

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:

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

- 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 σ . 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 fie exprimată cu ajutorul funcției $Q(t)$ [ven] și a relației (5):

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

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.

- considerăm un mobil care se deplasează cu viteza v și și un semnal emis cu frecvența f_c , (6.a), care ajunge la antena postului receptor sub un unghi θ față de planul normal la aceasta, atunci frecvența semnalului intrat în receptor suferă o deviație f_d , datorată efectului Doppler, (7.a).

- 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. Expresia semnalului recepționat este dată în relația (6.b)

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

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

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 undei 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 σ_τ .

- 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:

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

- 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) :

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

- Cele două efecte perturbatoare 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:

$$1. f_d \text{ mare sau } 2. T_c < T_S \text{ sau } 3. \text{ variațiile canalului mai rapide decât cele ale semnalului BB} \quad (11.a)$$

pentru fading lent:

$$1. f_d \text{ mic sau } 2. T_c > T_S \text{ sau } 3. \text{ variațiile canalului mai lente decât variațiile semnalului BB} \quad (11.b)$$

5. Fadingul plat și fadingul selectiv în frecvență

- efectele propagării multicale 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 τ , 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:

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

$$\text{- Folosind pentru de modularea QAM pe calea în fază purtătorul sincronizat: } p_i(t) = 2 \cos \pi f_c t; \quad (15)$$

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 T_c/τ al doilea termen se adună sau se scade din valoarea semnalului util $v_i(t)$, în funcție de relația între T_c și τ . Situațiile extreme sunt date de relațiile:

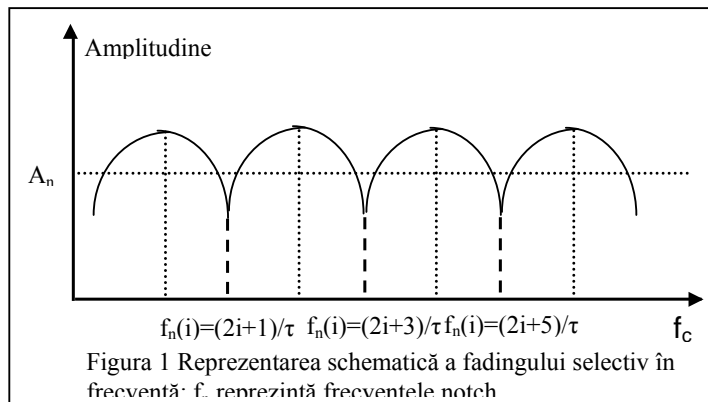
$$\cos 2\pi f_c \tau = \pm 1 \Rightarrow 2\pi f_c \tau = 2n\pi; \text{ sau } \Rightarrow 2\pi f_c \tau = (2n+1)\pi; \quad (17)$$

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

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

- 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 al semnalului de pe calea întârziată b și de semnalul modulată. De notat că dacă perioada de simbol a semnalului util (BB) este mult mai mare decât durata întârzierii τ , semnalele în banda de bază demodulate de pe cele două căi pot fi considerate sincrone.

- Frecvențele date de (19) se numesc “rejectate –notch”. La canalele cu posturi fixe, aceste frecvențe au valori fixe, 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 canalului $< 1/\tau$, ecartul în frecvență între un maxim și un minim, atunci atenuarea introdusă este relativ constantă și avem cazul unui fading plat;

- dacă însă banda de frecvență $> 1/\tau$, 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 τ_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 deplasarea în frecvență produsă de efectul Doppler.

- Exemplificare: vom analiza cazul unui post mobil care recepționează două unde ale căror unghiuri de incidență diferă prin Θ , 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: $r(t) = R_0 \cos[2\pi t(f_c - \frac{v f_c}{c})] + R_0 \cos[2\pi t(f_c - \frac{v f_c}{c} \cos \Theta)]$ (21)

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

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

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

$$R_q(t) = R_0 \left[\sin\left(2\pi \frac{v f_c}{c} t\right) + \sin\left(2\pi \frac{v f_c}{c} t \cos \Theta\right) \right]; \quad \text{c.}$$

- anvelopa semnalului recepționat: $R(t) = \sqrt{R_i^2(t) + R_q^2(t)} = 2R_0 \cos\left[2\pi \frac{v f_c}{2c} (1 - \cos \Theta)\right] \quad (23)$

- din (23) → 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 Θ_n , și o deviație Doppler f_{dn} , atunci semnalul recepționat va avea expresia:

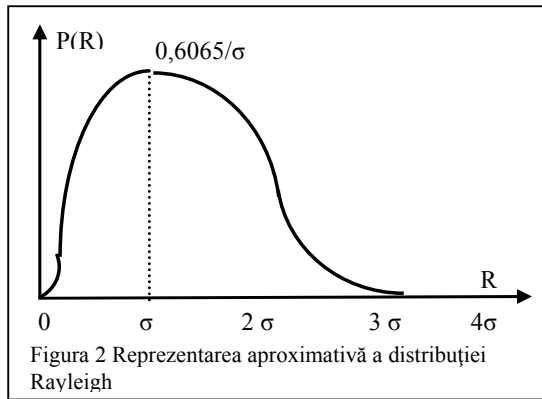
$$r(t) = \sum_{n=1}^N R_n \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_{dn} t); \quad f_{dn} = \frac{v f_c}{c} \cos \Theta_n \quad (25)$$

- 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 cf. teoremei limită centrală rezultă că $R_i(t)$ și $R_q(t)$ sunt variabile aleatorii cu distribuție gaussiană și medie nulă, iar anvelopa semnalului recepționat $R(t)$, (27) va fi o variabilă aleatoare 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 σ_R^2 este puterea medie a semnalului recepționat, este dată de (28) și este reprezentată schematic în figura 2.

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

- Banda de frecvențe a semnalului recepționat este egală cu $[f_c - f_m; f_c]$ și este dată împrăștierea Doppler.

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 Θ_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):

$$s(t) = d(t) + r(t) = D_i(t) \cos 2\pi f_c t + D_q(t) \sin 2\pi f_c t + R_i(t) \cos 2\pi f_c t + R_q(t) \sin 2\pi f_c t; \quad (29)$$

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

$$S(t) = \sqrt{[D_i(t) + R_i(t)]^2 + [D_q(t) + R_q(t)]^2} \quad (30)$$

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

$$p(S) = \frac{S}{\sigma^2} e^{-\frac{(S+A)^2}{2\sigma^2}} \cdot I_0\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right); \quad \text{pentru } A \geq 0 \text{ și } S \geq 0; \quad (31)$$

- relația (31) 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 σ^2 , vezi relația (32.a). $I_0(t)$ este funcția

$$\text{Bessel modificată de ordin 0, (32.b):} \quad K = \frac{A^2}{2\sigma^2}; a. \quad I_0(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{t^{2n}}{2^{2n} n!}; b. \quad (32)$$

- 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. 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 (amplificare) în tensiune a amplificatorului printr-o funcție polinomială de tipul:

$$s_e = a \cdot s_i + b \cdot s_i^2(t-t_1) + c \cdot s_i^3(t-t_2) + \dots; \quad a, b, c - \text{constante}; \quad (33)$$

- semnalul modulat care trebuie amplificat are expresia:

$$s_i(t) = R(t) \cos(\omega_p t + \varphi(t)); \quad (34)$$

- dacă semnalul modulat (34) 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 $\varphi_1(t)$ și $\varphi_2(t)$, atunci semnalul de ieșire dintr-un amplificator cu limitare pronunțată, va avea expresia:

$$s_o(t) = a \cdot R_0 \cdot \cos \Phi(t) + \frac{b \cdot R_0}{2} + \frac{b \cdot R_0}{2} \cdot \cos[2(\Phi(t) - \varphi_1)] + \\ + 4c \cdot R_0 \cdot \cos[3(\Phi(t) - \varphi_2)] - 3c \cdot R_0 \cdot \cos(\Phi(t) - \varphi_2); \quad \Phi(t) = \omega_p t + \varphi(t) \quad (35)$$

- după prelucrări trigonometrice, expresia (35) poate fi adusă la forma:

$$s_o(t) = [a - 3c \cdot \cos \varphi_2(t)] \cdot \cos \Phi(t) + [3c \cdot \sin \varphi_2(t)] \cdot \sin \Phi(t) + \frac{b \cdot R_0}{2} + \\ + \frac{b \cdot R_0}{2} \cdot \cos[2(\Phi(t) - \varphi_1)] + 4c \cdot R_0 \cdot \cos[3(\Phi(t) - \varphi_2)] = \\ = R_0 \cdot \sqrt{a^2 + 9c^2 - 9ac \cdot \cos \varphi_2} \cdot \cos[\Phi(t) + \arctg \frac{3c \cdot \sin \varphi_2}{(a - 3c) \cdot \cos \varphi_2}] + \frac{b \cdot R_0}{2} + \\ + \frac{b \cdot R_0}{2} \cdot \cos[2(\Phi(t) - \varphi_1)] + 4c \cdot R_0 \cdot \cos[3(\Phi(t) - \varphi_2)]; \quad (36)$$

- ecuația (35) arată că semnalul de ieșire are: 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

- prezența acestor termeni arată faptul că neliniaritatea amplificatorului introduce componente spectrale în afara benzii utile (permise), inexistente în semnalul de intrare, fenomen care este denumit “refacere spectrală - spectral regrowth”. Nivelele acestor componente sunt cu atât mai mici cu cât amplificatorul este mai liniar, b și c mici, și cu cât variația anvelopei semnalului modulat, în jurul valorii medii, e mai mică (PAPR mai mic)

- considerând acum primul termen al relației (36), acesta este plasat în banda permisă de frecvență, dar că atât amplitudinea cât și faza semnalului de ieșire sunt modificate (distorsionate).

- dacă însă anvelopa $R(t)$ nu este constantă, în urma trecerii prin amplificatorul neliniar semnalul de ieșire va avea forma (am considerat doar componentele spectrale din banda permisă)

$$s_e(t) = u(R_0) \cdot \cos(\omega_p t + v(R_0) + \varphi(t)); \quad (37)$$

- variația lui $R(t)$ este denumită caracteristica AM/AM, iar variația lui fazei este denumită caracteristica AM/PM, indicând modurile în care variația anvelopei semnalului modulat, care trebuie amplificat, afectează amplitudinea și faza semnalului amplificat.
- gradul de distorsionare introdus de amplificator scade odată cu scăderea PAPR al semnalului modulat.

Recapitulând, neliniaritățile caracteristicii amplificatorului final de emisie conduc la următoarele 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 înaintea 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.
 - 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 două 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.