

capitolul 6 PROPAGARE

6.1. ASPECTE ENERGETICE

6.1.1. Relația dintre puterea emițătorului și sensibilitatea receptorului

6.1.1.1. Generalități despre antene

Între stațiile de radiorelevu, între sateliți și stațiile terestre, energia se propagă sub formă de unde electromagnetice (UEM). La emițător, energia este radiată de *antena* iar la receptor este captată tot de o *antena*.

Structura antenei determină distribuția spațială a energiei radiate – la emisie, sau intensitatea curentului indus în sarcină – la recepție. Proprietatea de a radia în spațiu în mod diferit pe diferite direcții sau de a capta energii diferite din diferite direcții, se numește *directivitate* și este evidențiată de *caracteristica (diagrama) de radiație*.

Din punct de vedere al caracteristicilor de radiație, antenele sunt sisteme reciproce, adică o antena dată are aceeași caracteristică și la emisie și la recepție (cel puțin între anumite limite).

O antena este complet caracterizată de:

- banda de trecere (domeniul de frecvențe în care eficiența conversiei puterii electrice în putere a UEM – la emisie sau a puterii UEM în putere electrică – la recepție, este destul de mare);
- diagrama de radiație, câștigul și suprafața echivalentă;
- impedanța la borne;
- în cazul antenelor de emisie intervine și puterea maximă de lucru (până la care nu apar fenomene ca descărcări, efluvii etc.)

a. Câștigul antenei

Puterea radiată pe o direcție determinată depinde de puterea cu care antena este alimentată și de modul de distribuție în spațiu. Pentru a caracteriza emisiile (și recepțiile) numai din punct de vedere al directivității, se folosește noțiunea de *câștig al antenei*, definit ca raportul dintre puterea emisă într-un unghi solid unitar pe o direcție dată, definită prin unghiurile θ și φ – fig. 6.1 și puterea care ar fi emisă tot într-un unghi solid unitar în mod izotrop (antena care radiază uniform în toate direcțiile):

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_E / 4\pi} \quad (P_E - \text{puterea totală emisă izotrop}) \quad (6.1)$$

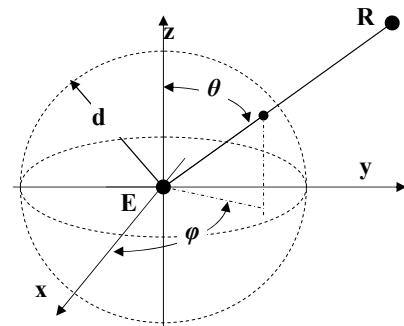


Fig. 6.1. Antena izotropă pe un tronson emițător (E) – receptor (R)

b. *Diagrama de radiație* evidențiază repartiția spațială a puterii radiate și este o suprafață închisă, reprezentând locul geometric al punctelor în care puterea oscilația EM raportată la pătratul distanței la sursă este constantă ($P/d^2 = \text{ct}$) – fig. 6.2. În practică se utilizează diagrama de radiație normată, raportând puterea la puterea maximă.

În general, caracteristicile de radiație au simetrie față de cel puțin o axă și se reprezintă prin secțiuni plane (Oxy, Oxz, ...). În cazul antenelor punctiforme caracteristicile sunt sferice; adesea însă, există anumite directivități, puterea fiind emisă preferențial în jurul anumitor direcții, în suprafețe numite *lobi*. *Deschiderea* unui lob este unghiul θ_0 format între direcția maximului cu direcția pe care puterea scade la jumătate din puterea maximului; în fig. 6.2. este o antena cu un singur lob principal cu deschidere δ .

c. *Suprafața echivalentă a antenei de recepție.*

Antena de recepție transformă o parte din puterea UEM în putere a semnalului electric (tensiune, curent). Puterea captată depinde de orientarea antenei, de polarizarea undelor, de adaptarea impedanțelor, de forma suprafețelor de undă și de suprafața pe care este incidentă unda și de orientarea acestei suprafețe. Pentru o polarizare și o adaptare date, pentru o antenă dată, cu orientare dată, puterea captată este proporțională cu densitatea de putere p în locul de amplasare a antenei:

$$P_R = \text{const.} \cdot p.$$

Constanta care intervine mai sus, dependentă de dimensiunile, forma și orientarea antenei este *suprafața echivalentă (aria efectivă) a antenei de recepție*:

$$P_R = A_e(\theta, \varphi) \cdot p \quad (6.2)$$

Cum directivitatea antenei este aceeași atât la emisie cât și la recepție (reciprocitate), rezultă că $A_e(\theta, \varphi)$ variază cu orientarea ca și câștigul $G(\theta, \varphi)$.

d. *Impedanța de intrare* este impedanța la bornele antenei, "văzută" dinspre fiderul de alimentare (fig. 6.3):

$$\underline{Z}_{in} = R_{in} + jX_{in} = \underline{U}_{in} / \underline{I}_{in}$$

în care \underline{U} și \underline{I} se măsoară. În principiu, calculul \underline{Z}_i este posibil, determinând componentele \underline{E} și \underline{H} ale câmpului EM în toate punctele antenei, sumându-le și determinând astfel puterile activă și reactivă și de aici impedanța; procedeul este laborios și nu întotdeauna posibil. De regulă impedanța antenelor se măsoară cu impedanțmetre, punți etc.

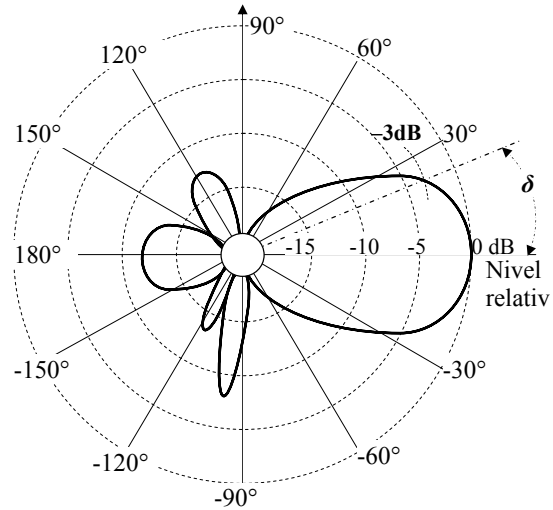


Fig. 6.2. Caracteristica de radiație a unei antene directive (în plan orizontal)

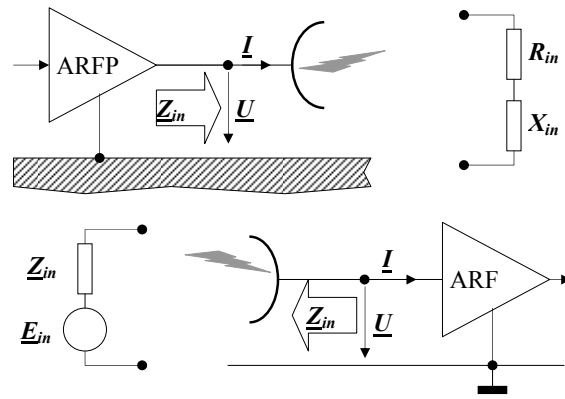


Fig. 6.3. Impedanța de intrare a antenei

6.1.1.2. Relația dintre puterea emițătorului și sensibilitatea receptorului

Se consideră o antenă punctiformă care radiază în vid, uniform în toate direcțiile – antenă izotropă (fig. 6.1); suprafețele de undă sunt sferice. *Densitatea de putere radiată* la o distanță d , dacă antena radiază toată puterea introdusă P_E , este:

$$p = \frac{P_E}{4\pi d^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (6.3)$$

Receptorul cu aria efectivă A_{Re} captează o putere P_R :

$$P_R = \frac{P_E A_{Re}}{4\pi d^2} \quad (6.4)$$

Ținând seama de câștigurile antenei de emisie (G_E) precum și de randamentul antenei de emisie ($\eta = P_E \text{ intrată} / \text{putere efectiv radiată}$) rezultă:

$$P_R = \eta G_E \frac{P_E A_{Re}}{4\pi d^2} \quad (6.5)$$

Produsul dintre puterea radiată și câștigul antenei ($P_E G_E$) este numit *putere echivalentă radiată izotrop* (peri, p.e.r.i.) – semnificația rezultă din denumire; cu aceasta, (6.5) se scrie:

$$P_R = \eta \cdot \text{peri} \cdot \frac{A_{Re}}{4\pi d^2} \quad (6.6)$$

Se demonstrează că aria efectivă a unei antene este $A_e = G \cdot \lambda^2 / 4\pi$ și $G = A_e \cdot 4\pi / \lambda^2$; deci:

$$P_R = \eta G_E G_R P_E \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \eta G_E G_R P_E \frac{1}{a}; \quad P_E = \frac{a P_R}{\eta G_E G_R}; \quad a = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (6.7)$$

Termenul $a = (4\pi d / \lambda)^2$ are semnificația unei *atenuări* apărute datorită propagării UEM în vid (cum s-a specificat la începutul discuției) și se numește *atenuare de propagare*. Logaritmand în rezultă:

$$P_{R(dB)} = P_{E(dB)} + \eta_{(dB)} + G_{E(dB)} + G_{R(dB)} - a_{(dB)} \quad (6.8)$$

$$P_{E(dB)} = P_{R(dB)} + a_{(dB)} - \eta_{(dB)} - G_{E(dB)} - G_{R(dB)}$$

din care, pentru o putere de recepție impusă, se poate calcula puterea de emisie necesară (de regulă η este apropiat de 1 și poate fi neglijat).

Pentru recepție corectă, la intrarea în antena de recepție trebuie asigurat un raport semnal – zgomot (P_R/N) mai mare decât o valoare specificată σ_{Ri} (în funcție de modulație, semnal util, ...). Din (6.5), cu N_{max} puterea maximă de zgomot și σ_{Ri} pragul acceptabil, rezultă:

$$P_E = \sigma_{Ri} N_{max} \frac{1}{\eta G_E} \frac{4\pi d^2}{A_{Re}} \approx \sigma_{Ri} N_{max} \frac{1}{G_E} \frac{4\pi d^2}{A_{Re}} \quad (6.8)$$

Ultima relație s-a dedus considerând propagarea în vid, când intervine numai atenuarea de propagare. În realitate, UEM parcurg medii absorbante și dispersive de energie. Ca urmare, puterea necesară la emisie trebuie să fie ceva mai mare decât arată (6.8). Pentru a ține seama de pierderile suplimentare de putere, în (6.8) se introduce un coeficient supraunitar M , numit uneori *margină (rezervă) de ploaie* (în sistemele de RR și CS absorbția energie EM de către picăturile de apă prezente la joasă altitudine este deosebit de intensă) și relația devine:

$$P_E = M \sigma_{Ri} N_{max} \frac{1}{G_E} \frac{4\pi d^2}{A_{Re}} \quad (M > 1) \quad (6.9)$$

În cazul zgomotului alb, puterea maximă de zgomot este exprimabilă în funcție de temperatura de zgomot T și banda de trecere a receptorului B : $N_{max} = kTB$ ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K, constanta lui Boltzmann). Cu aceasta, (6.9) devine:

$$P_E = \sigma_{Ri} M kTB \frac{1}{G_E} \frac{4\pi d^2}{A_{Re}} = \sigma_{Ri} M kTB \frac{a}{G_E G_R} \quad (6.10)$$

$$P_{E(dB)} = \sigma_{Ri(dB)} + M_{(dB)} + (kTB)_{(dB)} - G_{E(dB)} - G_{R(dB)} + a_{(dB)} \quad (6.11)$$

Utilizând relațiile de mai sus, se poate arăta avantajul sistemelor cu stații intermediare active (RR și CS) față de cele pasive, reflectante.

Fie deci un sistem cu 2 stații terminale (A și B) și o stație intermediară C. În primul caz se consideră C sistem pasiv, un simplu reflector (fig. 6.4.a) iar în al doilea, C este o stație activă ca în fig. 6.4.b.

Considerând sistemul *cu stație pasivă* (fig. 6.4.a), puterea incidentă în C pe suprafața efectivă $A_{Ce(p)}$ este P_C din care o parte ρP_C se reflectă (ρ este coeficientul de reflexie, $\rho < 1$).

Presupunând reflexia omnidirecțională, puterea captată de antena din B este:

$$P_{R(p)} = \rho P_C \frac{A_{Re}}{4\pi d_2^2} = \frac{\rho A_{Re}}{4\pi d_2^2} \frac{P_E G_E A_{Ce(p)}}{4\pi d_1^2} = \frac{\rho P_E G_E A_{Ce(p)} A_{Re}}{(4\pi)^2 d_1^2 d_2^2}$$

(S-a considerat $\eta = 1$ și s-au neglijat absorbțiile în mediu.)

Pentru P_R impusă, rezultă puterea de emisie necesară:

$$P_{E(p)} = \frac{(4\pi)^2 d_1^2 d_2^2}{\rho G_E A_{Ce(p)} A_{Re}} P_{R(p)} \quad (\text{intermediară pasivă}) \quad (6.12)$$

În cazul sistemului cu stație activă (fig. 6.4.b), puterea captată în C (P_C) cu antena având aria efectivă $A_{Ce(a)}$ este amplificată; către receptorul din B se emite $G_{AC} G_{EC} P_C$, cu G_{AC} amplificarea în stația intermediară și G_{EC} câștigul antenei de emisie din C. Puterea recepționată este:

$$P_{R(a)} = G_{AC} G_{CE} P_C \frac{A_{Re}}{4\pi d_2^2} = G_{AC} G_{CE} \frac{A_{Re}}{4\pi d_2^2} \frac{P_E G_E A_{Ce(a)}}{4\pi d_1^2}$$

$$P_{R(a)} = \frac{P_E G_E G_{AC} G_{CE} A_{Ce(p)} A_{Re}}{(4\pi)^2 d_1^2 d_2^2}$$

Pentru P_R impusă, rezultă puterea de emisie necesară:

$$P_{E(a)} = \frac{(4\pi)^2 d_1^2 d_2^2}{G_E G_{AC} G_{CE} A_{Ce(a)} A_{Re}} P_{R(a)} \quad (\text{intermediară activă}) \quad (6.13)$$

Făcând raportul puterilor necesare în A în cele două cazuri, pentru aceeași putere la recepție ($P_{R(p)} = P_{R(a)}$) se obține:

$$\frac{P_{E(st. activa)}}{P_{E(st. pasiva)}} = \frac{\rho A_{Ce(p)}}{G_{AC} G_{CE} A_{Ce(a)}} \approx \frac{1}{G_{AC} G_{CE}} \quad (\rho \approx 1, A_{Ce(a)} \approx A_{Ce(p)}) \quad (6.14)$$

Deoarece $G_{AC} G_{CE} \gg 1$, rezultă $P_{E(st. activă)} \ll P_{E(st. pasivă)}$, ceea ce evidențiază avantajele procedurii cu stații intermediare active.

Mai mult, pentru realizarea aceleiași puteri la recepție, suma puterilor din stația A și din stația intermediară este mult mai mică decât puterea necesară în A pentru sistemul pasiv. În adevăr:

$$P_E + P_{emisie C} = P_E \left(1 + P_{emisie C} / P_E \right) = P_E \left(1 + \frac{G_{AC} G_{CE} A_{Ce(a)}}{4\pi d_1^2} \right)$$

$$\frac{P_E + P_{emisie C} |_{(st. activa)}}{P_{E(st. pasiva)}} \approx \frac{1}{G_{AC} G_{CE}} + \frac{A_{Ce(a)}}{4\pi d_1^2} \approx \frac{1}{G_{AC} G_{CE}} \quad \left(\frac{A_{Ce(a)}}{4\pi d_1^2} \ll 1 \right)$$

(Diametrul antenei din C este de x0.1m ... x1m în timp ce d_1 este zeci ... sute km în sistemele RR și mii de km în SC.)

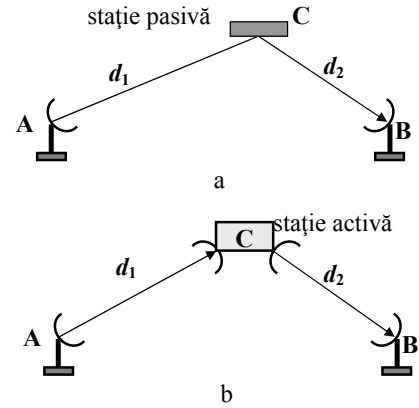


Fig. 6.4. Sistem de transmisie cu stație intermediară pasivă (a) și activă (b)

6.1.2. Zgomotul termic. Temperatură de zgomot

Zgomotele, semnale perturbatoare aleatoare, sunt prezente în toate sistemele, au surse și manifestări foarte variate. Un tip de zgomot omniprezent în sistemele electronice este *zgomotul termic*, care apare întotdeauna în conductoarele și rezistoarele parcurse de curent. Cauza acestui zgomot o constituie mișcarea haotică a particulelor cu sarcină, manifestată în exterior prin fluctuații, mici variații aleatoare, ale curentului. Densitatea spectrală de putere a zgomotului termic ($S_n(f)$) furnizat de o rezistență R_n independentă de frecvență și puterea într-o bandă Δf sunt:

$$S_n(f) = 4kTR_n, \quad P_{n\Delta f} = 4kTR_n \Delta f \quad (6.15)$$

Tensiunea eficace la bornele R_n generatoare de zgomot și independentă de frecvență, și puterea de zgomot debitată pe o sarcină R_L într-o bandă de interes $\Delta f = f_2 - f_1$ sunt:

$$V_{nef} = \sqrt{4kTR_n \Delta f} \text{ (V)}, \quad P_{n\Delta f} = V_{nef}^2 / R_L = 4k(R_n / R_S) T \Delta f \text{ (W)} \quad (6.16)$$

Generarea zgomotului termic poate fi modelată cu o sursă de t.e.m. cu valoarea eficace V_{nef} în serie cu o rezistență R_n fără zgomot – fig. 6.5.a, sau cu o sursă de curent cu $I_{nef} = V_{nef}/R_n$ în paralel cu o conductanță fără zgomot $G_n = 1/R_n$ – fig. 6.5.b.

Sursa echivalentă de zgomot debitează putere (de zgomot) în exterior. Această putere este maximă când sarcina este o rezistență egală cu rezistența sursei R_n și se numește *putere disponibilă de zgomot*:

$$P_{n0} = V_{nef}^2 / 4R_n = kT \Delta f \quad (6.17)$$

În sistemele electronice, în afara zgomotului termic există numeroase alte tipuri de zgomote, generate de variate surse, cu variate distribuții spectrale, dar care, cel puțin într-o bandă de frecvențe de interes, generează la ieșirea sistemului sau circuitului, un zgomot alb sau aproximabil ca alb. În aceste cazuri, se poate considera că din punct de vedere al zgomotului sistemul se comportă ca un generator (echivalent) de zgomot termic ca cele din fig. 6.5, cu o rezistență internă R_n , cu o sursă de t.e.m. de zgomot V_{nef} sau de curent de zgomot I_{nef} , capabile să furnizeze o putere disponibilă de zgomot P_{n0} , toate dependente de o *temperatură echivalentă de zgomot* T_e :

$$V_{nef} = \sqrt{4kT_e R_n \Delta f}; \quad P_{n0} = kT_e \Delta f \quad (6.18)$$

Evident, T_e este în general diferit de temperatura mediului. De exemplu, temperatura de zgomot a unui amplificator este de ordinul 10^3 K iar a unui filtru cu cuarț de câteva K .

6.1.3. Raportul semnal – temperatură de zgomot

Pentru aprecierea comportării sistemelor în prezența zgomotelor se folosește raportul semnal – zgomot $RSZ = P_s/P_n$ (ca atare sau în dB). Având în vedere discuția de mai sus, se poate ca, în locul RSZ , să se folosească raportul putere semnal – temperatură de zgomot $RST = P_s/T_e$; se va ține seama că se folosește puterea de zgomot disponibilă (P_{n0}), deci $T_e = P_{n0}/k\Delta f$.

În sistemele RR și CS benzile circuitelor selective din emițătoare și receptoare sunt cam aceleași între două tronsoane, ceea ce justifică utilizarea temperaturii de zgomot în locul puterii.

Fie un sistem de RR sau CS cu două tronsoane ca în fig. 6.6, în care temperaturile de zgomot și puterile de purtătoare recepționate la ieșirile receptorilor din C și B (punctele 1 și 2) sunt T_1 și P_{RC} respectiv T_2 și P_R . Evident, T_1 include zgomotele pe tronsonul AC și ale receptorului din C raportate la intrare iar T_2 pe cele de pe tronsonul CB și ale receptorului din B raportate la intrare.

Rapoartele *putere de purtătoare (recepționată) / temperatură de zgomot* sunt:

$$\gamma_1 = P_{RC}/T_1; \quad \gamma_2 = P_R/T_2 \quad (6.19)$$

Ceea ce interesează este raportul dintre puterea recepționată în final – în B (în 2) și temperatura de zgomot echivalentă întregului sistem:

$$\gamma_t = P_R/T_t \quad (6.20)$$

Evident, T_t ($P_{nt} = k\Delta f T_t$) este determinată de puterea de zgomot totală:

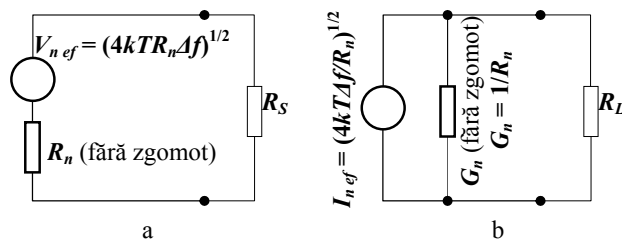


Fig. 6.5. Circuite echivalente pentru zgomotul termic: cu sursă de t.e.m (a) și de curent (b)

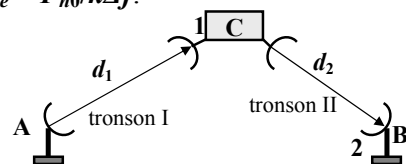


Fig. 6.6. Sistem de transmisie cu două tronsoane

$$P_{nt} = (P_n \text{ de pe tronsonul CB} + P_n \text{ din receptorul B raportată la intrare} = k\Delta f T_2) + \\ + (P_n \text{ de pe tronsonul AC} + P_n \text{ din receptorul C raportată la intrare} = k\Delta f T_1) \times (\text{amplificarea în C} = G) \\ P_{nt} = Gk\Delta f T_1 + k\Delta f T_2 = k\Delta f (GT_1 + T_2) = k\Delta f T_t$$

Impărțind la P_{R2} și ținând seama că în C și semnalul util este amplificat tot cu G (ca și zgomotul), adică $P_{R2} = G P_{R1}$, rezultă:

$$\frac{T_t}{P_{R2}} = \frac{GT_1}{P_{R2}} + \frac{T_2}{P_{R2}} = \frac{GT_1}{GP_{R1}} + \frac{T_2}{P_{R2}} = \frac{T_1}{P_{R1}} + \frac{T_2}{P_{R2}} \quad \text{și} \\ \frac{T_t}{P_{R2}} = \frac{T_1}{P_{R1}} + \frac{T_2}{P_{R2}}; \quad \frac{1}{\gamma_t} = \frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} \quad (6.21)$$

Când există mai multe tronsoane pe parcurs, se poate deduce o relație de tipul (6.21), reducând treptat numărul de tronsoane. De exemplu, în cazul a 3 tronsoane – fig. 6.7.a, situația se reduce la 2 tronsoane – fig. 6.7.b. Cu notațiile de pe figură se deduce imediat că:

$$\frac{T_t}{P_{R3}} = \frac{T_1}{P_{R1}} + \frac{T_2}{P_{R2}} + \frac{T_3}{P_{R3}}; \quad \frac{1}{\gamma_t} = \frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_3} \quad (6.22)$$

Generalizând:

$$\frac{T_t}{P_{Rn}} = \sum_{i=1}^n \frac{T_i}{P_{Ri}}; \quad \frac{1}{\gamma_t} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\gamma_i} \quad (6.23)$$

În relațiile de mai sus, T_t reprezintă temperatura echivalentă tuturor zgomotelor de pe tronsoane și din echipamente, incluzând zgomotul termic, zgomotele de intermodulație etc, raportate la intrarea receptorului considerat final.

În sistemele CS se obișnuiește a se exprima rapoartele **semnal/temperatură de zgomot** în funcție de puterile radiate și câștigurile antenelor.

Fie sistemul cu 2 tronsoane din fig. 6.6. Puterea la intrarea în B, pe tronsonul II, după (6.7):

$$P_R = G_{E(C)} P_{E(C)} G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d_2} \right)^2 \quad (6.24)$$

Raportul **semnal/temperatură de zgomot** este:

$$\gamma_2 = \frac{P_R}{T_2} = G_{E(C)} P_{E(C)} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_2} \right)^2 \frac{G_R}{T_2} = \text{peri}_2 \frac{1}{a_2} \frac{G_R}{T_2} \quad (P_R \text{ în W, } T \text{ în K}) \quad (6.25)$$

Raportul G_R/T_2 se numește **cifră (factor) de merit al stației** și de obicei se exprimă în **dB/K**. Logaritmând în (6.25) rezultă:

$$\gamma_{2(dB)} = \text{peri}_{2(dB)} - a_{2(dB)} + [G_R/T_2]_{(dB)} \quad (6.26)$$

La utilizarea relației (6.26) se impune oarecare atenție la unitățile folosite. Temperatura se exprimă întotdeauna în **K**. Pentru a ști unitățile folosite pentru puteri – **W, mW, μW**, exprimarea relativă se face în **dBW, dBm, dBμ (dBu)**. De exemplu, în cazul unui satelit geostaționar observat de o stație de sol sub elevație de 10° la 4GHz, se găsește $a_{(dB)} = 200\text{dBW}$; considerând $\text{peri}_{(dB)} = 25\text{dBW}$ și $G/T = 40\text{dB/K}$ se obține cu (6.26) $\gamma = 25 - 200 + 40 = -135\text{dBW/K}$.

Factorii de merit sunt determinanți în privința performanțelor stațiilor și sunt reglementați prin norme stricte, atât pentru stațiile de sol cât și pentru transponderele de pe sateliți.

Pentru stația de pe satelit (C), puterea la intrarea în C și semnal/temperatură de zgomot sunt:

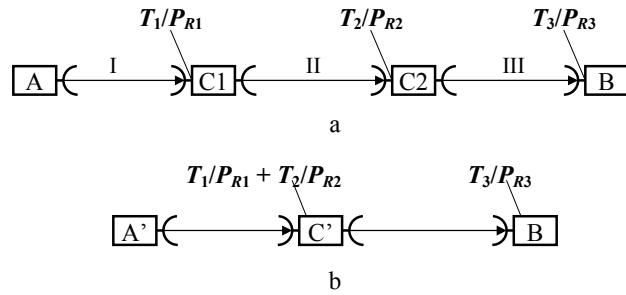


Fig. 6.7. Sistem cu trei tronsoane (I, II, III) echivalat cu un sistem cu două tronsoane

$$P_{R(C)} = G_{E(A)} P_{E(A)} G_{R(C)} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1} \right)^2; \quad \gamma_1 = \frac{P_{R(C)}}{T_1} = G_{E(A)} P_{E(A)} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1} \right)^2 \frac{G_{R(C)}}{T_1} = \text{peri}_1 \frac{1}{a_1} \frac{G_{R(C)}}{T_1} \quad (6.27)$$

În (6.27) peri_1 este puterea echivalentă radiată izotrop de stația A în C (satelit) iar a_1 este atenuarea de propagare pe tronsonul stație A – satelit (C). Rezultă:

$$\gamma_{1(dB)} = \text{peri}_{1(dB)} - a_{1(dB)} + \left(\frac{G_{R(C)}}{T_1} \right)_{(dB)} \quad (6.28)$$

De exemplu, pentru un satelit geostaționar observat de stația emițătoare sub 10° la 4GHz, se găsește $a_{(dB)} = 205\text{dBW}$; considerând $\text{peri}_{(dB)} = 90\text{dBW}$ și $G/T = 20\text{dB/K}$ cu relația (6.29) se obține $\gamma = 90 - 205 + 20 = -95\text{dBW/K}$.

Pentru ansamblul sistemului, cu (6.22) se obține:

$$\frac{1}{\gamma_i} = \frac{1}{\text{peri}_1} \cdot \frac{1}{(G/T)_1} \cdot a_1 + \frac{1}{\text{peri}_2} \cdot \frac{1}{(G/T)_2} \cdot a_2 \quad (6.29)$$

relație care permite evidențierea influenței factorilor care intervin în membrul drept, inclusiv a unora care intervin indirect.

Relația (6.29) permite urmărirea influenței unor factori care nu intervin direct în (6.29).

Un aspect încă neabordat este cel al efectelor intermodulațiilor, cauzat în principal de neliniaritățile caracteristicilor de transfer.

Practic, orice amplificator are o caracteristică de transfer liniară numai pe o porțiune; la puteri de intrare mai mari caracteristica devine neliniară – fig. 6.8, datorită saturației (sau unor fenomene asemănătoare). Datorită neliniarității din zona de saturație apar *intermodulații*, adică apariția unor componente spectrale inexistente în semnalul de intrare. Acestea, dacă se află în banda semnalului, se combină cu componentele acestuia determinând *distorsiuni de intermodulație* (asemănătoare cu cele datorate interferențelor dar cu origine diferită). Produsele de intermodulație pot fi tratate, mai ales în cazul semnalelor modulate, ca *zgomote de intermodulație*.

Pentru ca distorsiunile de intermodulație să fie destul de mic, punctul de funcționare (N, fig. 6.8) trebuie să fie în porțiunea liniară a caracteristicii, ceea ce înseamnă că se folosește numai o parte din puterea maximă realizabilă – aceea de saturație. Pentru aprecierea acestei “subutilizări” a puterii disponibile, se folosesc *coeficienții de utilizare – la ieșire* (C_{pE}) și *la intrare* (C_{pR}):

$$C_{pE} = P_E / P_{Esat}; \quad C_{pR} = P_R / P_{Rsat} \quad (6.30)$$

Evident: $C_{pE} \leq 1$ și $C_{pE(dB)} \leq 0$ iar C_{pR} poate fi > 1 ($C_{pR(dB)}$ poate fi > 0); se poate considera că pentru $C_{pR} > 1$ ($C_{pR(dB)} > 0$), $C_{pE} = 1$ ($C_{pE(dB)} = 0$).

γ_2 se poate exprima folosind coeficientul de utilizare C_{p2} și (6.25):

$$\gamma_2 = G_{E(C)} C_{p2} P_{E(C)sat} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_2} \right)^2 \frac{G_R}{T_2} = \text{peri}_{2sat} C_{p2} \frac{1}{a_2} \frac{G_R}{T_2} \quad (6.31)$$

$$\gamma_{2(dB)} = \text{peri}_{2sat(dB)} + C_{p2(dB)} - a_{2(dB)} + \left(\frac{G_R}{T_2} \right)_{(dB)}$$

Pentru a evidenția utilizarea relației (6.31) pentru determinarea efectelor parametrilor asupra raportului γ , se studiază efectele variației puterii la emițătorul din A.

Se observă că γ_1 variază proporțional cu $P_{E(A)}$ – rel. (6.30), deci $\gamma_{1(dB)}$ variază liniar cu $P_{E(A)(dB)}$ – fig. 6.9. Pe de altă parte, γ_2 variază liniar cu $P_{E(A)(dB)}$ pe porțiunea liniară a caracteristicii

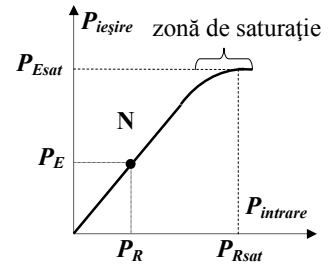


Fig. 6.8. Caracteristică intrare – ieșire a unui ARFP

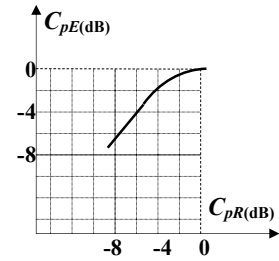


Fig. 6.8. Dependența dintre coeficienții de utilizare de la ieșire și intrarea ARFP

intrare-ieșire (fig. 6.8). Când se intră în regiunea de saturație $P_{E(A)(dB)}$ crește dar C_{p2} scade. Ca urmare, γ_2 crește până în saturație, după care rămâne constant – fig. 6.9.

Folosind reprezentările din fig. 6.9, se pot trasa curbele $1/\gamma_1$ și $1/\gamma_2$ în funcție de P_E și apoi suma lor $1/\gamma_t$ ca în fig. 6.10.a, apoi curba γ_t în funcție de P_E ca în fig. 6.10.b (P_E este puterea emițătorului de la sol).

Se observă că prin mărirea puterii stației de sol se îmbunătățește comportarea sistemului (crește γ_t) până în apropierea saturației, după care creșterile devin ne semnificative. În regiunea de saturație cresc însă distorsiunile de intermodulație.

În concluzie, este recomandabilă utilizarea puterii până în apropierea saturației, dar evitând intrarea în această regiune.

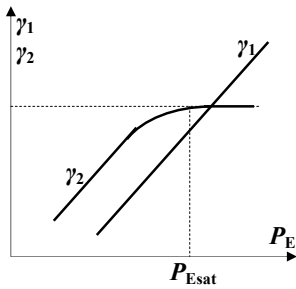


Fig. 6.9. Variația γ_1 și γ_2 cu puterea emițătorului de la sol

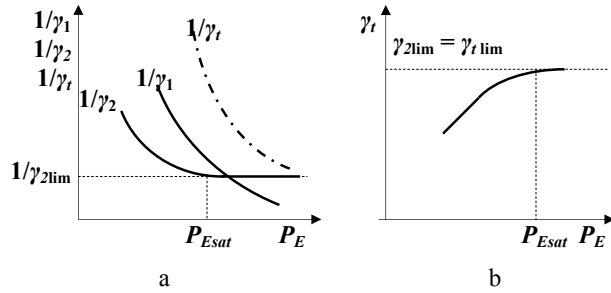


Fig. 6.10. Dependența rapoartelor $1/\gamma_1$, $1/\gamma_2$, $1/\gamma_t$ în funcție de P_E - (a) și a lui γ_t în funcție de P_E - (b)