

Curs 4

Caracterizarea canalului radio mobil.

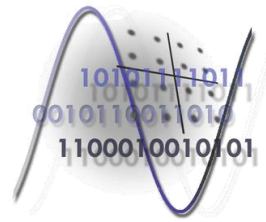
Tipuri de diversitate și tehnici de exploatare a diversității

Zsolt Polgar

Communications Department
Faculty of Electronics and
Telecommunications,
Technical University of Cluj-Napoca

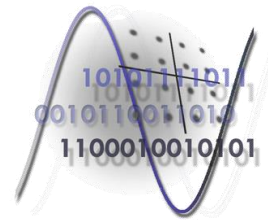


Conținutul cursului



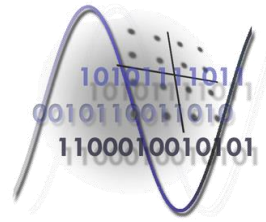
- Caracterizarea canalului radio mobil
- Tipuri de diversitate caracteristice transmisiilor radio
- Tehnici de combinare a semnalelor
- Analiza probabilității de “*outage*”

Caracterizarea canalului radio mobil



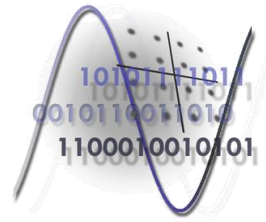
- Caracterizarea canalului radio mobil implică trei componente:
 - atenuarea medie (sau nivelul mediu al semnalului) în punctul în care este situat mobilul;
 - Caracterizează fadingul de scară largă;
 - propagarea multicală datorată reflexiilor din mediul înconjurător;
 - Determină selectivitatea în frecvență a canalului radio;
 - fadingul plat rapid/lent variabil datorat mișcării mobilului;
 - Mișcarea determină efectul Doppler;

Caracterizarea canalului radio mobil



- Caracterizarea fadingului de “scară largă” (“large scale fading”);
 - descris de atenuarea medie transmițător – receptor;
 - atenuarea medie față de transmițător se poate calcula pe baza unor modele teoretice sau empirice:
 - modele teoretice:
 - atenuarea în spațiul liber;
 - modelul cu două unde (“two ray model”);
 - modelul cu patru unde (“four ray model”)
 - modele empirice:
 - modelul Okumura-Hata;
 - modelul Lee;
 - modelul COST 231 – Walfisch-Ikegami – (model Hata îmbunătățit));

Caracterizarea canalului radio mobil



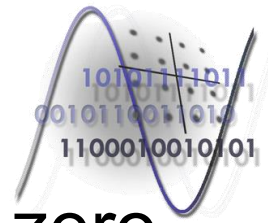
- Model general de calcul a atenuării medii:

$$a_m(d)[dB] = a_s(d_0)[dB] + 10 \cdot n \cdot \lg \frac{d}{d_0} + X_\sigma [dB]$$

- d este distanța dintre transmițător și mobil;
- d_0 este o distanță de referință situat la distanță mare de emițător (1km - celule mari, 100m - micro celule, 1m - indoor);
- n dă panta de modificare a atenuării și depinde de frecvență, înălțimea antenei și condițiile de propagare:
 - $n=2$ pentru propagare în spațiul liber;
 - $n < 2$ pentru "line of sight indoor" mediu urban; $n \cong 1.6 - 1.8$
 - $n \gg 2$ ($n \cong 4 - 6$) dacă există obstacole în calea propagării, respectiv în mediu urban ($n \cong 2.7 - 5$);
- $a_s(d_0)$ se poate calcula pe baza unor formule teoretice sau empirice; de ex. se poate considera propagare în spațiul liber

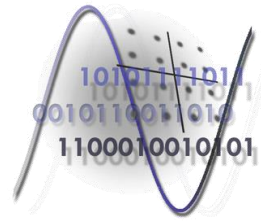
$$a_s(d_0) = \left(\frac{4\pi \cdot d_0}{\lambda} \right)^2 \quad \lambda - \text{reprezintă lungimea de undă;}$$

Caracterizarea canalului radio mobil



- X_{σ} reprezintă o variabilă Gaussiană cu medie zero și dispersie σ , variabilă dată în dB
 - este practic vorba de o distribuție log – normală;
 - dispersia acestei variabile este dependentă de condițiile de propagare și geometria site-ului și dă abaterile lente ale mediei datorită variațiilor lente din condițiile de propagare;
- Caracterizarea fadingului plat
 - toate componentele de frecvență sunt afectate în același mod;
 - este determinat de combinația dintre efectul Doppler și însumarea unor unde reflectate cu întârzieri identice;
 - însumarea acestor unde determină o modulație parazită de amplitudine a semnalului recepționat;

Caracterizarea canalului radio mobil



- Modelul de canal utilizat: WSSUS

- “Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering” – canalul variază aleator în timp;

- Parametrii de bază:

frecvența Doppler : $f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c/f_c} = \frac{v \cdot f_c}{c}$; *deplasare Doppler* : $f_i = \cos(\gamma_i) \cdot f_d$

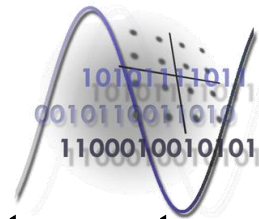
- v - viteza mobilului, c - viteza luminii, γ_i - unghiul de incidență;

- În situația unui emițător izotrop care emite un semnal sinus nemodulat cu o putere a anvelopei σ_g^2 , spectrul Doppler este dat de relația:

$$S_g(f) = \frac{\sigma_g^2}{\pi \cdot f_d} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}$$

- puterea unei unde („scatterer”) γ este dată de: $P(\gamma) = \frac{\sigma_g^2}{2\pi}$

Caracterizarea canalului radio mobil

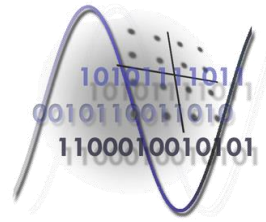


- funcția de autocorelație a anvelopei recepționate este dată de relațiile:

$$r_g(\tau) = \int_{-f_d}^{f_d} S_g(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \tau} df = \frac{\sigma_g^2}{2\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi \cdot f_d \cdot \tau \cdot \cos(\gamma)} d\gamma = \sigma_g^2 \cdot J_0(2\pi \cdot f_d \cdot \tau) = E[g(t) \cdot g^*(t - \tau)]$$

- timpul de coerență: intervalul de timp în care funcția de transfer a canalului rămâne (relativ) constantă;
 - în cazul fadingului plat canalul acționează ca și un amplificator cu amplificare complexă;
 - timpul de coerență se va defini ca și intervalul de timp (întârzierea τ) în care funcția de autocorelație nu scade sub valoarea $\alpha \cdot \sigma_g^2$;
 - formule empirice de calcul: $t_{c-0.5} = \frac{1}{f_d}$; $t_{c-0.9} = \frac{9}{16\pi \cdot f_d}$; $t_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi \cdot f_d^2}} = \frac{0.423}{f_d}$

Caracterizarea canalului radio mobil



- distribuția Rayleigh a valorii câștigului canalului presupune lipsa unei unde dominante;

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi \cdot \sigma_g^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma_g^2}} \Rightarrow \begin{cases} p(r) = \frac{r}{\sigma_g^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma_g^2}} - \text{distribuție Rayleigh} \\ p(\theta) = \frac{1}{2\pi} - \text{distribuție uniformă} \end{cases}$$

- în situația în care există o undă dominantă câștigul canalului este distribuit Rice:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_g^2} \cdot e^{-\frac{a_0^2 + r^2}{2\sigma_g^2}} \cdot I_0\left(\frac{r \cdot a_0}{\sigma_g^2}\right)$$

- a_0 este câștigul de pe unda dominantă;
- $I_0(x)$ este funcția Bessel modificată de speța 1 și ordinul 0

Caracterizarea canalului radio mobil

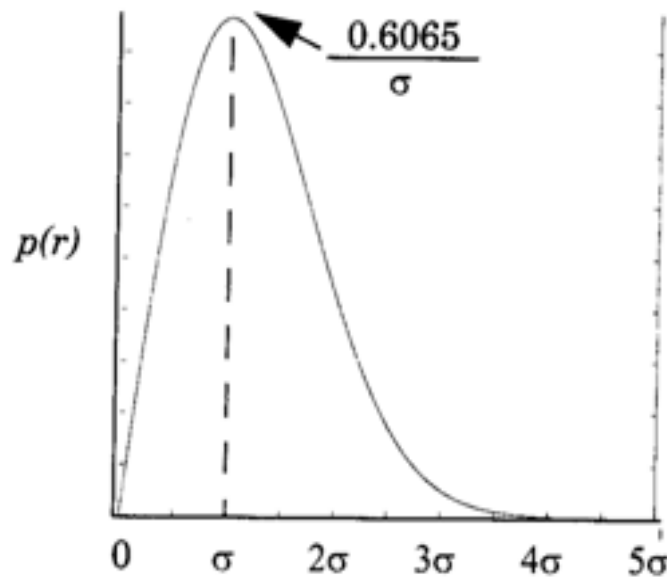
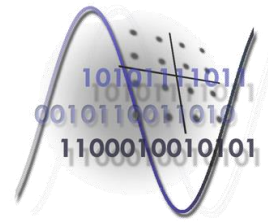


Fig. 1.a Alura funcției p.d.f. de tip Rayleigh

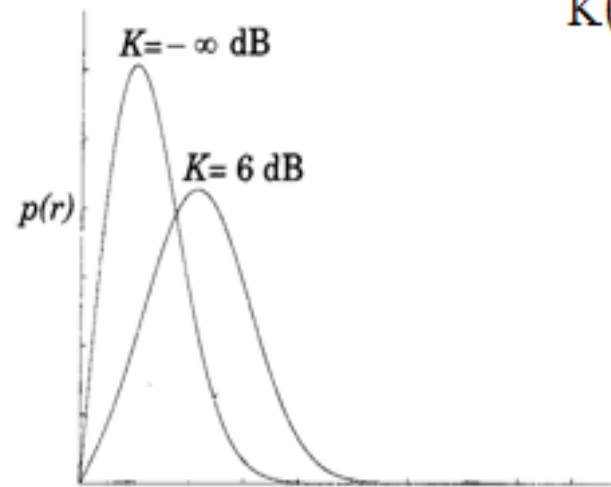
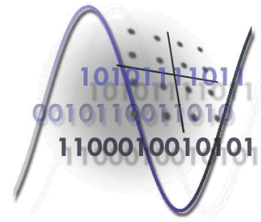


Fig. 1.b Alura funcției p.d.f. de tip Rice;
 $K = -\infty$ corespunde distribuției Rayleigh

$$K(\text{dB}) = 10 \cdot \lg \frac{a_0^2}{2\sigma^2}$$

- în situația în care numărul de unde sosite este mic distribuția amplificării canalului este de tip Nakagami;

Caracterizarea canalului radio mobil

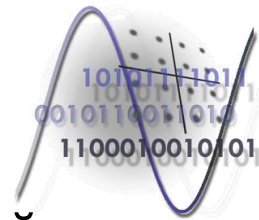


- Caracterizarea fadingului selectiv în frecvență
 - din punctul de vedere al propagării multicale canalul radio se poate descrie ca și un filtru invariant în timp – dacă se consideră viteza mobilului 0;
 - datorită mișcării și propagării multicale se va obține în final un filtru variabil în timp și canalul va fi selectiv atât în frecvență cât și în timp;
 - expresiile răspunsului în timp, $g(t)$, și a caracteristicii de frecvență, $G(f)$, ale canalului sunt dată de relațiile:

$$g(t) = \sum_i a_i \cdot e^{-j\varphi_i} \cdot \delta(t - \tau_i) = \sum_i \bar{A}_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad G(f) = \sum_i \bar{A}_i \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot \tau_i}$$

- a_i – amplificarea căii de propagare
- φ_i – defazajul căii de propagare.

Caracterizarea canalului radio mobil



- funcția de autocorelație a caracteristicii de frecvență, funcție dată de relațiile următoare:

$$r_G(f, f - \Delta f) = \frac{1}{2} \cdot E[G(f) \cdot G^*(f - \Delta f)] = \frac{1}{2} \cdot E \left[\sum_i \sum_k \bar{A}_i \cdot \bar{A}_k^* \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot (\tau_i - \tau_k)} \cdot e^{-j2\pi \cdot \Delta f \cdot \tau_k} \right]$$

- dacă undele recepționate sunt necorelate atunci se poate face următoarea simplificare:

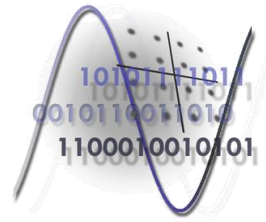
$$\frac{1}{2} \cdot E \left[\sum_i \sum_k \bar{A}_i \cdot \bar{A}_k^* \right] = \frac{1}{2} \cdot E \left[\sum_i \bar{A}_i \cdot \bar{A}_i^* \right] = \sigma_i^2$$

- în urma simplificării considerate se obține următoarea expresie a funcției de autocorelație în frecvență:

$$r_G(\Delta f) = \sum_k \sigma_k^2 \cdot e^{-j2\pi \cdot \Delta f \cdot \tau_k} = \int_0^{\infty} P(\tau) \cdot e^{-j2\pi \cdot \Delta f \cdot \tau} d\tau$$

- $P(\tau)$ este profilul de putere al canalului

Caracterizarea canalului radio mobil



- τ_{rms}^2 reprezintă dispersia întârzierilor de propagare („delay spread”) inserate de canal:

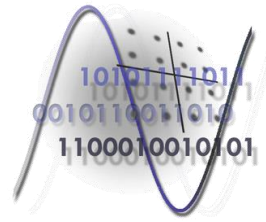
$$\tau_{rms}^2 = \frac{1}{\sigma_g^2} \cdot \int_0^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 \cdot P(\tau) d\tau$$

- τ_m reprezintă valoarea medie a întârzierilor;
- σ_g^2 din relațiile anterioare reprezintă puterea semnalului recepționat;

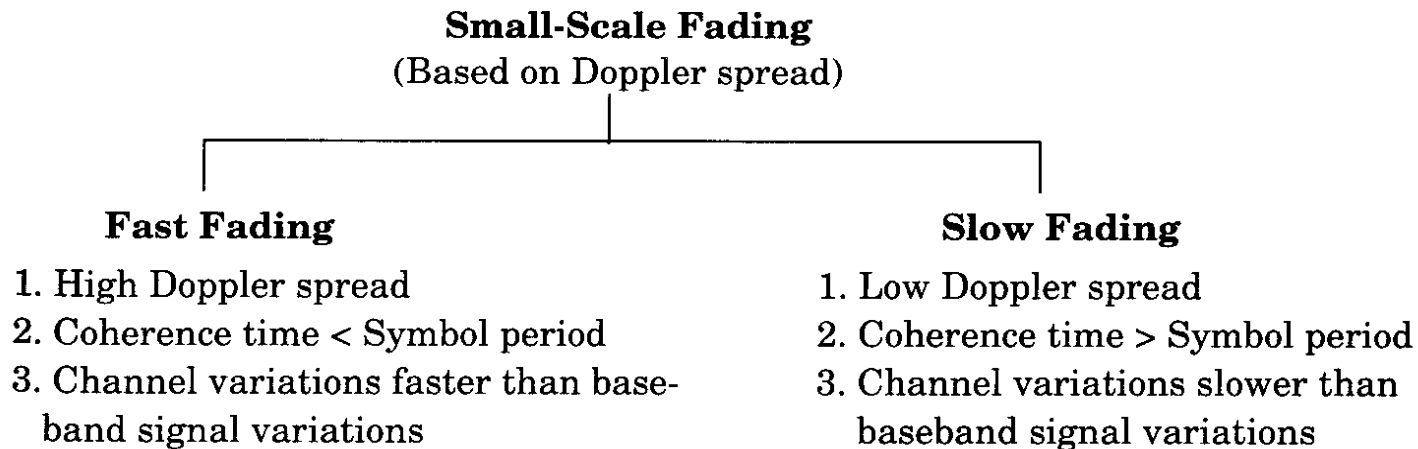
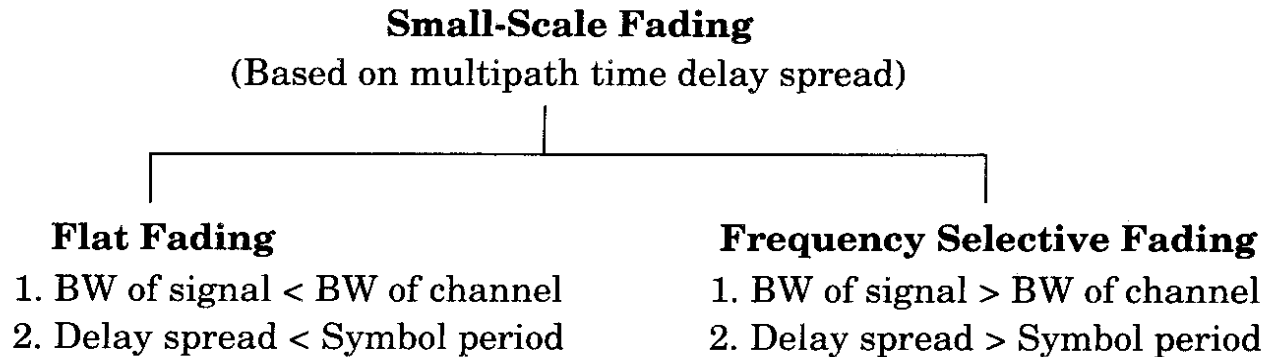
$$\tau_m = \frac{1}{\sigma_g^2} \cdot \int_0^{\infty} \tau \cdot P(\tau) d\tau$$

- banda de coerență a canalului reprezintă banda de frecvență în care canalul se poate considera constant;
- reprezintă banda în care funcția de corelație este peste $x \cdot \sigma_g^2$
- formule empirice de calcul: $B_{c-0.9} = \frac{1}{50 \cdot \tau_{rms}}$; $B_{c-0.5} = \frac{1}{5 \cdot \tau_{rms}}$; $B_{c-0.5} = \frac{0.276}{\tau_{rms}}$

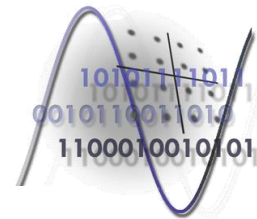
Caracterizarea canalului radio mobil



- Clasificare tipuri de fading



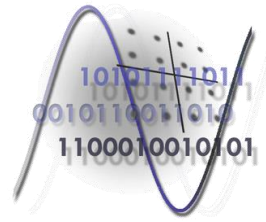
Caracterizarea canalului radio mobil



Suburban Macro		Urban Macro		Urban Micro	
Power [dB]	Delay [μ s]	Power [dB]	Delay [μ s]	Power [dB]	Delay [μ s]
-3.0000	0.000	-3.0000	0.000	-4.5500	0.000
-5.2200	0.010	-5.2200	0.010	-6.0000	0.010
-6.9800	0.025	-6.9800	0.030	-6.9800	0.015
-5.6682	0.140	-5.2204	0.360	-6.9800	0.030
-7.8882	0.150	-7.4404	0.370	-5.8161	0.285
-9.6482	0.165	-9.2004	0.385	-7.2661	0.290
-9.2147	0.060	-4.7184	0.250	-8.2461	0.295
-11.4347	0.070	-6.9384	0.260	-8.2461	0.310
-13.1947	0.090	-8.6984	0.280	-7.2701	0.205
-13.4132	0.400	-8.1896	1.040	-8.7201	0.200
-15.6332	0.410	-10.4096	1.045	-9.7001	0.220
-17.3932	0.430	-12.1696	1.065	-9.7001	0.230
-19.4735	1.380	-12.0516	2.730	-8.8473	0.665
-21.6935	1.390	-14.2716	2.740	-10.2973	0.670
-23.4535	1.410	-16.0316	2.760	-11.2773	0.675
-25.1898	2.830	-15.5013	4.600	-11.2773	0.685
-27.4098	2.835	-17.7213	4.610	-10.5640	0.805
-29.1698	2.855	-19.4813	4.625	-12.0140	0.810
				-12.9940	0.820
				-12.9940	0.835
				-12.9806	0.925
				-14.4306	0.935
				-15.4106	0.940
				-15.4106	0.960

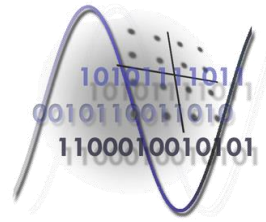
- Modele de canale la 5GHz

Tipuri de diversitate



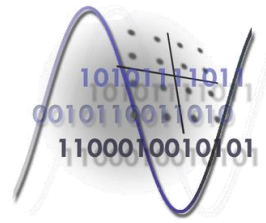
- Tehnicile de diversitate împreună cu tehnicile de combinare a semnalelor reprezintă o modalitate de a îmbunătăți performanțele transmisiilor radio afectate de *fading*;
 - idea de bază a acestor tehnici este de a transmite copii ale semnalului pe canale independente.
 - replicile semnalului sunt afectate în mod diferit de *fading*;
 - dacă canalele și fadingul sunt necorelate efectele introduse pe canale diferite se compensează;

Tipuri de diversitate



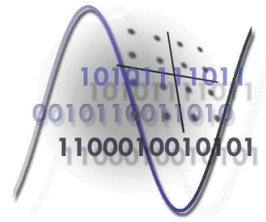
- Diversitate în frecvență
 - Se transmite semnalul pe purtătoare diferite;
 - Replicile semnalului trebuie transmise pe canale afectate diferit de *fading*:
 - Acest tip de diversitate este utilizat pentru combaterea *fading*-ului selectiv în frecvență.
 - Purtătoarele trebuie separate cel puțin de lățimea benzii de coerență.
 - La recepție, replicile semnalului sunt combinate înainte de blocul de decizie.
 - Este cea mai ineficientă metodă de diversitate – necesită resurse suplimentare de frecvență și de putere.

Tipuri de diversitate

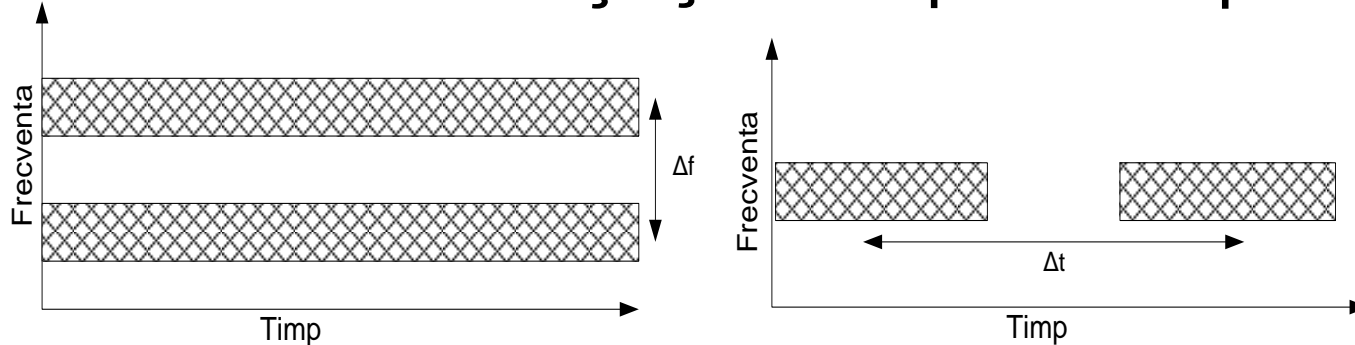


- Diversitate în timp
 - Se obține prin transmiterea replicilor semnalului la intervale diferite de timp.
 - Intervalul dintre transmisiile succesive trebuie să fie cel puțin timpul de coerență a canalului pentru ca replicile să fie afectate în mod diferit de canal.
 - La recepție, replicile semnalului sunt combinate înainte de blocul de decizie.
 - Acest tip de diversitate se poate obține prin tehnici de tipul “*repetition coding*”.
 - Acest tip de diversitate se poate utiliza pentru combaterea *fading*-ului rapid.
 - Eficiență scăzută; se poate utiliza numai pentru utilizatori statici.

Tipuri de diversitate



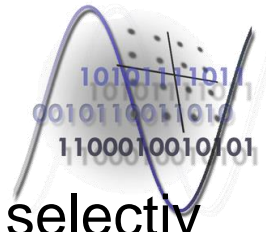
- Diversitatea în frecvență și în timp - exemplificare



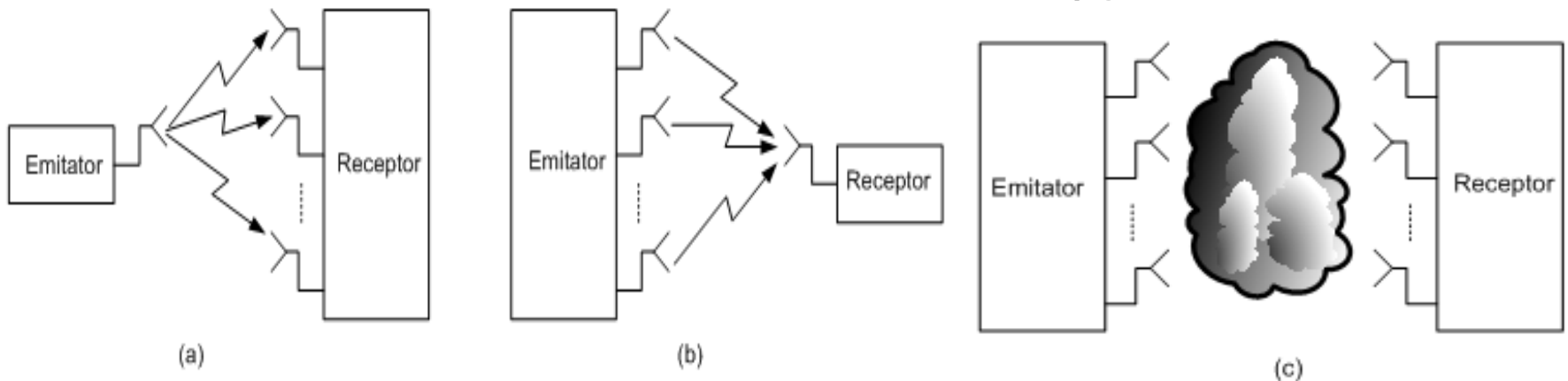
- Diversitate în spațiu

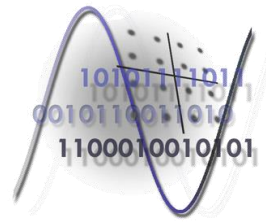
- Forma cea mai comună de diversitate;
- Constă în utilizarea a mai multe antene atât la emisie cât și la recepție.
 - Antenele trebuie să fie distanțate suficient de mult pentru a se asigura o corelație redusă între semnalele transmise
 - Separare cel puțin de $\lambda/2$, dar de regulă sunt necesare spațieri mai mari
 - Separe de $10 - 30 \lambda$ pentru o corelație de 0.7;

Tipuri de diversitate



- Se poate utiliza pentru combaterea atât a fading-ului selectiv în frecvență cât și a celui selectiv în timp.
- Este necesară cunoașterea stării canalului;
- În funcție de distribuirea antenelor se pot obține trei tipuri de diversitate spațială:
 - Diversitate la emisie – sisteme MISO;
 - Diversitate la recepție – sisteme SIMO;
 - Diversitate atât la emisie cât și la recepție – sisteme MIMO;

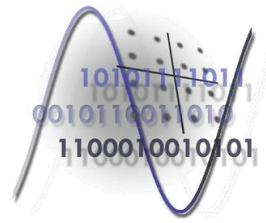




Tipuri de diversitate

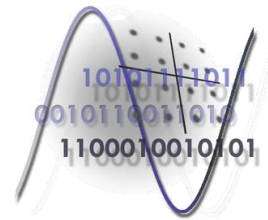
- Diversitatea de polarizare
 - Se utilizează două antene polarizate ortogonale (la transmisie sau recepție);
 - Polarizarea ortogonală prezintă fading necorelat:
 - Unghiul de scattering relativ la fiecare polarizare este aleator.
 - Este posibilă numai o polarizare pe două ramuri.
 - Pierdere de putere de 3dB.
 - Soluție alternativă pentru diversitatea în spațiu;
- Diversitatea unghiului de sosire
 - Sunt necesare antene direcționale;
 - Semnale refractate din direcții diferite sunt afectate de fading independent;

Tipuri de diversitate

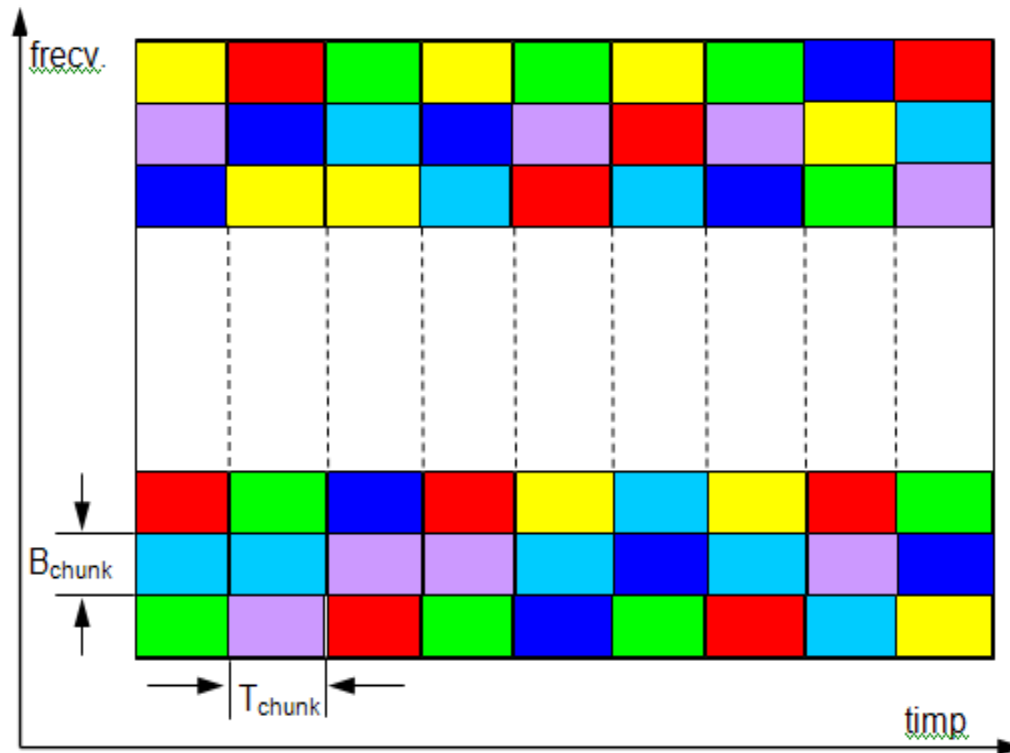


- Diversitate de multicanale
 - Legată de propagarea multicanale
 - Replicile semnalului transmis sunt asigurate de căile multiple asigurate de canal;
- Diversitate de multiutilizator
 - Este legată de alocarea dinamică a resurselor și exploatarea diversității în frecvență și în timp;
 - Este caracteristică metodei de acces OFDMA – vezi fig.
 - Este necesar un algorithm de scheduling care aloacă debite mari utilizatorilor cu resursele fizice mai bune;
 - Se asigură un debit maxim din pdv. al celulei, dar nu se asigură “fairness” între utilizatori;

Tipuri de diversitate



$B_{\text{chunk}} \leq$ bandă de coerență canal

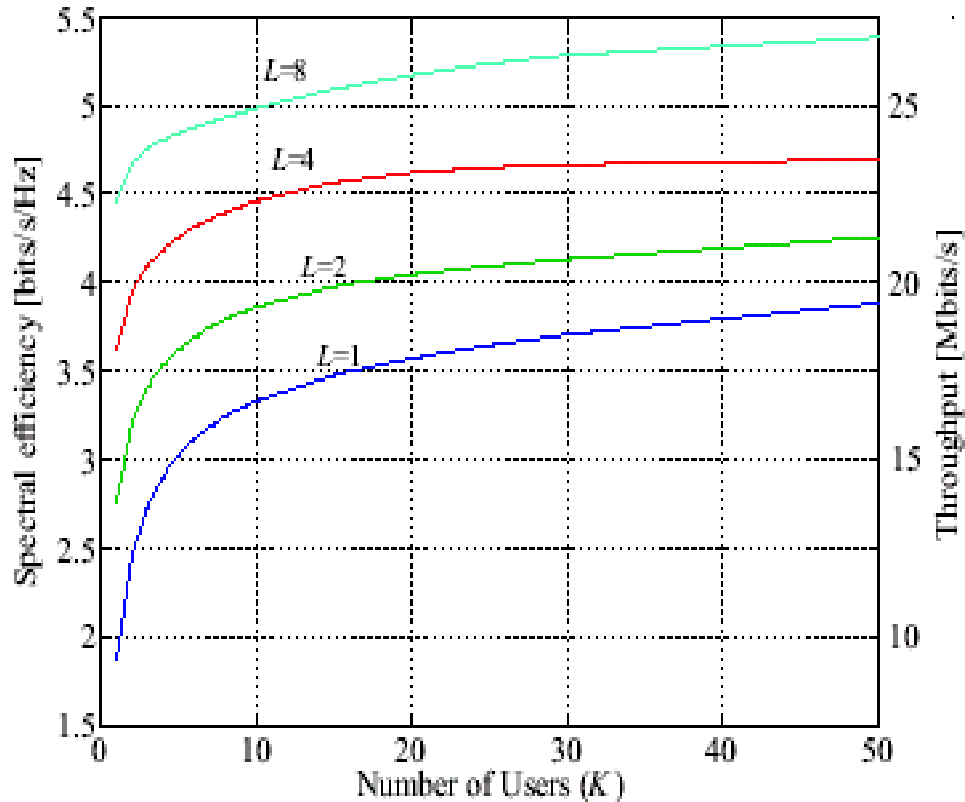
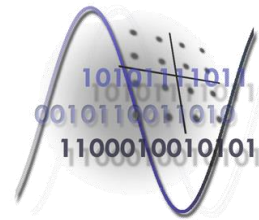


Alocarea chunk-urilor conform algoritmului BFP
“Best Frequency Positioning”

$T_{\text{chunk}} \leq$ timp de coerență canal

- Chunk / bin = unitate de resurse frecvență – timp;

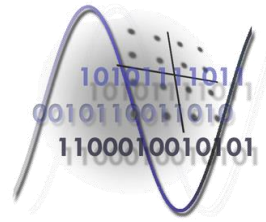
Tipuri de diversitate



Exemplu de variație a eficienței spectrale în situația utilizării unei alocări de tip BFP (“Best Frequency Positioning”), a unei tehnici multiantenă de tip „Maximum Ratio Combining” – MRC și a diversității de multiutilizator – fig. corespunde unui sector dintr-o celulă sectorială, raport semnal/zgomot + interferență 16dB, lărgime de bandă 5MHz, și structură de chunk propusă inițial de proiectul WINNER

L – număr de antene la recepție

Tehnici de combinare a semnalelor

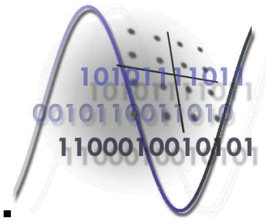


- Permit utilizarea formelor de diversitate asigurate de canalul radio
- Expresia generală a unei replici a semnalului recepționat pe canalul i :

$$r_i(t) = A_i \cdot e^{j\phi_i} \cdot s(t) + z_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, M$$

- $s(t)$ reprezintă semnalul transmis, $z_i(t)$ reprezintă zgomotul aditiv pe canalul i , $A_i e^{j\phi_i}$ modelează fading-ul care afectează replica i a semnalului (câștigul canalului), iar M reprezintă numărul de replici transmise.
- “Selection combining”
 - Acest tip de combinare selectează replica recepționată cea mai puternică;

Tehnici de combinare a semnalelor



- Semnalul la iesirea blocului de combinare este:

$$y_{SC}(t) = a \cdot e^{j\varphi} \cdot s(t) + z(t), \quad a = \max(a_1, a_2, \dots, a_M)$$

- Raportul semnal-zgomot instantaneu al semnalului obtinut in urma combinarii este:

$$\rho_{SC} = \frac{a^2 \cdot E_b}{N_0} = \max(\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_M)$$

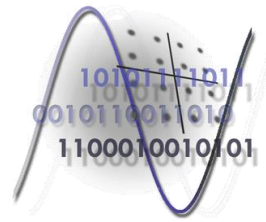
- Raportul semnal-zgomot mediu al unei replici este:

$$\bar{\Gamma} = 2 \cdot \sigma^2 \cdot \frac{E_b}{N_0} = \rho_0 \qquad \bar{a^2} = 2 \cdot \sigma^2$$

- Distribuția cumulativă pe care o respectă raportul semnal zgomot, Γ , al unui semnal afectat de fading de tip Rayleigh se poate scrie:

$$P_{\Gamma}(\rho) = 1 - e^{-\frac{\rho}{\rho_0}} = P(\Gamma < \rho)$$

Tehnici de combinare a semnalelor

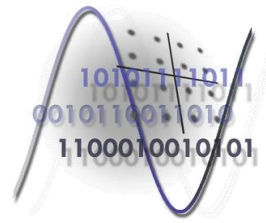


- Probabilitatea de “outage”
 - Se definește evenimentul de “*outage*” ca și evenimentul care apare în momentul în care raportul-semnal zgomot scade sub un anumit prag, denumit prag de “*outage*”.
 - Probabilitatea cu care apare evenimentul de “*outage*” se numește probabilitate de “*outage*”.

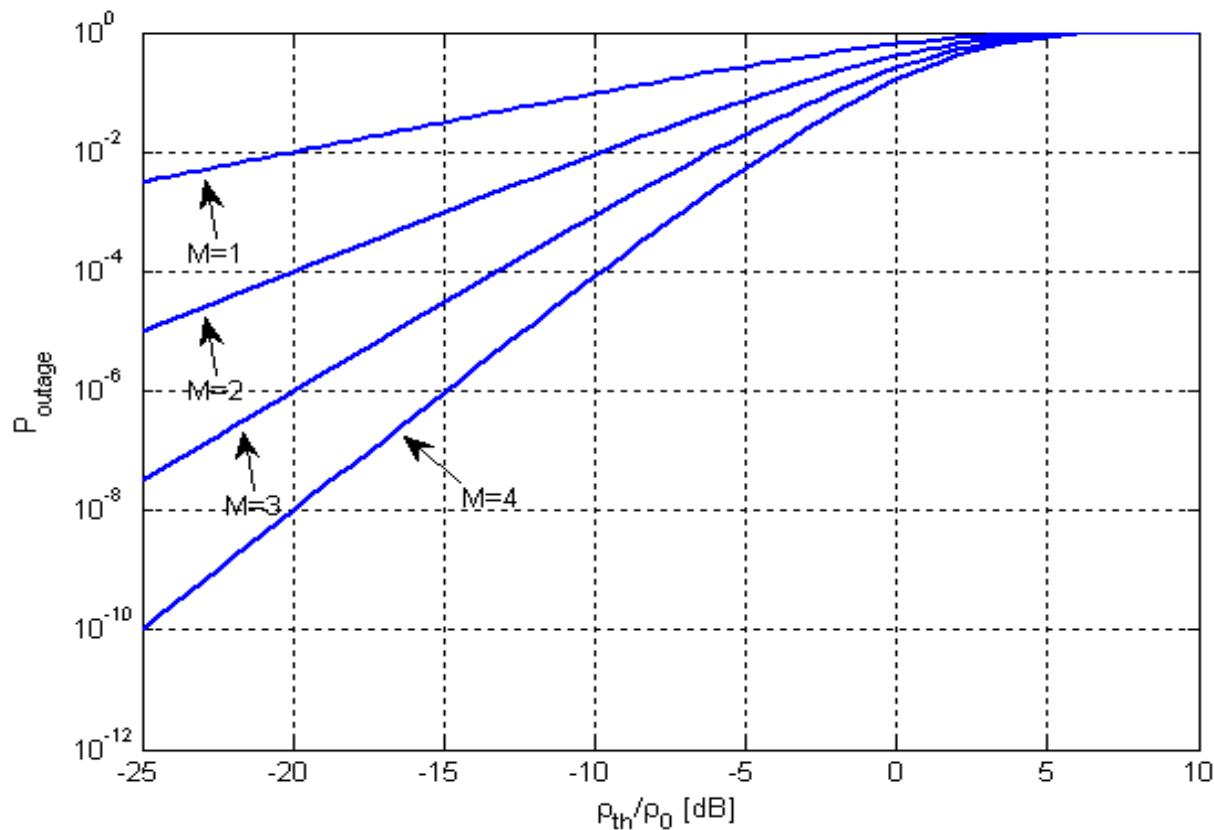
$$P_{outage}^{\rho_{th}} = \prod_{i=1}^M P_{\Gamma_i}(\rho_{th}) = \prod_{i=1}^M 1 - e^{-\frac{\rho_{th}}{\rho_{0i}}}$$

- ρ_{th} este pragul de “outage”, iar ρ_{0i} este SNR mediu al replicii i a semnalului

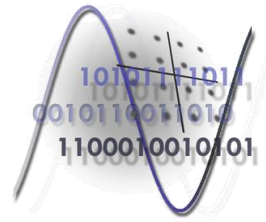
Tehnici de combinare a semnalelor



- Variația probabilității de “outage” în funcție de numărul de replici ale semnalului.



Tehnici de combinare a semnalelor



- “Maximum Ratio Combining”

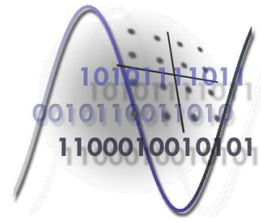
- Acest tip de combinare ponderează replicile semnalului astfel încât să maximizeze raportul semnal-zgomot al semnalului obținut.
- Semnalul combinat poate fi scris:

$$y_{MRC}(t) = \sum_{i=1}^M w_i \cdot r_i(t) = \sum_{i=1}^M w_i \cdot (a_i \cdot e^{j\phi_i} \cdot s(t) + z_i(t))$$

- Ponderile w_i sunt alese în funcție calitatea canalului i
 - Este necesară o estimare bună a canalelor pentru fiecare replică a semnalelor.
 - Raportul semnal zgomot instantaneu obținut după combinare:

$$\rho_{MRC} = \frac{\left(\sum_{i=1}^M |w_i \cdot a_i| \right)^2 E_b}{N_0 \cdot \sum_{i=1}^M |w_i|^2}$$

Tehnici de combinare a semnalelor



- Ponderile sunt alese astfel încât să maximizeze raportul semnal-zgomot obținut după combinare. Coeficienții de ponderare se pot determina pe baza inegalității Cauchy-Schwartz:

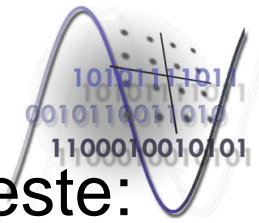
$$\left(\sum_{i=1}^M |w_i \cdot a_i| \right)^2 \leq \sum_{i=1}^M |w_i|^2 \cdot \sum_{i=1}^M |a_i|^2$$

- Raportul semnal-zgomot este maximizat în momentul în care inegalitatea de mai sus este egalitate.
 - Astfel ponderile sunt alese ca fiind conjugatul câștigului fiecărui canal, astfel se face și corecția de fază.

- Semnalul la ieșirea combinatorului devine:

$$\begin{aligned} y_{MRC}(t) &= \sum_{i=1}^M a_i \cdot e^{-j\varphi} \cdot (a_i \cdot e^{j\varphi} \cdot s(t) + z_i(t)) \\ &= \sum_{i=1}^M a_i^2 \cdot s(t) + \sum_{i=1}^M a_i \cdot e^{-j\varphi} \cdot z_i(t) \end{aligned}$$

Tehnici de combinare a semnalelor

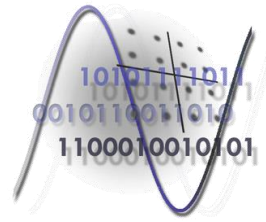


- Raportul semnal zgomot al semnalului obtinut este:

$$\rho_{MRC} = \frac{\sum_{i=1}^M a_i^2 \cdot E_b}{N_0} = \sum_{i=1}^M \rho_i$$

- Dacă replicile semnalului recepționat sunt afectate de fading de tip Rayleigh (independent pe fiecare canal), raportul semnal-zgomot al semnalului obținut în urma combinării are o distribuție de tip Gamma,
 - Parametrul de scalare al distribuției (“scale parameter”) egal cu inversul valorii medii a raportului semnal-zgomot, $(1/\rho_0)$;
 - Parametrul de forma (“shape parameter”) egal cu numărul de replici recepționate ale semnalului, M ;
 - Acest lucru este valabil doar dacă variabilele aleatoare care modelează SNR pe fiecare cale au aceeași medie.

Tehnici de combinare a semnalelor



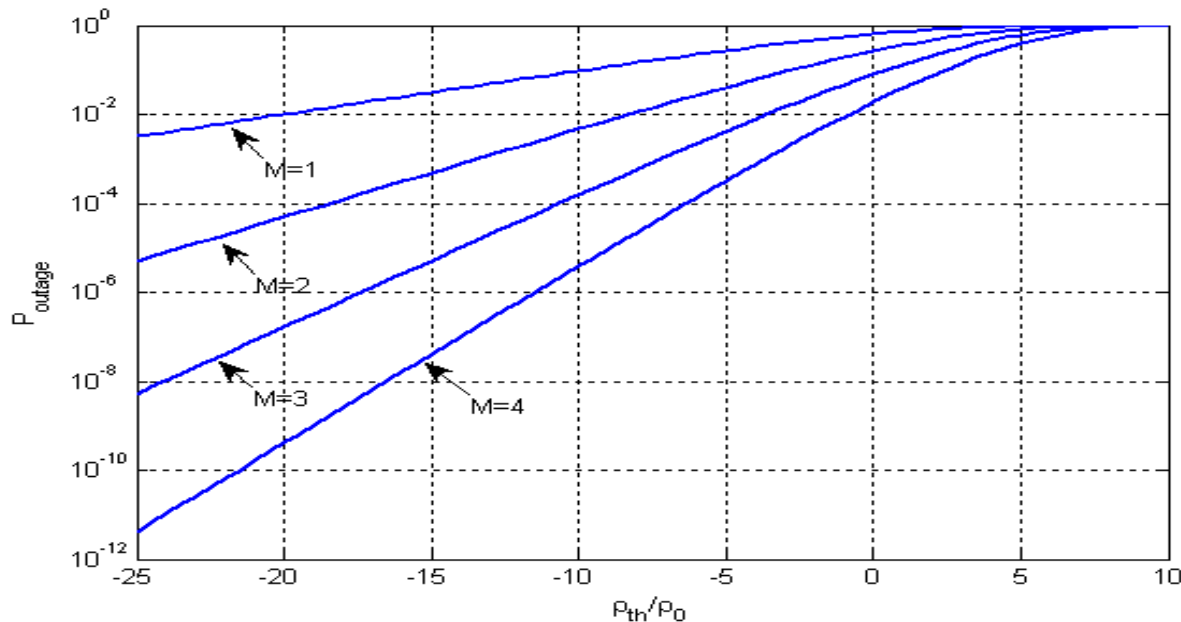
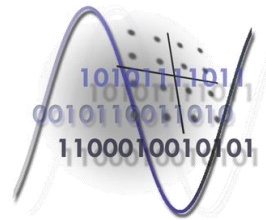
- Funcția de distribuție cumulativă pentru raportul semnal-zgomot obținut în urma combinării este:

$$P_{\Gamma_{MRC}}(\rho) = CDF_{GAMMA}(\rho, M, \rho_0^{-1}) = 1 - e^{-\frac{\rho}{\rho_0}} \cdot \sum_{i=0}^{M-1} \frac{(\rho / \rho_0)^i}{i!}$$

- Probabilitatea de “outage” este dată de funcția de distribuție cumulativă având ca argument pragul de “outage”:

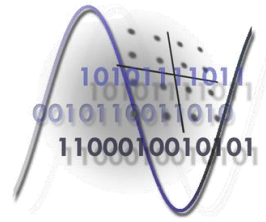
$$P_{outage}^{\rho_{th}} = P_{\Gamma_{MRC}}(\rho_{th}) = 1 - e^{-\frac{\rho_{th}}{\rho_0}} \cdot \sum_{i=0}^{M-1} \frac{(\rho_{th} / \rho_0)^i}{i!}$$

Tehnici de combinare a semnalelor



- “Equal gain combining”
 - Acest tip de combinare nu ponderează amplitudinea diferitelor replici recepționate ale semnalului:
 - Doar se corectează fază pentru a evita ca replicile semnalului să se elimine.

Tehnici de combinare a semnalelor



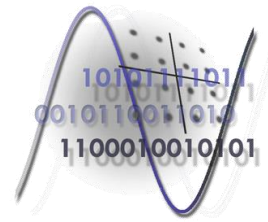
- Expresia semnalului obținut după combinare:

$$\begin{aligned} y_{EGC}(t) &= \sum_{i=1}^M e^{-j\varphi} \cdot (a_i \cdot e^{j\varphi} \cdot s(t) + z_i(t)) \\ &= \sum_{i=1}^M a_i \cdot s(t) + \sum_{i=1}^M e^{-j\varphi} \cdot z_i(t) \end{aligned}$$

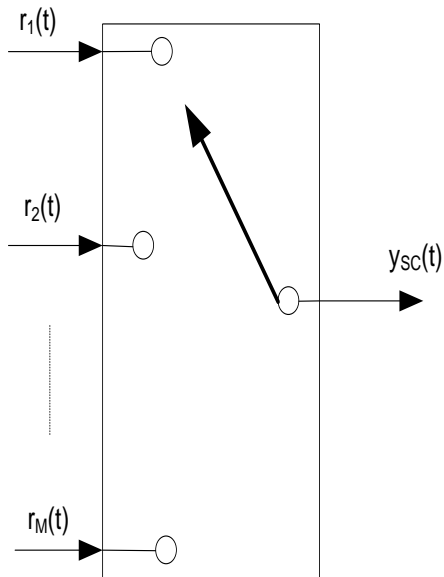
- Raportul semnal-zgomot al semnalului obținut după combinare este:

$$\rho_{EGC} = \frac{\left(\sum_{i=1}^M a_i \right)^2 \cdot E_b}{M \cdot N_0}$$

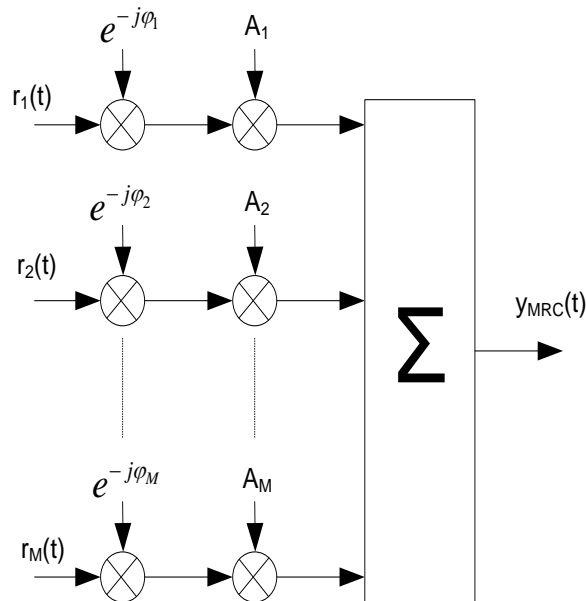
Tehnici de combinare a semnalelor



Selection combining



Maximum ratio combining



Equal gain combining

