

## Parametrii canalelor radio ce influențează transmisia semnalelor numerice

Transmisiile pe canale radio se pot împărți în transmisii care au cel puțin un post mobil și în transmisii ce au loc între posturi fixe.

### 1. Atenuarea de propagare în spațiul liber

-semnalul suferă o atenuare medie a cărei valoare depinde de lungimea traseului parcurs  $R$  și de frecvența sa  $f$ , (1); Exponentul relației (1) se numește indice de atenuare.

$$L_{pm} = [(4\pi Rf)/c]^2; \quad (1)$$

-  $G_t$  și  $G_r$  sunt respectiv câștigurile antenelor emițătorului și receptorului, iar  $P_t$  este puterea electrică la ieșirea emițătorului, atunci puterea la intrarea receptorului este dată de ecuația de transmisie a lui Friis [mil]:

$$P_r = P_t G_t G_r [c/(4\pi Rf)]^2; \quad (2)$$

- Incluzând câștigurile celor două antene în atenuarea medie de propagare, (2) devine în dB:

$$P_{rm}(R)[dB] = P_t[dB] - L_{pm}(R)[dB]; \quad (3)$$

- atenuarea (3) mai este influențată și de parametrii geografici ai mediului. În funcție de mediul în care are loc propagarea, indicele de atenuare diferă. În tabelul 1 sunt dați indicii de atenuare pentru câteva medii de propagare, [rap].

Mediu de propagare	Indice de atenuare, n
Spațiu liber	2
Zonă urbană	2,7 la 3,5
Zonă urbană 'umbrită'	3 la 5
Propagare directă în clădiri	1,6 la 1,8

Tabelul 1 Valorile indicelui de atenuare pentru câteva medii de propagare

- De asemenea, atenuarea transmisiilor radio la frecvențe mai mari de 10 GHz crește sensibil în prezența ploii. Modalitatea de evaluare a atenuării datorate ploii este descrisă în [mil].

### 2. Fadingul log-normal

- expresiile (1) și (3.) nu țin cont de faptul că atenuarea poate diferi pentru două poziții aflate la aceeași distanță  $R$  de emițător, datorită unor factori de mediu (clădiri, zone împădurite, etc). Măsurătorile au arătat că atenuarea, exprimată în dB, în diverse poziții aflate la aceeași distanță are o distribuție normală (gaussiană) în jurul valorii medii dată de (1), cu o dispersie  $\sigma$ . Notând cu  $\Delta L_{p\sigma}$  variația atenuării într-un punct, față de valoarea medie (1), atenuarea, în dB, este exprimată de:

$$L_p(R) [dB] = L_{pm}(R) [dB] + \Delta L_{p\sigma} [dB]; \quad (4)$$

- această variație a atenuării se numește fading log-normal, deoarece valoarea sa exprimată în dB, adică după o logaritmare, este distribuită după o lege gaussiană.

- probabilitatea ca nivelul semnalului recepționat să fie mai mare decât o valoare impusă  $l$  poate fi exprimată cu ajutorul funcției  $Q(t)$  [ven] și a relației (5):

$$P(P_r(R) > l) = Q\left(\frac{l - P_{rm}(R)}{\sigma}\right); \quad Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du; \quad (5)$$

### 3. Dispersia Doppler în frecvență

- Comunicațiile radio care conțin un post mobil sunt afectate de dispersia în frecvență a semnalului recepționat, datorată efectului Doppler provocat de deplasarea acestuia.

- dacă considerăm un mobil care se deplasează cu viteza  $v$  și un semnal emis cu frecvența  $f_c$ , (6.a), care ajunge la antena postului receptor sub un unghi  $\theta$  față de direcția de deplasare, atunci frecvența semnalului intrat în receptor suferă o deviație  $f_d$ , datorată efectului Doppler iar expresia semnalului recepționat este dată în relația (6.b).

$$s_t = A \cos(2\pi f_c t); \text{ a. } s_r(t) = A \cos[2\pi(f_c - f_d)t]; \text{ b.} \quad (6)$$

- valoarea deviației de frecvență cauzată de efectul Doppler este dată de relația (7.a).

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = \frac{vf_c}{c} \cos \theta; \text{ a. } f_m = \frac{vf_c}{c} \text{ pentru } \theta = 0^\circ; \text{ b.} \quad (7)$$

- ecuația (7.a) arată că, dacă direcția de mișcare a stației mobile este în direcția din care sosesc undele, ( $\theta \in (0^\circ, 90^\circ) \cup (270^\circ, 0^\circ]$ ), deviația Doppler are valoare pozitivă, frecvența semnalului recepționat fiind mai mare decât frecvența semnalului emis, iar dacă direcția de deplasare a stației mobile este în direcția de propagare a undelor, atunci deviația Doppler are valoare negativă, deci frecvența semnalului recepționat va fi mai mică decât frecvența semnalului transmis.
- datorită schimbării unghiului de incidență, prin schimbarea poziției mobilului, deviația de frecvență  $f_d$  își modifică valoarea între 0 și o valoare maximă  $f_m$  (7.b) fiind împrăștiată în gama ( $f_c - f_m; f_c + f_m$ ) ceea ce arată că semnalul recepționat suferă o dispersie (împrăștiere – “spread”) în frecvență, numită dispersie Doppler.
- dacă mobilul se află într-o poziție dată, deoarece în canalul radio cu propagare multicale undele reflectate ajung la recepție din direcții diferite, frecvența lor diferă în funcție de unghiul  $\theta$ , ceea ce conduce la extinderea benzii semnalului recepționat. în gama ( $f_c - f_m; f_c + f_m$ ). Aceasta este o altă cauză a împrăștierii Doppler.

#### 4. Fadingul. Clasificare

- Propagarea multicale influențează semnificativ semnalul recepționat pe un canal radio. Semnalul emis ajunge la antena receptorului pe mai multe căi de propagare, determinate de existența unor obstacole care produc reflexii ale unde transmise. Astfel, la receptor poate ajunge unda directă, care nu a întâlnit nici un obstacol, și una sau mai multe unde reflectate. Deoarece căile de propagare nu au aceeași lungime, semnalele ajunse la receptor pot ajunge cu întârzier diferite, generând fenomenul de dispersie temporală.
- Dispersia temporală (dispersia întârzierilor) depinde de lungimea căilor secundare (reflectate) și produce interferență intersimbol, care devine semnificativă pentru întârzieri mari (de ordinul uneia sau mai multor perioade de simbol). Fiind o variabilă aleatoare, este caracterizată de dispersia  $\sigma_\tau$ .
- Pentru a caracteriza un canal de bandă largă se definește banda de coerență a canalului,  $B_c$ . Aceasta este gama de frecvențe în care canalul poate fi considerat uniform, adică are aproximativ aceeași atenuare și o variație liniară a fazei. În această gamă, două semnale de frecvențe diferite au amplitudinile puternic corelate. Banda de coerență poate fi aproximată prin (8) pentru factori de corelație de 0.9 și respectiv 0.5:

$$B_c \approx 1/(50\sigma_\tau) \text{ sau } B_c \approx 1/(5\sigma_\tau); \quad (8)$$

- un alt parametru important al propagării multicale este întârzierea relativă maximă  $\tau_M$  a căilor care au un nivel al semnalului suficient de mare
- Pentru canalele radio cu un post mobil, datorită dispersiei Doppler, se definește un timp de coerență  $T_c$ , care depinde de deviația maximă de frecvență (7.b) :

$$T_c = 0,423/f_m; \quad (9)$$

- timpul de coerență este intervalul de timp în care semnalele sosite la receptor sunt afectate în mod (aproximativ) similar de către canal.
- Cele două efecte perturbatoare în timp și frecvență produc diverse tipuri de fading. O clasificare a tipurilor de fading produse de aceste efecte perturbatoare este dată în [rap].
- **dispersia întârzierii multicale** produce **fading plat (flat fading)** sau **fading selectiv în frecvență**. Notând cu  $B_S$  banda semnalului și cu  $T_S$  perioada de simbol a transmisiei, condițiile pentru apariția unuia din cele două tipuri de fading sunt, la o primă aproximare,:

$$\text{pentru fadingul plat:} \quad 1. B_S \ll B_c \text{ sau } 2. \sigma_\tau \ll T_S; \quad (10.a)$$

$$\text{pentru fadingul selectiv în frecvență:} \quad 1. B_S \gg B_c \text{ sau } 2. \sigma_\tau \gg T_S \quad (10.b)$$

- la valori apropiate ale parametrilor canalului și ale transmisiei, cele două tipuri de fading pot apărea simultan în proporții diferite.

- **împrăștierea Doppler** în cazul canalelor mobile, precum și propagarea multicale cauzează **fadingul rapid (fast fading)** și **fadingul lent (slow fading)**. Condițiile de apariție ale acestora sunt:

pentru fading rapid:

1.  $f_m$  mare (sau  $f_m$  comparabil cu  $0.423 \cdot f_s$ )
2.  $T_c < T_S$  sau
3. variațiile canalului mai rapide decât cele ale semnalului BB (11.a)

pentru fadingul lent:

1.  $f_d$  mic (mult mai mic decât  $0.423 \cdot f_s$ ) sau
2.  $T_c \gg T_S$  (de cel puțin 100 ori) sau
3. variațiile canalului mai lente decât variațiile semnalului BB (11.b)

- valoarea întârzierii relative maxime este utilizată pentru determinarea duratei intervalului de gardă în transmisiile OFDM

- valorile lui  $B_c$  și  $T_c$  sunt utilizate pentru determinarea frecvenței de de simbol  $f_s$  în transmisiile monopurtător și pentru determinarea separației în frecvență  $f_s$  dintre subpurtătoare și a dimensiunilor chunk-ului (RRU) în transmisiile care utilizează OFDM

### 5. Fadingul plat și fadingul selectiv în frecvență

- efectele propagării multicanale depind de frecvență → acesta este un fenomen selectiv în frecvență.

- exemplificare: transmisie QAM în care  $s(t)$  (12) este semnalul emis, iar  $r(t)$  (13) este semnalul recepționat, și în care componenta reflectată suferă atenuarea  $b$  și întârzierea  $\tau$ , față de unda directă; cu indicii  $i$  și  $q$  sunt notate componentele în fază și în cuadratură ale semnalelor în cauză.

$$s(t) = v_i \cos 2\pi f_c t + v_q \sin 2\pi f_c t; \quad (12); \quad r(t) = s(t) + bs(t - \tau); \quad (13)$$

- Semnalul recepționat va fi de forma:

$$r(t) = v_i \cos 2\pi f_c t + v_q \sin 2\pi f_c t + bv_i(t - \tau) \cos 2\pi f_c (t - \tau) + bv_q(t - \tau) \sin 2\pi f_c (t - \tau); \quad (14)$$

- Folosind pentru demodularea QAM pe calea în fază purtătorul sincronizat:

$$p_i(t) = 2 \cos \pi f_c t; \quad (15)$$

după înmulțirea purtătorului cu semnalul recepționat și după filtrarea trece-jos, operații notate cu \*:

$$r(t) * p_i(t) = v_i(t) + bv_i(t - \tau) \cos 2\pi f_c \tau + bv_q(t - \tau) \sin 2\pi f_c \tau \quad (16)$$

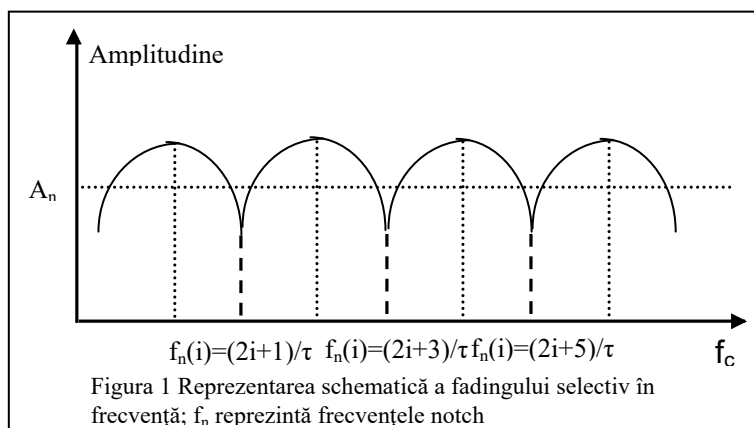
- (16) indică două efecte perturbatoare: apariția interferenței între cele două semnale modulatorie (termenul al treilea) și suprapunerea propriului semnal retardat peste semnalul util (termenul al doilea). Se observă că pentru anumite valori ale  $\tau/T_c$  al doilea termen se adună sau se scade din valoarea semnalului util  $v_i(t)$ , în funcție de relația între  $T_c$  și  $\tau$ . Situațiile extreme sunt date de relațiile:

$$\cos 2\pi f_c \tau = \pm 1 \Rightarrow 2\pi f_c \tau = 2n\pi; \quad \text{sau} \Rightarrow 2\pi f_c \tau = (2n + 1)\pi; \quad (17)$$

De unde rezultă:  $r(t) * p_i(t) = v_i(t) + bv_i(t - \tau)$  pentru  $f_c = \frac{2n}{\tau} \Leftrightarrow \tau = 2nT_c$  (18)

$$r(t) * p_i(t) = v_i(t) - bv_i(t - \tau)$$
 pentru  $f_c = \frac{2n + 1}{\tau} \Leftrightarrow \tau = (2n + 1)T_c$  (19)

- Dacă frecvența semnalului ia valorile (18) amplitudinea semnalului crește; dacă ia valorile (19) semnalul este atenuat; valorile cu care semnalul crește sau scade depind de coeficientul de atenuare  $b$  al semnalului de pe calea întârziată și de semnalul modulat.



- Frecvențele date de (19) se numesc “rejec-tate-notch”. La canalele cu posturi fixe, aceste frecvențe au valori aproximativ constante în timp, dar la canalele cu posturi mobile, datorită schimbării poziției, valorile acestor frecvențe se modifică. Pentru semnale QAM, asemenea frecvențe apar și pentru termenul introdus de componenta în cuadratură a semnalului modulator. Figura 1 prezintă schematic fenomenul de fading

selectiv în frecvență.

- Dacă banda de frecvență a semnalului  $< 1/\tau$ , atunci ecartul în frecvență între un maxim și un minim este mai mare decât aceasta, iar atenuarea introdusă este relativ constantă și avem cazul unui fading plat;
- Dacă însă banda de frecvență a semnalului  $> 1/\tau$ , atunci apare fadingul selectiv în frecvență.
- Același fenomen poate să apară și dacă la postul receptor sosesc două unde reflectate, întârziate în mod diferit, având o diferență de întârziere  $\Delta\tau$ .
- Dacă la postul receptor sosesc mai multe unde reflectate cu întârzieri distincte, atunci apar mai multe grupuri de frecvențe “notch” determinate de fiecare timp de întârziere  $\tau_i$ , iar atenuarea fiecărui grup diferă, în funcție de factorul de atenuare al fiecărei unde reflectate  $b_i$ .

## 6. Fading rapid și fading lent

- Fadingul rapid și fadingul lent se referă la viteza de variație a anvelopei semnalului recepționat, adică la evoluția în timp a amplitudinii semnalului recepționat.
- Pentru canale cu posturi fixe, ele sunt provocate de variații ale parametrilor canalului mai rapide decât perioada de simbol a transmisiei, iar pentru posturile mobile ele sunt cauzate în principal de împrăștierea în frecvență produsă de efectul Doppler.
- Exemplificare: vom analiza cazul unui post mobil care recepționează două unde ale căror unghiuri de incidență diferă prin  $\Theta$ , viteza mobilului fiind  $v$ .

- Considerând semnalul emis de forma:  $s(t) = R_0 \cos 2\pi f_c t$  (20)

cel recepționat va fi de forma:  $r(t) = R_0 \cos[2\pi t(f_c - \frac{vf_c}{c})] + R_0 \cos[2\pi t(f_c - \frac{vf_c}{c} \cos \Theta)]$  (21)

- Semnalul recepționat descompus în funcție de componentele sale în fază și în cuadratură,  $R_i(t)$  și  $R_q(t)$ :

$$r(t) = R_i(t) \cos 2\pi f_c t + R_q(t) \sin 2\pi f_c t; \quad a.$$

$$R_i(t) = R_0 [\cos(2\pi \frac{vf_c}{c} t) + \cos(2\pi \frac{vf_c}{c} t \cos \Theta)]; \quad b. \quad (22)$$

$$R_q(t) = R_0 [\sin(2\pi \frac{vf_c}{c} t) + \sin(2\pi \frac{vf_c}{c} t \cos \Theta)]; \quad c.$$

- Anvelopa semnalului recepționat:  $R(t) = \sqrt{R_i^2(t) + R_q^2(t)} = 2R_0 \cos[2\pi \frac{vf_c}{2c} (1 - \cos \Theta)]$  (23)

- Din (23)  $\rightarrow$  anvelopa semnalului recepționat variază cu frecvența:  $f_D = \frac{f_d}{2} (1 - \cos \Theta)$  (24)

- Viteza maximă de variație se atinge pentru  $\Theta = 180^\circ$  și are valoarea  $f_d$  indusă de efectul Doppler.
- Dacă frecvența de variație a anvelopei este mai mare decât perioada de simbol a transmisiei avem fading rapid; dacă frecvența de variație este mai mică decât frecvența de simbol, atunci avem fading lent.

## 7. Legi de distribuție ale anvelopei semnalului afectat de fading

### 7.1. N unde reflectate – distribuția Rayleigh

- Dacă semnalul recepționat este constituit din  $N$  unde reflectate, fiecare cu amplitudinea constantă  $R_n$ , un unghi de incidență  $\Theta_n$ , și o deviație Doppler  $f_{dn}$ , atunci semnalul recepționat va avea expresia:

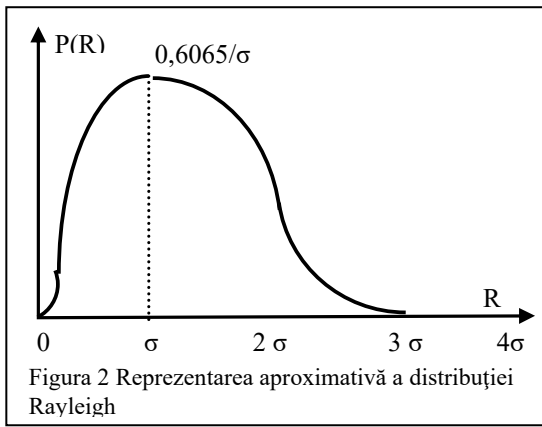
$$r(t) = \sum_{n=1}^N R_n \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_{dn} t); \quad f_{dn} = \frac{vf_c}{c} \cos \Theta_n \quad (25)$$

- prin raționament similar cu (20,...,24) semnalul recepționat descompus în componentele I și Q:

$$r(t) = R_i(t) \cos 2\pi f_c t + R_q(t) \sin 2\pi f_c t; \quad (26)$$

$$R_i(t) = \sum_{n=1}^N R_n \cos 2\pi f_{dn} t; \quad R_q(t) = \sum_{n=1}^N R_n \sin 2\pi f_{dn} t;$$

- Dacă  $N$  are valori mari, atunci conform teoremei limită centrală,  $R_i(t)$  și  $R_q(t)$  - variabile aleatorii cu distribuție gaussiană și medie nulă  $\rightarrow$  anvelopa semnalului recepționat  $R(t)$ , (27) va fi o variabilă alea-



toare cu distribuția Rayleigh [mil].

$$R(t) = \sqrt{R_i^2(t) + R_q^2(t)}; \quad (27)$$

- Densitatea de probabilitate a acestei distribuții, adică probabilitatea ca anvelopa să ia valoarea R, dacă  $\sigma_R^2$  este puterea medie a semnalului recepționat, este dată de (28) și este reprezentată schematic în fig.2.

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}; \quad 0 \leq R < \infty; \quad (28)$$

- probabilitatea ca valoarea anvelopei recepționate să fie mai mică decât un prag  $R_0$  este dată de funcția de distribuție cumulativă (CDF):

$$P(R_0) = p(R \leq R_0) = \int_0^{R_0} p(R) dR = 1 - \exp\left(-\frac{R_0^2}{2\sigma^2}\right) \quad (29)$$

- Valoarea medie a distribuției Rayleigh este

$$R_m = E[R] = \int_0^{\infty} R \cdot p(R) dR = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1,2533\sigma \quad (30)$$

- Banda de frecvențe a semnalului recepționat este egală cu  $[f_c - f_m; f_c + f_m]$  și este dată împrăștierea Doppler.  
 - Dacă se consideră că puterea zgomotului gaussian care se adună cu semnalul recepționat la intrarea receptorului este  $P_z$ , atunci relația (29) permite calcularea probabilității ca raportul semnal/zgomot (în exprimare liniară)  $\rho$  să fie mai mică sau cel mult egală cu o valoare impusă A, vezi (31) în care C este o constantă de scalare

$$\Pr(\rho \leq A) = 1 - \exp(-\lambda A); \quad \rho = \frac{R^2}{2 \cdot P_z}; \quad \lambda = \frac{2 \cdot P_z}{\sigma^2 \cdot C} \quad (31)$$

- această relație poate fi utilă în estimarea aproximativă a probabilității de utilizare a unei configurații în cazul transmisiilor cu modulații adaptive.

## 7.2. Undă directă și N unde reflectate – distribuția Rice

- semnalul recepționat este constituit dintr-o undă directă și N unde reflectate, fiecare cu amplitudinea constantă  $R_n$ , un unghi de incidență  $\Theta_n$ , și o deviație Doppler de frecvență  $f_{dn}$ , → semnalul recepționat poate fi descris ca o sumă între semnalul direct  $d(t)$  și un semnal compus din undele reflectate  $r(t)$  a cărui anvelopă va lua valori în conformitate cu distribuția Rayleigh.

- semnalul recepționat  $s(t)$  va fi după descompunerea în componentele I și Q, vezi și (26):

$$s(t) = d(t) + r(t) = D_i(t) \cos 2\pi f_c t + D_q(t) \sin 2\pi f_c t + R_i(t) \cos 2\pi f_c t + R_q(t) \sin 2\pi f_c t; \quad (32)$$

- Studiile făcute arată că anvelopa semnalului recepționat  $S(t)$ :

$$S(t) = \sqrt{[D_i(t) + R_i(t)]^2 + [D_q(t) + R_q(t)]^2} \quad (33)$$

va lua valori în conformitate cu distribuția Rice, având distribuția densității de probabilitate::

$$p(S) = \frac{S}{\sigma^2} e^{-\frac{(S+A)^2}{2\sigma^2}} \cdot I_0\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right); \quad \text{pentru } A \geq 0 \text{ și } S \geq 0; \quad (34)$$

- Relația (34) mai este exprimată în literatură și în funcție de raportul K între puterea semnalului direct de amplitudine A și puterea semnalelor reflectate, care e proporțională cu  $\sigma^2$ , vezi relația (35.a).  $I_0(t)$  este funcția Bessel modificată de ordin 0, (35.b):

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2}; \text{ a. } I_0(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{t^{2n}}{2^{2n} n!}; \text{ b.} \quad (35)$$

- Dacă puterea semnalului direct scade ( $A \rightarrow 0$ ), semnalul recepționat este compus preponderent din semnale reflectate, iar valorile anvelopei acestuia vor fi distribuite după distribuția Rayleigh. Aceasta înseamnă că pentru  $K \rightarrow 0$ , distribuția Rice degenerază în distribuție Rayleigh.

## 8. Parametrii statistici ai anvelopei semnalului afectat de fadingul de tip Rayleigh

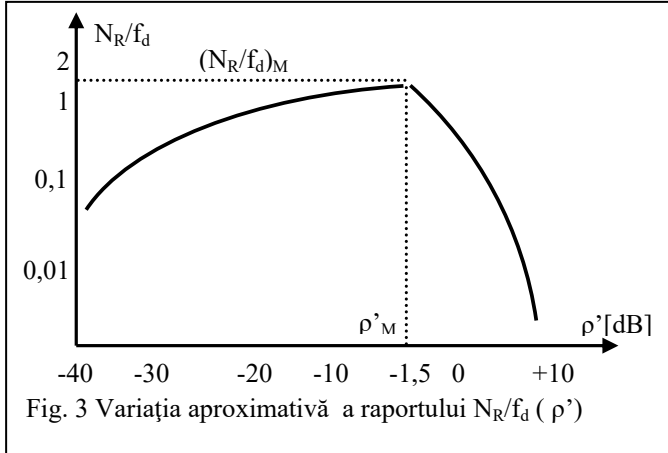
-Dintre fenomenele care afectează calitatea recepției un deosebit interes îl prezintă numărul de scăderi ale anvelopei semnalului modulat sub un anumit nivel în unitatea de timp și durata medie a intervalului de timp cât semnalul rămâne sub valoarea considerată.

### 8.1. Rata atenuărilor sub un nivel impus

- Utilizând distribuția densității de probabilitate de tip Rayleigh a anvelopei semnalului recepționat normate la valoarea sa eficace  $R_{ef}$ , se arată că numărul mediu de scăderi ale anvelopei (atenuări) sub un nivel impus  $R_0$ , într-o secundă, are expresia:

$$N(R_0) = \sqrt{2\pi} \cdot f_d \cdot \rho \cdot e^{-\rho^2}; \quad \rho = R_0 / R_{ef}; \quad (36)$$

- Relația de mai sus este obținută pentru o antenă baston poziționată vertical.

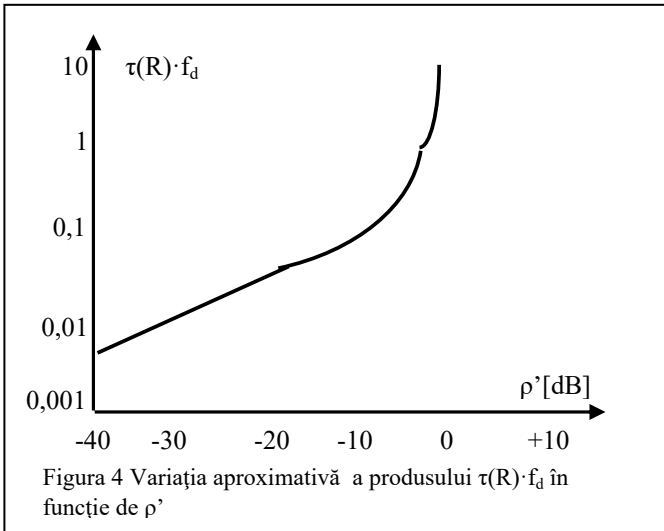


- Acest număr, („Level Crossing Rate”), depinde și de deviația Doppler  $f_d$  (7.a). De aceea, pentru a face o reprezentare care să depindă numai de nivelul normat dorit, se reprezintă raportul  $N_R/f_d$  în funcție de  $\rho$ , așa cum se arată în figura 3. Valoarea maximă a raportului se obține pentru  $\rho'_M = 10 \lg \rho_M = -1,5$  dB și are valoarea  $(N_R/f_d)_M = 1,5$ . Pentru  $\rho' = 0$  dB, raportul  $(N_R/f_d) = 0,92$ , iar pentru  $\rho' = -3$  dB, raportul  $N_R/f_d = 0,977$ .

- Pentru  $v = 96$  km/h și un unghi de incidență  $\theta = 0^\circ$ , se obține  $f_d = 80$  Hz, de unde numărul mediu de scăderi cu peste  $R_0 = 3$  dB a valorii anvelopei, față de valoarea sa eficace, într-o secundă, va fi de 78.

### 8.2. Durata medie a atenuărilor sub un nivel impus

- Durata medie a atenuărilor sub un nivel impus („average fade duration”) este intervalul mediu de timp în care anvelopa semnalului e mai mică decât un nivel impus  $R_0$ . Păstrând notațiile din paragraful anterior, expresia acestei durate, în microsecunde, este:



$$\bar{\tau}(R_0) = \frac{e^{-\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} \cdot \rho \cdot f_d}; \quad (37)$$

- Deoarece durata medie a atenuării depinde și de deviația de frecvență  $f_d$ , pentru a avea o dependență numai de raportul  $\rho$ , în acest caz se utilizează reprezentarea produsului  $\tau(R_0) \cdot f_d$ , a cărei variație în funcție de raportul  $\rho'$  este prezentată în figura 4.

Reluând exemplul de mai sus, durata medie a scăderilor de nivel de  $R_0 = 3$  dB este de 29  $\mu$ s.

- Deoarece scăderile de amplitudine ale anvelopei conduc la erori de bit după demodulare, estimarea numărului și a duratei medii a acestora, permit estimarea numărului de rafale de erori, ce pot să apară într-o secundă, și a lungimii acestora. Aceste date sunt

folosite pentru o dimensionare adecvată a codurilor corectoare de erori utilizate, sau la dimensionarea chunkurilor utilizate în transmisiunile adaptive de tip OFDMA.

## 9. Simulator de canal cu propagare multicale Rayleigh

Ținând cont de relația (25), un canal radio cu propagare multicale se poate simula cu un filtru FIR cu coeficienți variabili. Semnalul recepționat în canalul cu propagare multicale constă de fapt din replicile aceluiasi semnal emis, care au parcurs căi diferite între emisie și recepție, și de aceea sosesc la recepție cu atenuări și întârzieri diferite. Variația anvelopei unui semnal recepționat pe o cale are distribuția Rayleigh, deci și variația coeficienților filtrului FIR cu care este simulat canalul cu propagare multicale are distribuție Rayleigh. Schema bloc a unui simulator de canal cu propagare multicale este dată în fig. 5. Intervalul de timp pentru care coeficienții filtrului sunt constanți este dat de timpul de coerență  $T_c$  definit de (9).

- Determinarea funcției de densitate de probabilitate globală a nivelului anvelopei semnalului recepționat pe un canal Rayleigh cu propagare multicale este extrem de complexă; o determinare exactă conduce la expresii matematice extrem de complexe.

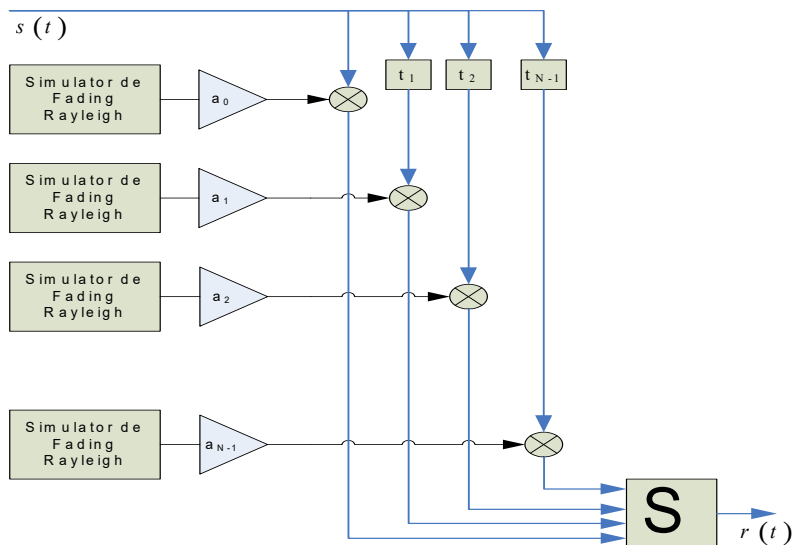
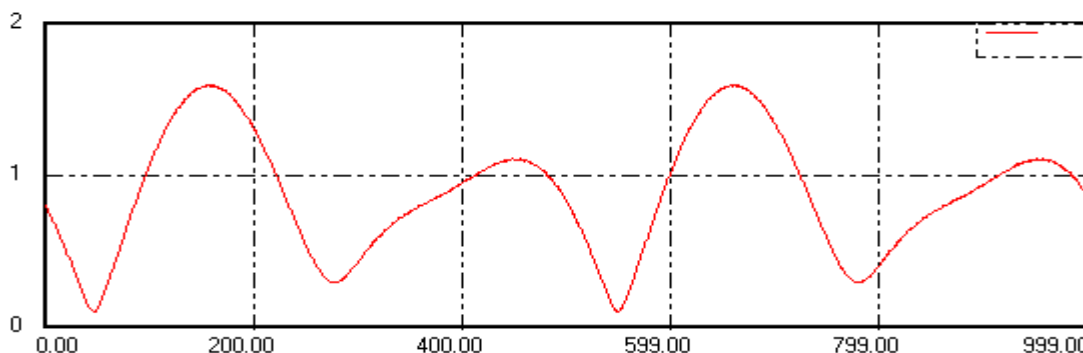


Figura.5 Simulator de canal cu propagare multicale – principiul implementării

- în figura 6 este prezentată variația nivelului în funcție de frecvență pentru un canal cu propagare multicale care are banda de coerență mult mai mică decât banda semnalului transmis; fiecare cale are aceleași valori ale atenuărilor și întârzierilor pe căile de propagare.

Figura 6. Eșantion de caracteristică de transfer a unei canal cu propagare multicale cu lărgime de bandă mult mai mare decât banda de coerență - ↓



## 10. Efectele introduse de amplificatoarele finale de radio frecvență

- Pentru a asigura eficiența în putere amplificatoarele finale de radio frecvență sunt utilizate în apropierea zonei de saturație a caracteristicii de transfer  $P_o = f(P_i)$ . Dar în aceste condiții caracteristica de transfer în putere a amplificatoarelor devine cu atât mai neliniară, cu cât puterea de ieșire se apropie mai mult de valoarea maxim permisă și amplificatorul intră în zona de saturație a caracteristicii sale de transfer.

- În aceste cazuri caracteristica de transfer nu mai poate fi aproximată cu o caracteristică liniară, de tipul  $P_o = a \cdot P_i$ .

- Pentru a pune în evidență efectele neliniarității asupra semnalului de ieșire, vom aproxima caracteristica de transfer printr-o funcție polinomială de tipul:

$$s_o = a \cdot s_i + b \cdot s_i^2(t-t_1) + c \cdot s_i^3(t-t_2) + \dots; \quad ; \quad a, b, c - \text{constante}; \quad (38)$$

- Semnalul modulat are expresia:  $s_i(t) = R(t)\cos(\omega_p t + \varphi(t)); \quad (39)$

- Dacă semnalul modulat (39) are anvelopa constantă,  $R(t) = R_0$ , dacă faza sa este notată cu  $\Phi(t)$ , iar defazajele introduse de întârzierile  $t_1$  și  $t_2$  sunt notate cu  $\varphi_1$  și  $\varphi_2$ , atunci semnalul de ieșire dintr-un amplificator cu limitare pronunțată, va avea expresia:

$$s_o(t) = a \cdot R_0 \cdot \cos \Phi(t) + \frac{b \cdot R_0}{2} + \frac{b \cdot R_0}{2} \cdot \cos[2(\Phi(t) - \varphi_1)] + \frac{1}{4} \cdot c \cdot R_0 \cdot \cos[3(\Phi(t) - \varphi_2)] - \frac{3}{4} \cdot c \cdot R_0 \cdot \cos(\Phi(t) - \varphi_2); \quad \Phi(t) = \omega_p t + \varphi(t) \quad (40)$$

- După prelucrări trigonometrice, expresia (40) poate fi adusă la forma (41).

- Ecuația (41) arată că semnalul de ieșire are, pe lângă componenta pe frecvența  $f_p$  (primul termen): o componentă spectrală în banda de bază,  $b \cdot R_0/2$ , o componentă spectrală pe armonica a doua a semnalului purtător, termenul al treilea, și o componentă pe armonica a treia a semnalului purtător, ultimul termen

- Variația lui  $R(t)$  este denumită caracteristica AM/AM, iar cea a lui  $\varphi(t)$  este denumită caracteristica AM/PM; cele două indică efectul amplificatorului asupra anvelopei și respectiv fazei semnalului amplificat.

$$\begin{aligned}
 s_o(t) &= \left[ a - \frac{3}{4} \cdot c \cdot \cos \phi_2 \right] \cdot \cos \Phi(t) + \left[ \frac{3}{4} \cdot c \cdot \sin \phi_2 \right] \cdot \sin \Phi(t) + \frac{b \cdot R_0}{2} + \\
 &+ \frac{b \cdot R_0}{2} \cdot \cos[2(\Phi(t) - \phi_1)] + \frac{1}{4} \cdot c \cdot R_0 \cdot \cos[3(\Phi(t) - \phi_2)] = \\
 &= R_0 \cdot \sqrt{a^2 + \frac{9}{16} \cdot c^2 - \frac{3}{2} \cdot ac \cdot \cos \phi_2} \cdot \cos\left[\Phi(t) + \arctg \frac{3c \cdot \sin \phi_2}{4a - 3c \cdot \cos \phi_2}\right] + \frac{b \cdot R_0}{2} + \\
 &+ \frac{b \cdot R_0}{2} \cdot \cos[2(\Phi(t) - \phi_1)] + 4c \cdot R_0 \cdot \cos[3(\Phi(t) - \phi_2)];
 \end{aligned} \tag{41}$$

- Anvelopa semnalului de ieșire nu este distorsionată, iar faza sa este modificată cu un defazaj constant ce poate fi eliminat ușor la recepție.

- Se observă însă apariția unor componente spectrale în afara benzii permise, numită și refacere spectrală (spectral regrowth) a unor componente ce au fost filtrate în emițător înainte amplificării finale/

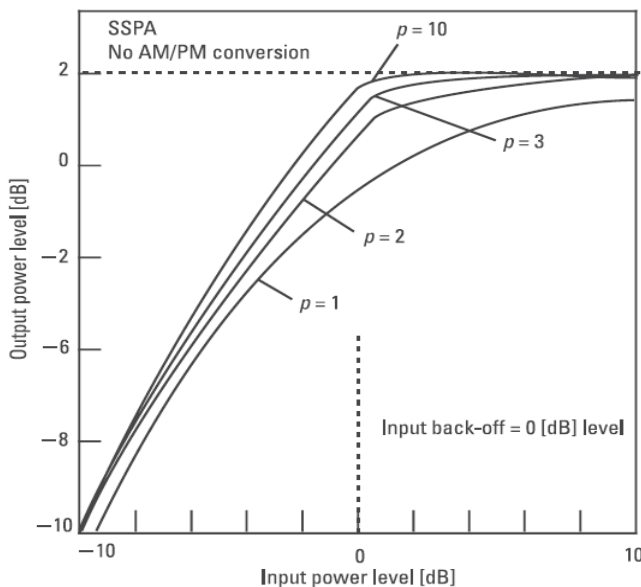
- Dacă însă anvelopa  $R(t)$  nu este constantă, în urma trecerii prin sistemul neliniar apar mai multe consecințe:

1. distorsionarea anvelopei semnalului;
2. distorsionarea fazei semnalului;
3. refacerea spectrală a unor componente exterioare benzii permise, ce au fost eliminate de filtrele formatoare din emițător înainte amplificării finale.

- Primele două consecințe afectează calitatea semnalului ce ajunge la receptor, ducând la creșterea probabilității de eroare de bit după demodulare.

- A treia consecință conduce la apariția unor semnale care interferează cu benzile de frecvență învecinate.

- o aproximare mai exactă a caracteristicii de transfer a amplificatorului HP+RF de tip „solid-state” e dată de relația (42) (Rapp), în care  $A_s$  este modulul valorii la care apare saturația la ieșirea amplificatorului; aceasta consideră o caracteristică AM/PM constantă.



$$u(R(t)) = \frac{|R(t)|}{\left(1 + \left(\frac{|R(t)|}{A_s}\right)^{2p}\right)^{(1/2p)}}; \tag{42}$$

- În figura 7 este prezentată caracteristica de conversie AM/AM în funcție de puterea de intrare  $A$ , pentru un „input back-off” de 0 dB, raportat la  $A_s = 2$  Figura 7. Caracteristica de conversie AM/AM a unui SS- HPA

- Efectele nedorite sunt cu atât mai pronunțate cu cât  $p$  are o valoare mai mare

- Pentru reducerea amplitudinii componentelor spectrale exterioare benzii utile, apărute datorită procesului de refacere spectrală, cât și pentru reducerea gradului de distorsionare a semnalului din banda utilă, trebuie avute în vedere două aspecte:

- reducerea gradului de neliniaritate a amplificatorului final de putere;
- utilizarea unor modulații care să asigure o amplitudine cât mai constantă în timp a semnalului modulat.

- Reducerea neliniarității amplificatorului final se poate realiza prin următoarele metode:

- coborârea punctului de funcționare în zona liniară a caracteristicii  $P_o = f(P_i)$ . Acest proces implică reducerea puterii de ieșire, numită repliere a ieșirii („output back-off”) și notată cu  $B_o$  [dB], care se obține prin scăderea puterii semnalului de intrare, numită repliere a intrării („input back-off”) și notată cu  $B_i$  [dB].
- utilizarea unor metode de compensare a neliniarității; un exemplu este metoda de amplificare liniară cu componente neliniare („linear amplification with nonlinear components (LINC)”).
- utilizarea unor amplificatoare cu o caracteristică AM/AM cât mai liniară posibil și cu o caracteristică AM/PM cât mai constantă.