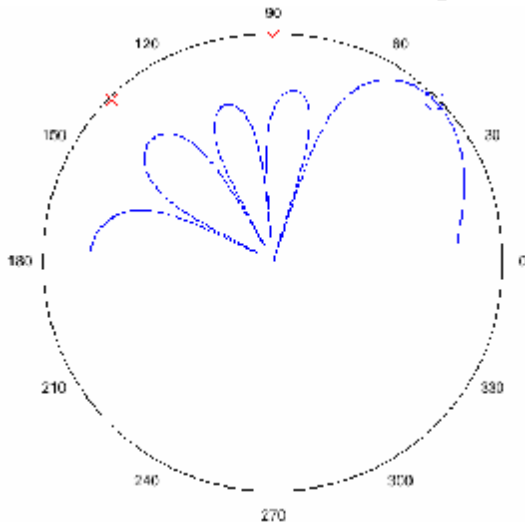


Fig 3.4 Formatorul conventional (O dorit, X interferente)

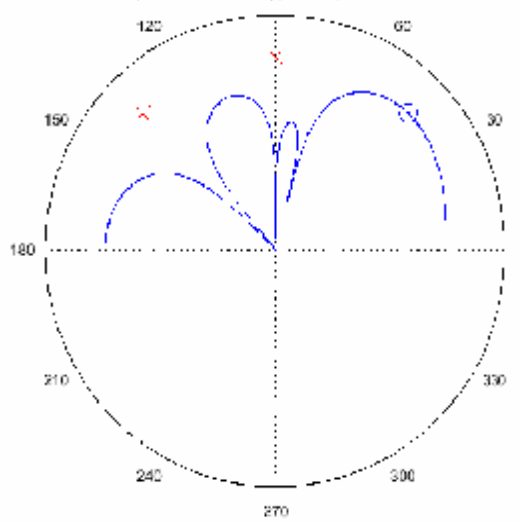


Fig 3.5 Formatorul de zero (O dorit, X interferente)

În continuare ne vom îndrepta atenția spre metoda MMSE (Minimum Mean-Square Error), minimul erorii medii pătratice. Un semnal de eroare este generat din semnalul de referință:

$$e(t) = ref(t) - w^H r(t)$$

Factorii pondere sunt astfel aleși încât să minimizeze eroarea medie pătratică (MSE):

$$MSE = E\left[|b(t) - w^H r(t)|^2\right]$$

Dacă gradientul lui MSE=0, rezultă factorii care minimizează această eroare. Astfel avem relațiile de mai jos:

$$R = E\left[r(t)r^H(t)\right] \quad \text{și} \quad z = E\left[b(t)r(t)\right]$$

unde R și z sunt matrici de corelație.

Ponderile mai depind și de unghiul de incidență θ :

- Dacă $\theta = 90$ atunci răspunsul este zero și semnalul va fi suprimat
- Dacă θ este aproape de 0, semnalul nu mai este suprimat.

Există diferite metode de aproximare a direcției de incidență:

1. *Estimare spectrală*: se calculează spectrul și se determină maximul local (Asemănător: se ghidează o rază într-o direcție și se măsoară puterea de ieșire)
à cea mai cunoscută este metoda bazată pe MVDR

2. *Metoda structurii proprii*: spațiul lui R se împarte în 2 subspații unul al semnalului util și unul al zgomotului, vectorii acestor subspații fiind ortogonali. Valorile “proprii” ale subspațiului de zgomot sunt mai mici decât cele ale subspațiului de semnal

à cea mai cunoscută metodă este MUSIC. (Se caută zgomotele și direcțiile se găsesc având în vedere ortogonalitatea semnal / zgomot)

Dacă la recepție avem semnale corelate se folosesc alte scheme bloc pentru aceste semnale. Un exemplu este receptorul Rake, dar cu toate acestea receptorul Rake nu poate fi considerat un formator de raze pentru că nu realizează filtrare spațială.

3.2 Algoritm cu ortogonalizare proprie

3.2.1 Problema de filtrare spațială

Se consideră un set de N senzori și problema filtrării spațiale constă în optimizarea câștigului într-o anumită direcție dorită, dar în același timp și realizarea unei atenuări cât mai mari în celelalte direcții. Criteriul de optimizare care se folosește în acest caz este algoritmul MSE (mean square error) care conduce la soluția Wiener – Hopf:

$$x(t) = s(t)a(q_0) + \sum_{i=1}^{N_u} u_i(t)a(q_i)$$

unde $a(\theta)$ sunt vectori de ghidare și $x(t)$ reprezintă semnalul recepționat.

Dacă se consideră cazul particular al unor receptori liniari, numiți ULA (Uniform Linear Array), avem o formulă particulară pentru vectorii de ghidare, și anume:

$$a(q) = [1, e^{jkd \sin(q)}, \mathbf{K}, e^{j(N-1)kd \sin(q)}]$$

În figura de mai jos avem graficul unui ULA:

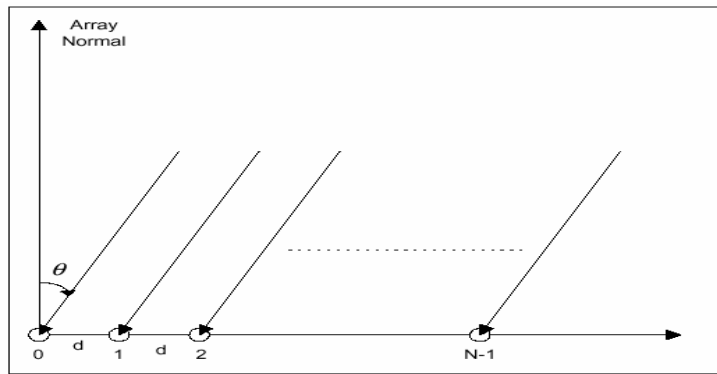


Fig 3.6 Matrice uniform lineara

În cadrul soluției Wiener-Hopf, criteriul de optimizare al ponderilor se bazează pe eroarea medie pătratică (MSE). Astfel avem:

$$E[e^2[n]] = E[d^*[n] - w^H x[n]] = E[d^2[n]] - 2w^H r + w^H R w$$

unde R este vectorul de autocorelație (matricea de covarianță) și r este vectorul de corelație între semnalul dorit și cel recepționat.

Minimul lui MSE se obține făcând gradientul egal cu zero și soluția Wiener-Hopf care se obține în final este:

$$w_{opt} = R^{-1}r$$

Algoritmul pe baza gradientului LMS reprezintă soluția recursivă la problema filtrului Wien clasic. Această metodă a fost descoperită de Widrow și Hopf în 1953 și se bazează pe metoda de optimizare al “celui mai abrupt descendent”. [1n]

Gradientul care se obține este:

$$\nabla(E\{e^2[n]\}) = 2Rw[n] - 2r$$

Cel mai mare dezavantaj al acestei metode este calcul în timp real al valorilor lui R și r, dar totodată folosirea doar a valorilor instantanee al lui R și r aduce o simplitate mărită algoritmului. În final obținem:

$$y[n] = w^H[n]x[n] \quad e[n] = d[n] - y[n] \quad w[n+1] = w[n] + \mu x[n]e^*[n]$$

unde d[n] este semnalul dorit obținut prin filtrare.

Algoritmii cu transformarea domeniului pot aduce o îmbunătățire a ratei de convergență față de algoritmi precedenți. În acest sens există două tipuri de algoritmi cu modificarea domeniului:

- *Algoritmi bloc*: un bloc de date este transformat în domeniu și apoi aplicat unui filtru LMS. Se recomandă la aplicații cu procesări spațiale deoarece intrarea este sub formă vectorială.
- *Algoritmi non-bloc*: datele de la intrare sunt transformate continuu folosind o transformare independentă de date.

În general această metodă poate fi împărțită în 2 etape:

1. Transformarea vectorului de intrare x[n]
2. Folosirea LMS cu noul vector

Prima etapă este realizată prin intermediul transformatei Karhunen-Loeve. Pentru aceasta se consideră vectorul de intrare x[n], matricea de corelație R și valorile proprii p_1, \dots, p_n asociate matricii R, atunci

$$x[n] = \sum_{i=1}^N c_i[n] p_i \quad c_i[n] = p_i^H x[n]$$

Ecuțiile de mai sus demonstrează că setul de vectori proprii sunt ortogonali.

Coeficienții $c_i[n]$ sunt caracterizați de următoarele proprietăți:

1. Au media: $E\{c_i[n]\} = 0$
2. Coeficienții sunt necorelați: $E\{c_i[n]c_j[n]\} = \begin{cases} I_i, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$
3. Coeficienții $c_i[n]$ sunt proiecții ale lui x_n

În continuare vom urmări o demonstrație practică. Se consideră un bloc de 25 de valori și pe baza figurii 3.7 se pot calcula:

$$r = \frac{\max_i I_i}{\min_i I_i} = 482.4195 \quad Rata = \frac{(r-1)^2}{(r+1)^2} = 0.9917 \quad \text{à foarte multe iterații în algoritm}$$

Mai multe iterații sunt necesare la LMS unde se folosesc aproximații stohastice.

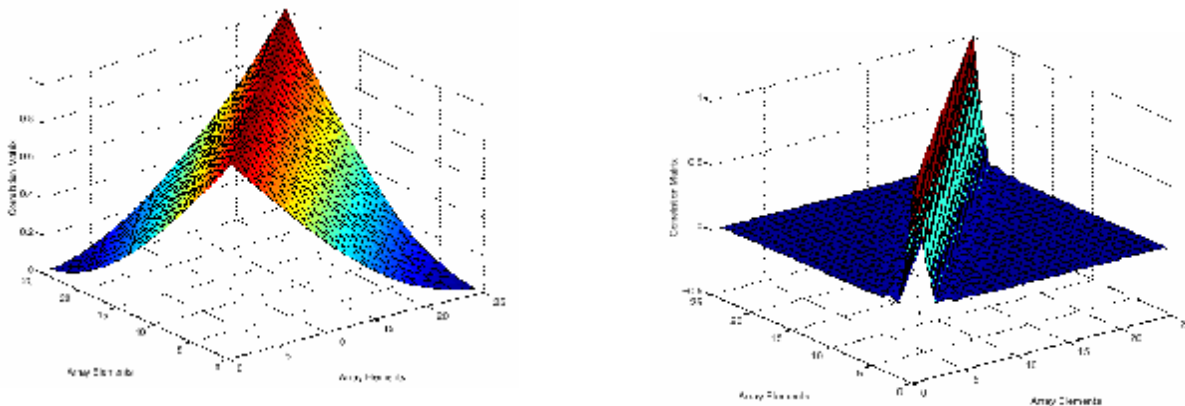


Fig. 3.7 Matrici de corelație

Pentru figurile din partea dreaptă s-a aplicat KTL și s-au calculat:
 $r = 18.7143$ și $R = 0.8074$.

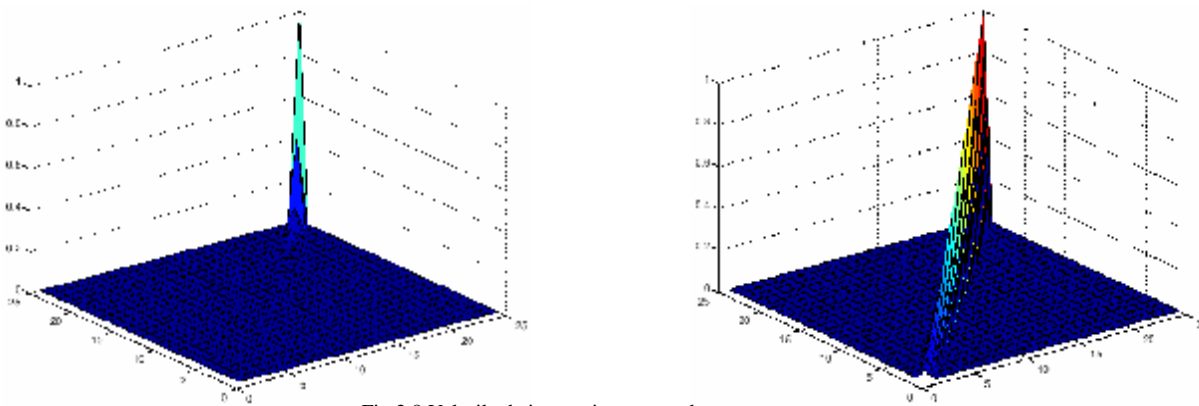


Fig 3.8 Valorile de împrăștiere spectrală

3.2.2 Concluzii:

- Rata de convergență al LMS este invers proporțională cu împrăștierea valorilor proprii al matricii de corelație
- Semnale separate de o împrăștiere unghiulară mica au o corelație foarte bună însa în schimb o structură proprie slabă
- Semnale care ajung cu valori foarte diferite conduc la o corelație slabă și la fel o structură proprie slabă
- Transformări ortogonale ale semnalului, ca de ex. KLT, au performanțe independente de structura proprie a matricii de corelație, dar deficitul este o complexitate de calcul mărită

4.Aplicații

Tehnologia de formare adaptivă a fasciculelor a fost implementată în foarte multe domenii. Datorită performanțelor și posibilităților acesteia ea este în continuare implementată în o varietate largă de aplicații. Printre acestea pot fi enumerate explorarea marină și spațială, prelucrarea adaptivă a semnalelor audio, comunicații radio, telefonie mobilă, tehnica medicală și multe altele. În continuare se va face o scurtă prezentare la câteva aplicații realizate care folosesc această tehnologie.

4.1 Sonar și Radar

Principiul după care funcționează sonarul și radarul este următorul: se transmit impulsuri de durată scurtă în direcții diferite folosind o metodă mecanică de a roti transmițătorul. În funcție de ce recepționează receptorul și direcția de recepție a undei reflectate de către obstacol se poate determina poziția obstacolului respectiv. Când se aplica tehnologia de formare adaptivă a fasciculelor transmițătorul și receptorul sunt construite dintr-o serie de elemente care pot procesa unde venite dintr-o zonă spațială îngustă, fără suprapuneri peste elementele învecinate. Transmițătorul este controlat electronic pentru a stabili elementul folosit în transmisie. Elementele de recepție sunt conectate la un procesor de semnal care folosește un algoritm de procesare adaptivă pentru a stabili poziția unui obstacol în funcție de undele reflectate. Datorită faptului că se lucrează în digital, un element important al acestor sisteme este convertorul analog-numeric de la fiecare element. Acestea trebuie să aibă o rezoluție cât mai mare pentru a furniza date cât mai precise.

4.2 Explorarea marină

O altă aplicație este explorarea marină. Pentru aceasta s-a construit un sistem plasat pe o barcă ca și în figura 4.1. Primele sisteme de explorare foloseau un singur element pentru recepție și unul singur pentru transmisie. Cel de recepție făcea diferențierea între semnale prin măsurarea fazelor și a timpilor de întârziere între semnale. Sistemul construit de cei de la “Royal Australian Navy” folosește 2 șiruri de elemente. Fiecare din aceste 2 șiruri conține 26 de coloane care sunt grupate în 2 secțiuni pentru transmisie și 10 pentru recepție. Fiecare element folosește un fascicul identic însă pe direcție diferită de celelalte elemente. Eșantioanele de intrare sunt

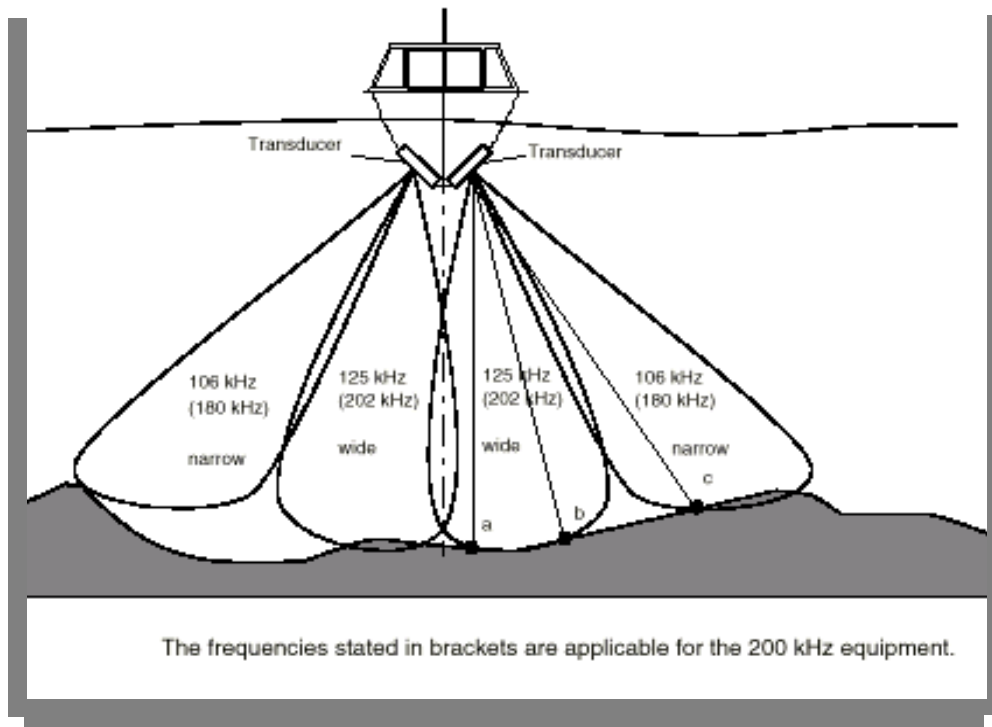


Figura 4.1

păstrate într-o memorie internă sub forma amplitudine/fază. Procesorul de semnal rulează două programe: unul clasic și unul care folosește “adaptive beamforming”. Toate valorile curente folosite depind de valorile precedente. Marele avantaj al unui astfel de sistem este acela că orice dezvoltare a lui se face prin upgrade de soft. Deasemenea utilizatorul are control total asupra numărului de elemente folosite și direcția acestora. În figura următoare este prezentată implementarea practică a sistemului precum și un exemplu de rezultat obținut.

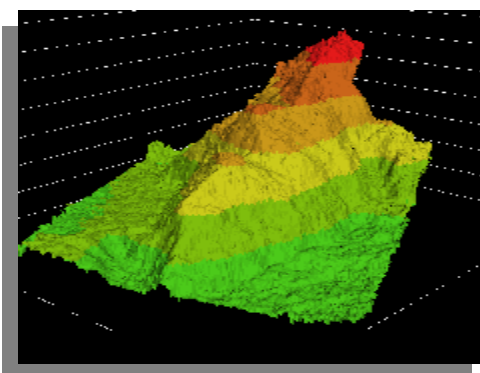


Figura 4.2

4.3 GPS

Tehnologia GPS folosește nivele de putere joasă în transmisia semnalului GPS. Din această cauză semnalele ce interferează cu semnalul GPS nu trebuie să fie de puteri foarte mari pentru a influența semnalul venit de la satelit [2c]. Aceste semnale de interferență pot fi provocate de o gamă largă de echipamente din jurul receptorului GPS astfel încât focalizarea antenei pe satelitul de GPS nu va duce la îmbunătățirea rezultatelor. Tehnologia de formare adaptivă de fasciculelor are avantajul că folosește spațiul înconjurător receptorului pentru a distinge între semnalele de interferență și semnalul GPS. Astfel, semnalele care nu sunt interesante sunt suprimate (anulate) și doar semnalul de la satelit este analizat. Antenele construite după un astfel de sistem au câteva avantaje importante. În primul rând sunt mult mai flexibile decât cele normale. În al doilea rând se pot implementa algoritmi de eliminare a componentelor reflectate din obstacole sau a semnalelor de GPS false. Dezavantajul major este că o astfel de antenă este mult mai complexă și mai scumpă decât una normală. De asemenea folosirea unui astfel de sistem într-un mediu aflat în deplasare (mașini, avioane) poate duce la probleme de urmărire a semnalului de GPS. În figura următoare se prezintă un sistem realizat pentru Boeing numit “Navsys Mini-Array” [1c].



Figura 4.3

Antena este formată din 4 elemente de recepție. Componentele multicale sunt eliminate și acuratețea sistemului este foarte mare. De asemenea costul de instalare este relativ scăzut.

4.4 Antene “deștepte”

Rețelele wireless aduc mari avantaje companiilor care le implementează. În același timp însă acestea au rate mici de transfer. Pentru a rezolva această problemă s-a dezvoltat o serie de “noduri” care folosesc tehnologia “smart antennas” sau antenele deștepte [3c]. La nodurile de comunicație wireless clasice, atunci când un utilizator are date de transmis, nodul respectiv este ocupat în totalitate datorită faptului că antena lucrează doar cu acel utilizator. La noua generație de sisteme, nodul poate comunica cu mai mulți utilizatori simultan atâta timp

cât aceștia se află fizic plasați pe direcții diferite. Acest lucru este posibil datorită faptului că antena este formată din mai multe elemente fiecare acoperind o porțiune îngustă din spațiu. În acest mod mărimea traficului suportat de către rețea este mult mai mare. Astfel de antene încep să fie folosite și în comunicațiile mobile de tip GSM.

4.5 LOFAR

Un alt proiect foarte îndrăzneț care folosește tehnologia de procesare adaptivă a semnalelor este LOFAR [4c]. Acesta se ocupă de analiza undelor radio provenite din spațiu. În acest proiect sunt implicate mai multe țări din Europa și Asia. Proiectul constă în dezvoltarea unui sistem de antene pentru analiza undelor spațiale. Sistemul este unul distribuit cu antenele plasate peste tot în lume. Primele sisteme de genul acesta foloseau Internetul ca infrastructură de transmisie a datelor către nodurile aflate în rețea. În noul sistem există un nod centralizat în care se află un cluster de procesoare cu o capacitate foarte mare de procesare. Datorită utilizării tehnologiei de clustering acest nod poate fi extins ca putere de procesare oricât de mult, limitarea venind doar de la resursele hardware disponibile. Deasemenea nodurile secundare sunt formate din șiruri de antene care recepționează undele din diferite benzi. Comunicația între aceste noduri se face prin fibră optică cu capacități mari de transmisie. Toate datele primite sunt analizate în nodul central. Extinderea sistemului este foarte simplă, multe țări participând la dezvoltarea acestui proiect prin adăugarea de noduri conectate la rețeaua existentă. În prezent sunt peste 100000 de antene conectate și numărul acestora este în continuă creștere. Rata datelor transmise prin rețea se estimează a urca până la 4Tbps [4c]. Algoritmii care rulează pe clusterul aflat în nodul central face o analiză a semnalelor folosind tehnica de formare adaptivă a fasciculelor. Astfel pentru a separa diferitele unde recepționate se analizează datele de la toate antenele iar cele care nu sunt interesante sunt anulate, analizându-se doar datele de pe direcția dorită. Modul de implementare a acestui sistem este exemplificat în figura următoare [4c]:

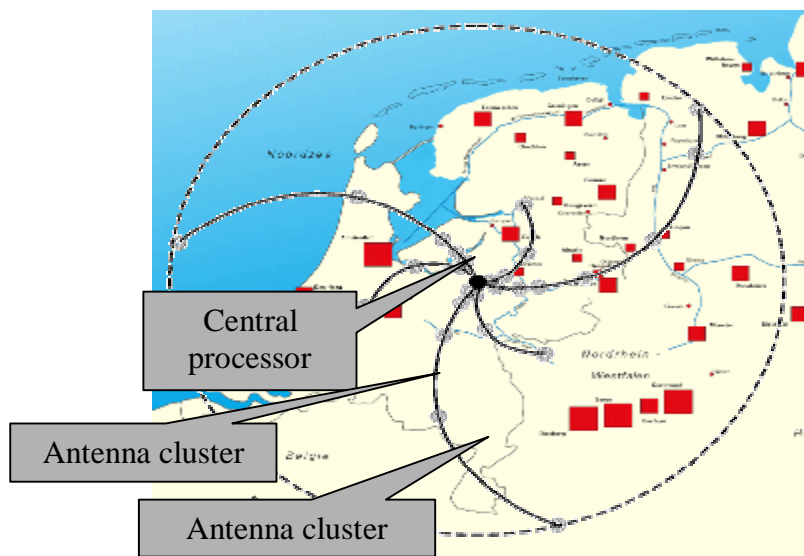


Figura 4.4

4.6 Concluzii

Numărul aplicațiilor care folosesc această tehnologie este într-o continuă creștere. Datorită posibilității implementării în software a algoritmilor și datorită scăderii costurilor de implementare aceste sisteme vor fi frecvent întâlnite în viața de zi cu zi.

Bibliografie:

- [1a] Joe C. Chen, Kung Yao, Ralph E. Hudson, “**Source Localization and Beamforming**”, IEEE Signal Processing Magazine, martie 2002
- [2a] G. Hampson, M. Goris, A. Joseph, F. Smits, “**The Adaptive Antenna Demonstrator**”, IEEE Digital Signal Processing Workshop, Bryce Canyon, Utah, USA, aprilie 1998
- [3a] Marcel Joho, George S. Moschytz, “**Adaptive Beamforming with Partitioned Frequency-Domain Filters**”, IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, New Paltz, NY, octombrie 1997.
- [4a] Marcel Joho, George S. Moschytz, “**On the Design of the Target-Signal Filter in Adaptive Beamforming**”, IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, no. 7, pp. 963-966, iulie 1999
- [5a] Michael L. McCloud, Louis L. Scharf, Mahesh K. Varanasi, “**Beamforming, Diversity, and Interference Rejection for Multiuser Communication Over Fading Channels With a Receive Antenna Array**”, IEEE Transactions On Communications, Vol. 51, No. 1, pp. 116-124, ianuarie 2003

- [1v] *Kristine L. Bell, Yariv Ephraim, and Harry L. Van Trees* - “**Robust Adaptive Beamforming Using Data Dependent Constraints**”, Proceedings of 1997 Intl. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '97), Munich, Germany, vol. V, pp. 3513-3516.
- [2v] *Shahram Shahbazpanahi, Alex B. Gershman, Zhi-Quan, Luo Kon Max Won* - “**Robust Adaptive Beamforming Using Worst-case SINR Optimization: A New Diagonal Loading-type Solution For General-rank Signal Models**”, in Proceedings International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP 2003.
- [3v] *Sergiy A. Vorobyov, Alex B. Gershman, Zhi-Quan Luo* - “**Robust Adaptive Beamforming Using Worst-Case Performance Optimization Via Second-Order Cone Programming**”, proc. IEEE 2002, vol. III, pag. 2901-2904
- [4v] *S. Anderson* - “**Asymptotic Analysis Of Subspace Methods For Beamspace Direction-Of-Arrival Estimation Using Large Arrays**”, Tehnical report, Report LITH-ISY-I-1384, Linkoping University Sweden, Aug. 199, Submitted for publication in Signal Processing, IEEE.
- [5v] *Said E. El-Khamy, Darwish M. Abd-Elaziz, Ali M. Gab-Alla* - “**The MVDR Guided Constant Modulus Adaptive Array (MVDR-GCMARY) For Signal Separation In Fading Channels**” in Proceedings of The 27th General Assembly of URSI, aug. 2003
- [6v] *Dimitris A. Pados, George N. Karystinos*, - “**An Iterative Algorithm for the Computation of the MVDR Filter**”, IEEE Transactions On Signal Processing, VOL. 49, NO. 2, February 2001

- [1n] Bernard Widrow – “*On the statistical Efficiency of the LMS Family of Adaptive Algorithms*”, IEEE 2003
- [2n] C Wei – “*Comparative tracking performance of the LMS and RLS Algorithms*”, IEEE Transactions, vol.50, 7 Julie 2002
- [3n] B. Widrow, E. Walach – “*Adaptive inverse control*”, Chapter E, Prentice Hall, 1995
- [4n] C. Godara – “*Antenna Arrays and Mobile Communications Part II*”, IEEE Vol.85, August 1997
- [5n] Vijaya Chandran Ramasami- “*Self-orthogonalizing algorithms for adaptive beamforming*”, Kuid 698659, March 1998

- [1c] Alison Brown, Huan-Wan Tseng “*Miniaturized GPS Antenna Array and Test Results*”, NAVSYS Corporation Report
- [2c] Johan Malmstrom, “*Robust Navigation with GPS/INS and Adaptive Beamforming*”, FOI-R.0848.SE 1650-1942 Scientific report, Swedish Defence Research Agency, aprilie 2003
- [3c] Adrian Boukalov, ”*Standardization and System integration of Smart Antennas into Wireless Networks*”, Helsinki University of Technology, Communications Lab ETSI/MESA meeting 18.09.2001
- [4c] ****Technologies and Applications of Wide Area, Time coherent Sensor Arrays (WATSA)*, IST and A&S thematic programmes
- [5c] D. Peters, “*A Broadband Application Of Memoryless Narrowband GSC/NLMS Adaptive Beamformers*”, Nortel Technologies, 16 Place du Commerce, Montreal, Quebec, Canada H3E 1H6