

TEHNOLOGIA BLAST

2.1 Configurații de bază

Arhitectura multinivel spațiu-timp BLAST (Bell Laboratory lAyered Space-Time architecture) a fost propusă în 1996 de un grup de cercetători de la laboratoarele de cercetare ale companiei Bell cu scopul de a crește capacitatea unui canal de bandă îngustă afectat de fading Rayleigh în sisteme de radiocomunicații punct la punct. Analizele teoretice, simulările și testele experimentale au demonstrat că arhitectura propusă asigură creșteri spectaculoase ale capacității canalului dacă se dispune de un circuit de detecție eficient la recepție. În esență arhitectura propusă utilizează un principiu deja aplicat (de exemplu, în tehnologia OFDM) al diviziunii unui flux de date de viteză mare în fluxuri de date de viteză mai mică (demultiplexare), transmiterea lor în paralel pe canale de bandă îngustă și refacerea fluxului inițial prin concatenarea datelor la recepție (multiplexare). Diferențele față de tehnicile anterioare constau în modul în care sunt transmise fluxurile de date rezultate prin demultiplexare și, mai ales, tehnica de detecție a lor la recepție care asigură creșterea spectaculoasă a capacității de transmisie.

Concret, în conformitate cu diagrama prezentată în figura 2.1, fluxul de date furnizat de sursa de informație este divizat într-un număr de subfluxuri egal cu numărul de elemente din șirul de antene asociat unității de emisie (și egal cu 6 în figură). Fie aceste subfluxuri a , b , c , d , e și, respectiv, f . Specific tehnologiei BLAST este faptul că o antenă nu transmite un singur subflux permanent, ci pe fiecare dintre acestea în mod succesiv. Se definește pentru aceasta un interval de timp τ , în care o antenă transmite

unul dintre subfluxurile $a \dots f$. Selecția antenei prin care se transmite un subflux la începutul fiecărui interval de timp de lungime τ se poate realiza în ordinea numărului de ordine a acestora 1, 2, 3, 4, 5, 6, 1, 2, ... sau probabilistic după o funcție cu densitate constantă de probabilitate (distribuție uniformă).

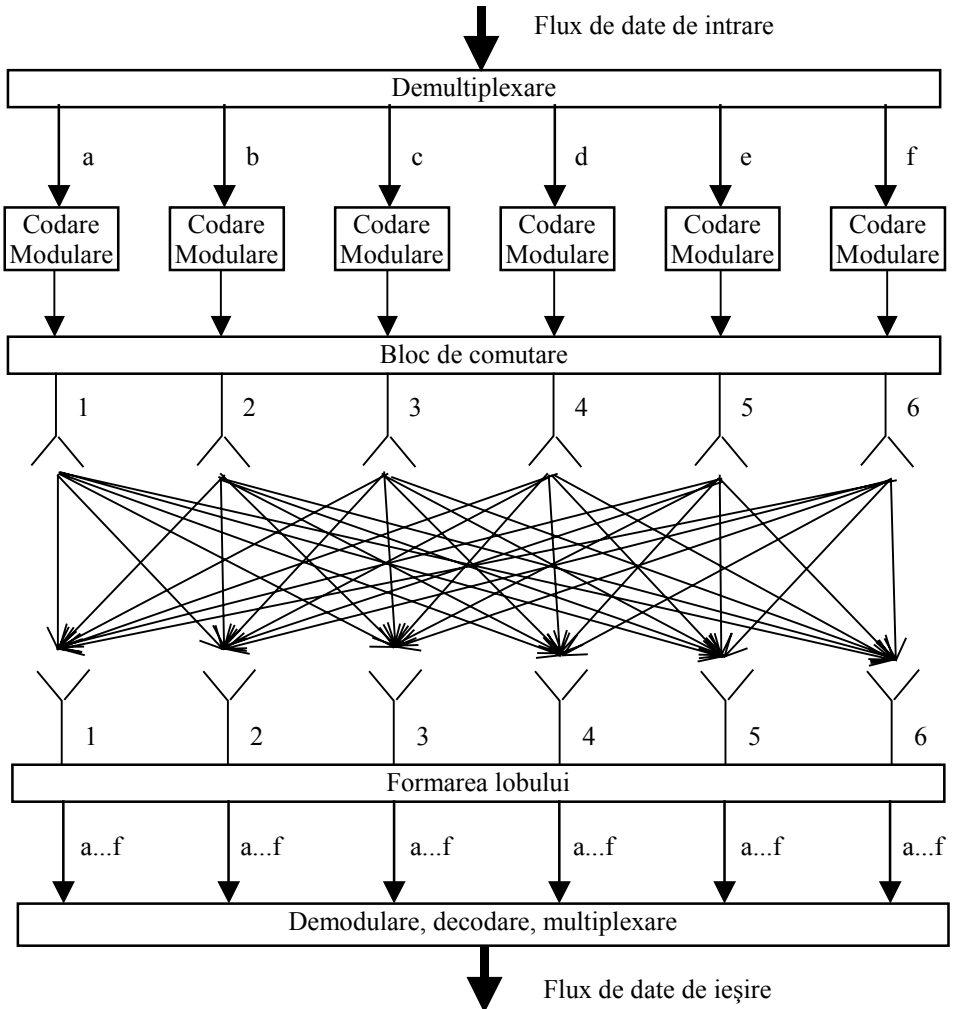


Figura nr. 2.1 – *Arhitectura BLAST*

În acest fel, la transmisii de durată mare în raport cu τ , o antenă alocă pentru transmisie, în medie, intervale egale de timp fiecărui subflux sau, altfel privit, fiecare din subfluxuri este repartizat uniform pe antenele șirului. Antenele din șir emit în toate intervalele de timp de lungime τ și, deasemenea, fiecare din subfluxurile de date este transmis de una din antene în fiecare intervalele de timp de lungime τ . Transmisia în arhitectura BLAST este, deci, echivalentă unei transmisii în paralel pe canale multiple cu deosebirea că la intervale regulate de timp se modifică fluxul de date transmis de fiecare din canale. Analiza arhitecturii BLAST va demonstra că această, aparent mică, modificare are efecte considerabile asupra capacității de transmisie a sistemului.

La recepție se utilizează un șir de antene cu un număr de elemente ce poate fi mai mic, egal sau mai mare ca numărul de elemente din șirul de antene de la emisie. Fiecare antenă de recepție recepționează simultan transmisiile tuturor antenelor de emisie și furnizează receptorului în fiecare interval de timp de lungime τ un număr de blocuri de date egal cu cel al antenelor din șirul de emisie. Blocul de detecție trebuie să realizeze separarea succesivă a fiecăruia dintre aceste blocuri. Pentru detecția blocului transmis de o antenă trebuie anulate interferențele create de semnalele transmise de celelalte antene (prin tehnica de formare a lobului, de exemplu). Dacă după detecția unui bloc de date contribuția lui la semnalul total se anulează, atunci el nu mai reprezintă o sursă de interferență la detecția celorlalte blocuri transmise simultan cu el. Pentru simplificarea analizei vom considera în continuare că detecția blocurilor se face în succesiunea numerelor de ordine ale antenelor din șirul de emisie, însă în implementări practice detecția se poate face în ordinea descrescătoare a puterii de recepție a blocurilor. Astfel, blocurile detectate la început, ce sunt afectate de un număr mai mare de interferențe, sunt și de nivel mai mare, deci cu probabilitate mai mică de a fi recepționate cu erori. Blocul recepționat cu nivel minim este ultimul detectat și nu este afectat de nici o interferență, astfel că probabilitatea ca el să fie corect recepționat este sporită.

În figura 2.2 se prezintă o succesiune de intervale de timp de lungime τ în care se recepționează câte 6 blocuri de date transmise simultan de antenele din șirul de emisie. Pentru simplificarea prezentării considerăm că subfluxurile de date $a \dots f$ sunt repartizate ciclic pe cele șase antene în

ordinea numerelor lor de ordine și că, la recepție, detecția fiecărui subflux începe cu detecția primului bloc transmis (în exemplul dat, acesta este de fiecare dată blocul transmis de antena 6).

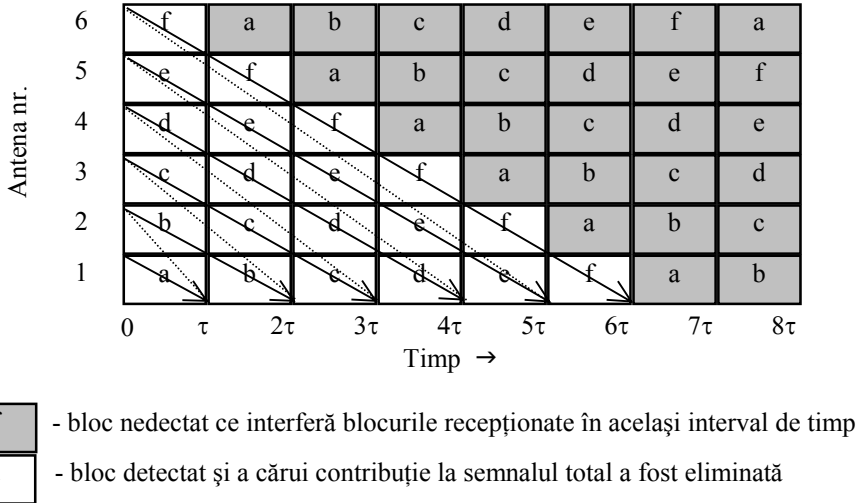


Figura nr. 2.2 – *Detecția succesivă pe diagonale a blocurilor de date*

Primul bloc detectat este blocul *a* transmis în primul interval de timp de lungime τ de antena nr. 1. La detecția acestuia trebuie eliminate interferențele create de celelalte 5 blocuri transmise în același interval de timp. După detecție se elimină contribuția blocului *a* la semnalul total recepționat și se continuă cu detecția blocului de date *b* situat deasupra blocului *a*. Pentru o detecție afectată de erori mici este necesar a se anula interferențele create de celelalte 4 blocuri. Se continuă cu detecția blocului *b* transmis în cel de-al doilea interval de timp de lungime τ de către antena 1, încheindu-se diagonala de blocuri *b*. Se detectează, apoi, blocurile *c* din diagonala următoare, începând cu blocul transmis de antena 3 în primul interval de lungime τ . Detecția blocurilor transmise de antena 6 se realizează de fiecare dată în absența oricărei interferențe, deoarece toate celelalte au fost deja detectate, iar contribuțiile lor la semnalul total au fost anulate. După primele 6 intervale de timp de lungime τ , se încheie detecția blocurilor din subfluxul *f* și se continuă cu diagonala de blocuri *a* ș.a.m.d. În figura

2.2 se prezintă cu linie continuă ordinea în care sunt detectate blocurile de date.

Deoarece detectorul trebuie să detecteze pentru fiecare subflux, un număr de blocuri de date egal cu numărul de antene din șirul de emisie se spune că el trebuie să fie n -dimensional (n – numărul de antene de emisie), aceasta fiind caracteristica de bază impusă detectorului de către arhitectura BLAST. Divizarea în subfluxuri (*nivele*) de date a datelor furnizate de sursă, repartizarea lor *spațială* pe antenele din șirul de emisie și, apoi, comutarea secvențială *în timp* a acestora între antenele șirului reprezintă caracteristicile care au dat denumirea tehnologiei BLAST.

Fiecare subflux de date este refăcut prin detecția blocurilor aflate pe o diagonală în structura de blocuri din figura 2.2 Această tehnică de detecție s-a aflat în propunerea originală a tehnologiei BLAST, motiv pentru care ea a fost denumită ulterior D-BLAST. Ea s-a dovedit inefficientă pentru transmisiile de date în pachete de lungime mică datorită constrângerii de lungime constantă a intervalului de timp τ .

Ulterior a fost propusă o tehnică de transmisie în care subfluxurile de date au fost asociate permanent unei antene din șirul de emisie, ceea ce a permis detecția simultană cu un decodor vectorial liniar a tuturor blocurilor transmise în același interval de transmisie de lungime τ . Tehnica a fost denumită V-BLAST (V – Vertical) și s-a dovedit mai eficientă pentru transmisiile în pachete de lungime mică, însă solicită un număr de antene la recepție mai mare decât al celor de la emisie, ceea ce o face inadecvată pentru comunicațiile mobile în care, de regulă, stația de bază emițătoare poate fi dotată cu mai multe antene decât unitățile mobile receptoare unde sunt constrângeri drastice de volum, greutate și preț de cost.

Ultima inovație introdusă în tehnologia BLAST, ce elimină dezavantajele celor două tehnici păstrând avantajele privind capacitatea mare de transmisie, constă în utilizarea unui codor multinivel spațiu-timp simplu la emisie și a unui decodor de tip turbo la recepție, motiv pentru care tehnica se numește T-BLAST.

2.2 Modelarea canalului radio

Considerăm că transmisiile sunt de tipul punct-la-punct și că se fac pe canale radio de bandă îngustă cu caracteristică plată de frecvență și

afectate de zgomot aditiv alb gaussian (canal AWGN). Facem următoarele notații:

n_T – numărul de antene la emisie;

n_R – numărul de antene la recepție;

$s(t)$ – semnalul emis, vector coloană cu n_T elemente complexe;

P_T – puterea totală de emisie, constantă și independentă de numărul de antene de șir. Deoarece se consideră că parametrii canalului nu sunt cunoscuți la emisie repartitia puterii de emisie se face în mod egal pe cele n_T elemente ale șirului.

$v(t)$ – zgomotul la recepție, vector coloană cu n_R elemente, fiecare fiind variabile complexe aleatorii statistic independente cu aceeași dispersie N (puterea de zgomot);

$r(t)$ – semnalul recepționat, vector coloană cu n_R elemente complexe. Notăm cu P puterea recepționată de fiecare antenă.

$\rho = P/N$ – raportul semnal/zgomot, același la ieșirea fiecărei antene de recepție și independent de numărul de antene de la emisie;

$g(t)$ – matricea răspunsului la impuls a canalelor, cu n_R linii și n_T coloane; Un canal este ansamblul căilor de transmisie dintre o antenă de emisie și o antenă de recepție și se consideră că are o distribuție de tip Rayleigh a amplitudinilor componentelor multcale. În conformitate cu ipoteza de bandă îngustă pentru canalul radio, transformata Fourier $G(f)$ a răspunsului său la impuls este independentă de frecvență.

$h(t)$ – matricea normalizată a răspunsului la impuls a canalului.

Normalizarea se realizează astfel ca $h(t) = \sqrt{\frac{P_T}{P}} \cdot g(t)$ și, deci,

$H = \sqrt{\frac{P_T}{P}} \cdot G$, fiecare element H_{ij} al matricii fiind o variabilă aleatoare complexă cu distribuție normală de valoare medie zero și dispersie $1/2$. Ca urmare $|H_{ij}|^2$ este o variabilă aleatoare de tip χ^2 cu două grade de libertate de valoare medie 1.

χ_n^2 – variabilă aleatoare tip χ^2 cu n grade de libertate.

A' – matricea transpusă a matricii A .

A^\dagger – matricea transpusă și conjugată a matricii A (transpunere hermitică).

$\det(A)$ – determinantul matricii A .

I_n – matricea unitate de orin n .

$E\{\cdot\}$ – valoarea medie a argumentului.

$f^* g$ – produsul de convoluție al variabilelor f și g .

2.3 Capacitatea de transmisie

Potrivit notațiilor anterioare expresia semnalului recepționat de șirul de n_R antene este:

$$r(t) = g(t) * s(t) + v(t) = \sqrt{\frac{P}{P_T}} \cdot h(t) * s(t) + v(t) \quad (2.1)$$

Pentru această expresie a semnalului de recepție se demonstrează că ansamblul de canale radio individuale de bandă îngustă, considerate independente, dintre fiecare antenă de emisie și fiecare antenă de recepție are capacitatea de transmisie:

$$C = \log_2 \frac{\det(A_s) \cdot \det(A_r)}{\det(A_u)} \quad (2.2)$$

unde:

$$A_s = E\{s \cdot s^\dagger\} = \frac{P_T}{n_T} \cdot I_{n_T} \quad (2.3)$$

(deoarece fiecare element al vectorului s are amplitudinea complexă $\sqrt{P_T/n_T}$)

$$A_r = E\{r \cdot r^\dagger\} = N \cdot I_{n_R} + \frac{P_T}{n_T} \cdot G \cdot G^\dagger = N \cdot I_{n_R} + \frac{P}{n_T} \cdot H \cdot H^\dagger \quad (2.4)$$

$$u = \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix}, \quad A_u = E\{u \cdot u^\dagger\} = \begin{bmatrix} E\{s \cdot s^\dagger\} & E\{s \cdot r^\dagger\} \\ E\{r \cdot s^\dagger\} & E\{r \cdot r^\dagger\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_s & B^\dagger \\ B & A_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

cu:

$$B = E\{G \cdot s \cdot s^\dagger + v \cdot s^\dagger\} = E\left\{\sqrt{\frac{P}{P_T}} H \cdot s \cdot s^\dagger\right\} = \frac{\sqrt{PP_T}}{n_T} H \quad (2.6)$$

Forma (2.5) a matricii A_u permite calculul direct al determinantului ei cu relația:

$$\det(A_u) = \det(A_s) \cdot \det(A_r - B \cdot A_s^{-1} \cdot B^\dagger) \quad (2.7)$$

Prezența zgomotului de putere N la ieșirea tuturor antenelor de recepție face ca matricea A_s să fie totdeauna nesingulară și, deci, inversa ei să existe. Ținând seama de expresiile anterioare ale matricilor care intervin obținem că:

$$\det(A_r - B \cdot A_s^{-1} \cdot B^\dagger) = \quad (2.8)$$

$$= \det\left(N \cdot I_{n_R} + \frac{P}{n_T} \cdot H \cdot H^\dagger - \frac{\sqrt{PP_T}}{n_T} H \cdot \frac{n_T}{P_T} I_{n_r} \cdot \frac{\sqrt{PP_T}}{n_T} H^\dagger\right) = \det(N \cdot I_{n_R}) = N$$

Ca urmare:

$$C = \log_2 \frac{\det(A_s) \cdot \det(A_r)}{\det(A_s) \cdot N} = \log_2 \left[\det\left(I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \cdot H \cdot H^\dagger\right) \right] \quad \text{bps / Hz} \quad (2.9)$$

Expresia (2.9) a capacității de transmisie permite susținerea argumentată a afirmației privind creșterea spectaculoasă a capacității de comunicație în sistemele radio organizate potrivit arhitecturii BLAST în raport cu cele clasice.

În primul rând trebuie observat că ea este o variabilă aleatoare datorită prezenței matricii H ale cărei elemente sunt variabile aleatoare. Deci, ea variază de la un moment la altul în funcție de parametrii canalelor radio. Se poate arăta, însă, că există o probabilitate diferită de 0 ca valoarea ei să depășească un anumit prag pentru o fracțiune importantă de timp (de exemplu 99%).

Evaluăm în continuare valoarea capacității de transmisie furnizată de relația (9) în câteva cazuri particulare:

a) absența oricărei diversități: $n_T = n_R = 1$

Produsul $H \cdot H^\dagger$ se reduce la o variabilă aleatoare tip χ^2 cu două grade de libertate de valoare medie unitară:

$$C = \log_2 (1 + \rho \chi_2^2) \quad (2.10)$$

b) recepție cu diversitate: $n_T = 1, n_R = n > 1$

Produsul $H \cdot H^\dagger$ devine o variabilă aleatoare tip χ^2 cu $2n$ grade de libertate:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \chi_{2n}^2 \right) \quad (2.11)$$

c) emisie cu diversitate: $n_T = n > 1, n_R = 1$

Produsul $H \cdot H^\dagger$ devine, deasemenea, o variabilă aleatoare tip χ^2 cu $2n$ grade de libertate, însă:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{n} \chi_{2n}^2 \right) \quad (2.12)$$

De remarcat că, în condițiile restricționării puterii totale de emisie la o valoare constantă independentă de numărul antenelor de emisie, capacitatea de transmisie nu mai crește odată cu numărul de antene $C = \log_2 \left(1 + n \rho \chi_{2n}^2 \right)$ precum în cazul clasic al transmisiei cu putere constată pe fiecare antenă de emisie, indiferent de numărul acestora.

d) emisie și recepție cu diversitate: $n_T, n_R > 1$

Se poate arăta că:

$$C > \sum_{k=n_T-(n_R-1)}^{n_T} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{n_T} \chi_{2k}^2 \right) \quad (2.13)$$

e) emisie comutată succesiv pe fiecare din antenele de emisie: $n_T, n_R > 1$

Tehnica prezintă avantajul că prin comutarea ciclică a antenei de emisie se asigură o probabilitate crescută ca transmisia să se realizeze pe cel mai bun canal din acel moment și, în plus, scade probabilitatea ca emisia să continue pe unul din canale pe toată durata în care acesta se află în fading adânc. În fiecare interval de timp se emite cu o singură antenă, dar recepția se realizează cu toate antenele existente în punctul de recepție. Această tehnică diferă doar cu puțin de cea utilizată în arhitectura BLAST. În fiecare moment sistemul de comunicație este identic cu cel cu diversitate la recepție (varianta b) și, deci:

$$C = \frac{1}{n_T} \sum_{k=1}^{n_T} \log_2 \left(1 + \rho \chi_{2n_{Rk}}^2 \right) \quad (2.14)$$

2.4 Rezultate ale simulării

Pe baza relației (2.9) au fost determinate prin simulări tip Monte-Carlo valorile capacității de transmisie pentru arhitecturi BLAST având un număr identic n de antene la emisie și la recepție pentru diverse valori ale raportului semnal/zgomot la recepție (ρ). Valorile minime prezentate cu linie punctată au fost calculate cu relația:

$$C > \sum_{k=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{n} \chi_{2k}^2 \right) \quad (2.15)$$

Reamintim că variabilele aleatoare tip χ^2 cu $2k$ grade de libertate au valoarea medie egală cu k deoarece provin din suma a k variabile aleatoare normale complexe de valoare medie 0 și dispersie 1/2.

În figura 2.3a sunt prezentate valorile capacității pentru o probabilitate de realizare de 99% când raportul semnal/zgomot variază între 0 și 24 dB în trepte de 6 dB. Se observă că se pot atinge valori de ordinul a 300 bps/Hz !!!!! De exemplu, pentru $\rho = 12$ dB și pentru un număr relativ mic de antene de emisie și recepție (precum 8 sau 12) se obțin capacități de transmisie de valori semnificative (21 și, respectiv, 32 bps/Hz). Chiar și pentru $\rho = 0$ dB, cu un număr de 32 de antene se pot obține capacități de ordinul a 25 bps/Hz.

Valorile menționate anterior pentru capacitatea de transmisie sunt extrem de mari în raport cu cele obținute în sistemele actuale de până la 10 bps/Hz. Dacă, însă, urmărim valorile relative ale capacității de transmisie prin raportare la numărul de dimensiuni spațiale ale semnalului (egal cu numărul de antene de emisie/recepție) se observă din figura 2.3c că acestea sunt în gama obișnuită de valori și că, în plus, apare un fenomen de saturare a creșterii odată cu creșterea numărului de dimensiuni (sau, echivalent, de antene).

Deci, valorile extrem de mari ale capacității de transmisie obținute prin simulare în arhitectura BLAST, nu sunt rezultatul unor ipoteze

nerealiste, ci sunt consecința transmisiei și recepției coordonate pe canale independente în același mediu fizic.

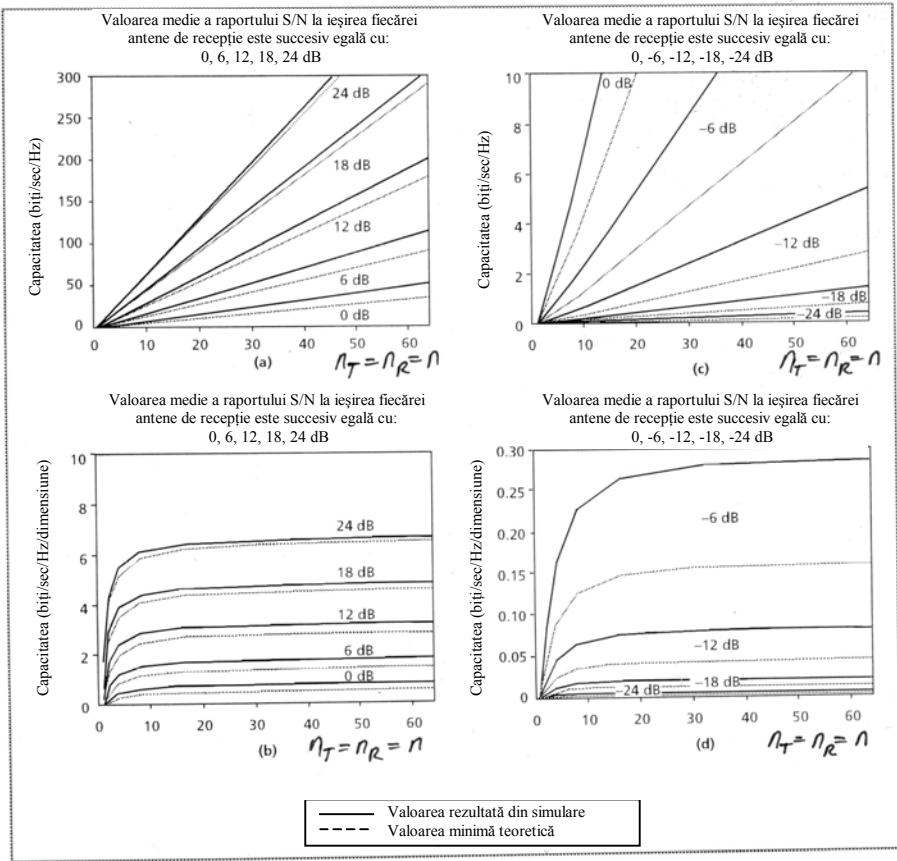


Figura nr. 2.3 – Capacitatea de transmisie în funcție de numărul de antene de emisie/recepție și de raportul semnal/zgomot la recepție

În figurile 2.3b și 2.3d sunt prezentate rezultate similare, dar pentru valori negative în decibeli ale raportului semnal/zgomot. Se observă că chiar când puterea semnalului util este mai mică decât cea a zgomotului asociat încă se mai obțin valori rezonabile ale capacității de transmisie.

Limitarea creșterii capacității relative poate fi explicată și pe baza observației că limita inferioară furnizată de relația (2.13) este aproximativ egală la valori mari ale lui n cu:

$$\int_0^1 \log_2(1 + \rho x) dx = (1 + 1/\rho) \cdot \log_2(1 + \rho) - \log_2 e \quad (2.16)$$

care tinde la $\log_2(\rho/e)$ atunci când ρ tinde la infinit. De exemplu, pentru $n = 64$ și $\rho = 24$ dB curba din figura 2.3b tinde asimptotic la valoarea de aproximativ 6,5 bps/Hz, apropiată de limita de $\log_2(10^{2,4}/e) = 6,5299$ furnizată de relația (2.16).