

2.5 Canalul radio mobil de bandă largă: funcții și parametri

2.5.1 Caracterizarea canalului determinist

$$x(t) = \text{Re}\{z(t)e^{j2\pi f_c t}\}; y(t) = \text{Re}\{w(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$



Fig. 2.1.1

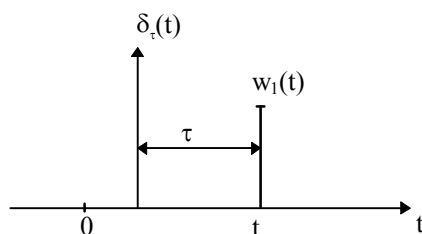
- Canalul radio mobil poate fi considerat ca fiind un filtru liniar cu parametri variabili în timp.
- Deoarece atât intrarea cât și ieșirea pot fi caracterizate în timp și în frecvență este necesară introducerea a patru funcții de transfer (funcții de sistem).

➤ Notății:

- t, t_I - pentru timp;
- f, f_I - pentru frecvență;
- τ, τ_I - pentru întârziere;
- ν, ν_I - pentru deplasare de frecvență.

A) CARACTERIZAREA ÎN DOMENIUL TIMP

- Funcția pondere a canalului: $h(t, \tau)$ răspunsul canalului la impulsul $\delta_\tau(t)$
- $\delta_\tau(t)$ reprezintă impulsul unitate aplicat cu τ înaintea momentului de observare t .
- este folosită pentru a determina întârzierile τ ale răspunsului în funcție de semnalul aplicat și de momentul de observație t .



$$w_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta_\tau(t) \cdot h(t, \tau) d\tau = h(t, \tau)$$

Fig. 2.5.2 a.

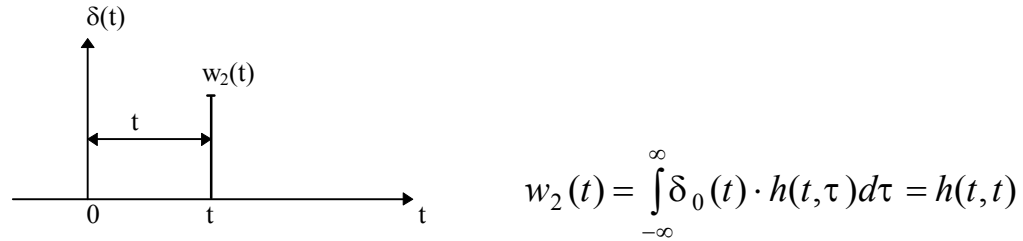


Fig. 2.5.2 b.

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (2.5.1)$$

- canale cauzale $h(t, \tau) = 0$ pentru $\tau < 0$.
- pentru timp de observare finit, $t \in [0, T]$, $T = N \Delta\tau$ și $h(t, \tau) = 0$ pentru $\tau > T$ se poate scrie:

$$w(t) = \Delta\tau \sum_{m=1}^N z(t - m\Delta\tau) h(t, m\Delta\tau) \quad (2.5.2)$$

- rezultă modelul din figura 2.5.3.

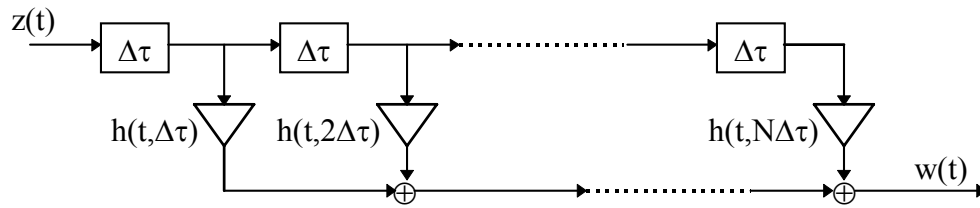


Fig. 2.5.3

B) CARACTERIZAREA ÎN DOMENIUL FRECVENȚĂ

- funcția $H(f, \nu)$, unde ν reprezintă deplasarea de frecvență datorată împrăștierii Doppler.

- fie perechile Fourier $z(t) \leftrightarrow Z(f); w(t) \leftrightarrow W(f)$, atunci se poate scrie relația:

$$W(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f - \nu) H(f - \nu, \nu) d\nu \quad (2.5.3)$$

- De exemplu dacă:

$$Z(f) = \delta(f - f_0) \Rightarrow W_{f_0}(f) = H(f, f - f_0)$$

deci semnalul de ieșire nu are spectru discret.

- funcția $H(f, \nu)$ pune în evidență dispersia în frecvență datorată fenomenului Doppler.
- sub forma discretă:

$$W(f) = \Delta \nu \sum_{m=1}^N Z(f - m\Delta \nu) H(f - m\Delta \nu, m\Delta \nu) \quad (2.5.4)$$

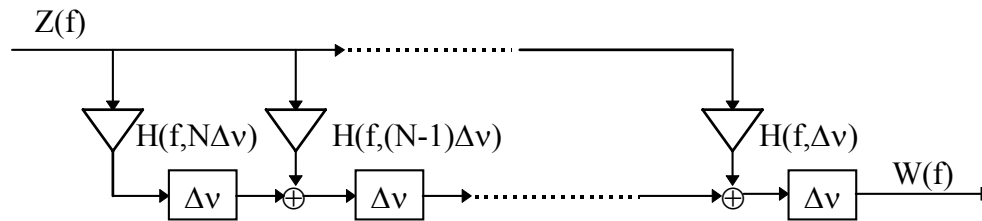


Fig. 2.5.4

- efectuând transformarea Fourier după τ sau după ν se mai pot defini:
- funcția de transfer variabilă în timp, $T(f, \tau)$;
 - funcția de întârziere/împrăștiere Doppler, $S(\tau, \nu)$;

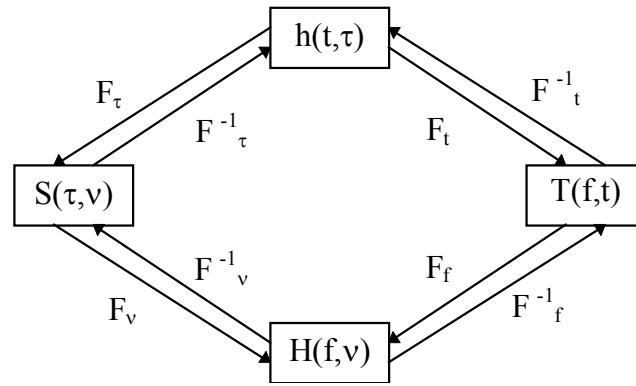


Fig. 2.5.7

CARACTERIZAREA CANALULUI RADIO CU PARAMETRI VARIABILI ÎN TIMP;

- funcții de transfer asociate unor procese aleatoare;
- caracterizare completă - cunoașterea densității de probabilitate multidimensionale asociată funcțiilor de mai sus;
- aproximare acceptabilă: funcțiile de autocorelație:

$$\begin{aligned}
 E\{h(t, \tau)h^*(t_1, \tau_1)\} &= R_h(t, t_1; \tau, \tau_1) \\
 E\{H(f, \nu)H^*(f_1, \nu_1)\} &= R_H(f, f_1; \nu, \nu_1) \\
 E\{T(f, t)T^*(f_1, t_1)\} &= R_T(f, f_1; t, t_1) \\
 E\{S(\tau, \nu)S^*(\tau_1, \nu_1)\} &= R_S(\tau, \tau_1; \nu, \nu_1)
 \end{aligned} \tag{2.5.5}$$

- ele sunt analizate într-o serie de ipoteze simplificatoare:
 - canale staționare în sens larg, WSS;
 - canale cu reflexii necorelate, US;
 - canale staționare în sens larg și cu reflexii necorelate, WSSUS;

- Cel mai des se acceptă aproximarea WSSUS

$$\begin{aligned}
 (a) R_h(t, t + \xi; \tau, \tau_1) &= \delta(\tau - \tau_1)P_h(\xi; \tau) \\
 (b) R_H(f, f + \Omega; \nu, \nu_1) &= \delta(\nu - \nu_1)P_H(\Omega; \nu) \\
 (c) R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) &= R_T(\Omega; \xi) \\
 (c) R_S(\tau, \tau_1; \nu, \nu_1) &= \delta(\tau - \tau_1)\delta(\nu - \nu_1)P_S(\tau; \nu)
 \end{aligned} \tag{2.5.6}$$

unde $P(\cdot)$ reprezintă o distribuție a puterii recepționate.

2.5.2 Definirea parametrilor canalului; caracterizare statistică

- Caracterizarea statistică reflectă comportarea dispersivă a canalului relativ la întârzierile, respectiv deplasările Doppler datorate căilor multiple de propagare.
- se presupune un canal caracterizat de zone de împrăștiere (reflectoare) independente.
- timpul de propagare asociat reflectorului i este dat de:

$$T_i(t) = \zeta_i + \zeta_{i,d} t \quad (2.5.7)$$

unde $\zeta_{i,d}$ este viteza de variație a întârzierii.

- Contribuția reflectorului i la recepție reprezintă o replică a semnalului transmis prin canal întârziată cu $T_i(t)$ și atenuată cu un coeficient ρ_i :

$$v_i(t) = A\rho_i \operatorname{Re}\{z(t - \zeta_i - \zeta_{i,d}t)e^{j\omega_c(t - \zeta_i - \zeta_{i,d}t)}\} \quad (2.5.8)$$

- dacă variația lui $\zeta_{i,d}t$ este relativ mică în comparație cu banda semnalului $z(t)$, acest termen poate fi neglijat;
- dacă semnalul este de bandă îngustă se acceptă ipotezele:

$$(a) \zeta_i = \tau_i + \frac{\delta\tau_i}{\omega_c} \Rightarrow z(t - \zeta_i - \zeta_{i,d}t) \approx z(t - \tau_i)$$

$$(b) \omega_c \zeta_{i,d} = 2\pi v_i$$

- cu acestea rezultă:

$$v_i(t) = A\rho_i \operatorname{Re}\{z(t - \tau_i)e^{j\omega_c[(t - \tau_i - \zeta_{i,d}t) - \delta\tau_i]}\} = A\rho_i \operatorname{Re}\{z(t - \tau_i)e^{j[2\pi(f_c - v_i)t - 2\pi f_c \tau_i - \delta\tau_i]}\} \quad (2.5.9)$$

- se pune astfel în evidență întârzierea, respectiv deplasarea Doppler datorate unei suprafețe reflectoare.
- Se poate scrie:

$$v(t) = A \operatorname{Re} \left\{ \sum_i \rho_i z(t - \tau_i) e^{j[2\pi(f_c - v_i)t - 2\pi f_c \tau_i - \delta \tau_i]} \right\} \quad (2.5.10)$$

- Aici ρ_i , τ_i , $\delta \tau_i$ și v_i sunt variabile aleatoare,
- Deci relația trebuie mediată statistic după toți acești parametri.
- se presupun valabile următoarele ipoteze:
 - (1) $\delta \tau_i$ uniform distribuit în intervalul $[-\pi, \pi]$, independent de i ;
 - (2) ρ_i - necorelate și independente de ceilalți parametri;
 - (3) v_i - uniform distribuite, independente de i .
- In aceste condiții valoarea medie a lui $v(t)$ este nulă, iar funcția de autocorelație este dată de:

$$R_v(t, t_1) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_i \frac{A^2}{2} E[\rho_i^2] z(t - \tau_i) z^*(t_1 - \tau_i) e^{j[2\pi(f_c - v_i)(t - t_1)]} \right\} \quad (2.5.11)$$

- în general nu se pot pune în evidență contribuțiile individuale ale fiecărei suprafețe reflectoare
- ca atare se va folosi scrierea sub formă integrală folosind funcția $P_s(\tau, v)$:

$$R_v(t, t + \xi) = \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) z^*(t + \xi - \tau) P_s(\tau; v) e^{j[2\pi(f_c - v)\xi]} d\tau dv \right\} \quad (2.5.12)$$

- Studiul canalului se face în două etape:
 1. *Caracterizarea la scară mică* - valabilă pe suprafețe mici (de dimensiunile câtorva lungimi de undă) și pe intervale scurte de timp.
 2. *Caracterizarea la scară mare* - se obține prin examinarea parametrilor măsoarați în prima etapă, pentru suprafețe mai largi și intervale de timp mari. Acești parametri pot fi prelucrați, obținându-se media și dispersia lor și pot conduce la un model asociat canalului.
- In cele ce urmează se discută prima etapă.

(A) Caracterizarea în domeniul timp

- Pornind de la relația (2.4.7) și considerând $\xi=0$ se obține:

$$R_w(t;t) = \int_{-\infty}^{\infty} |z(t-\tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad ; \quad P_h(\tau) = P_h(\tau, \tau) \quad (2.5.13)$$

deci dacă:

$$z(t) = \delta(t) \Rightarrow R_w(t,t) = P_h(t) \quad (2.5.14)$$

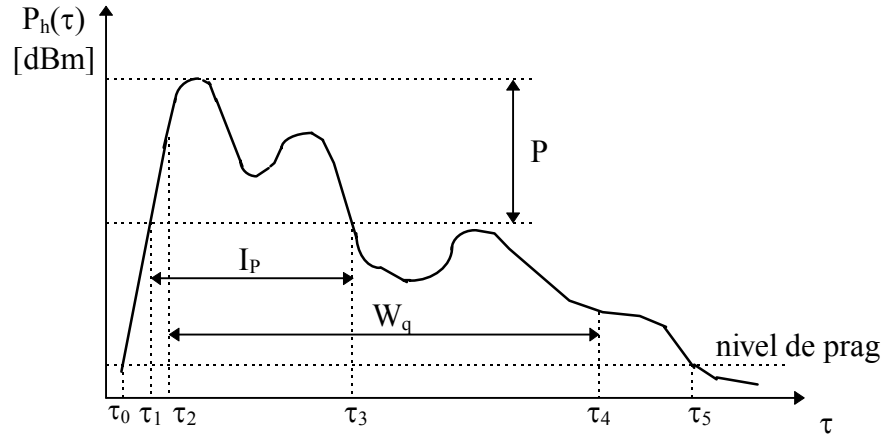


Fig 2.5.8

- pentru canale WSSUS funcția de autocorelație la ieșirea canalului evidențiază distribuția puterii în funcție de timp.
- dacă se presupune că semnalul recepționat are caracteristici statistice Gaussiene, comportarea sa va fi complet caracterizată de $P_h(\tau)$, o distribuție statistică a puterii ecourilor.
- Cunoscând $P_h(t)$ se pot determina:

(a) întârzierea medie :

$$D = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (2.5.15)$$

(b) dispersia împrăștierii timpului de întârziere :

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - D)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (2.5.16)$$

2.6 Caracterizarea semnalului în cazul propagării pe căi multiple

➤ două cazuri:

1. există cale de propagare directă LOS - anvelopa are o distribuție **Rice**;
2. nu există LOS - distribuție de tip **Rayleigh**;

1. Distribuția **Rayleigh**

➤ densitatea de probabilitate a lui $r(t)$ este:

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.6.1)$$

în care σ^2 este puterea medie și $\frac{r^2}{2}$ este puterea semnalului pe termen scurt.

➤ faza este uniform distribuită în intervalul $(-\pi, \pi)$;

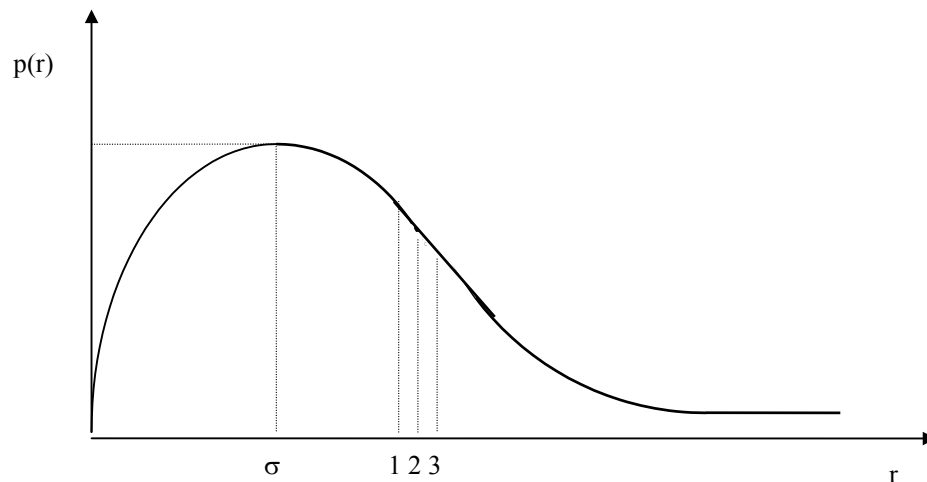


Fig. 2.6.1

➤ probabilitatea ca anvelopa să nu depășească valoarea specificată R este dată de funcția de distribuție cumulativă:

$$\text{prob}[r \leq R] = P_r(R) = \int_0^R p_r(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.6.2)$$

valoarea medie a anvelopei, $E\{r\}$, este dată de:

$$r_{mean} = E\{r\} = \int_0^\infty r p_r(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.6.3)$$

➤ valoarea pătratică medie este:

$$E\{r^2\} = \int_0^\infty r^2 p_r(r) dr = 2\sigma^2 \quad (2.6.4)$$

➤ varianța este dată de:

$$\sigma_r^2 = E\{r^2\} - E\{r\}^2 = 2\sigma^2 - \frac{\sigma^2 \pi}{2} = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \quad (2.6.5)$$

➤ valoarea mediană r_M , definită ca fiind valoarea pentru care $P(r_M) = 0.5$, este obținută din ecuația (2.6.2) ca fiind:

$$1 - \exp\left(-\frac{r_M^2}{2\sigma^2}\right) = 0.5$$

deci:

$$r_M = \sqrt{2\sigma^2 \ln 2} = 1.1774\sigma \quad (2.6.6)$$

➤ Cu acești parametri se pot evalua:

- rata de depășire a nivelului;

$$N_R = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_m \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.6.7)$$

- durata medie a fading-ului exprimată prin fracțiunea de timp cât semnalul este mai jos un nivel R:

$$E\{\tau_r\} = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \frac{\exp\left(\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) - 1}{R f_m} \quad (2.6.8)$$

2.7 Sondarea canalului radio mobil

- *măsurători de bandă îngustă;*
- *măsurători de bandă largă;*

A. MĂSURĂTORI DE BANDĂ ÎNGUSTĂ;

- purtătoare nemodulată
- descrierea echipamentului de măsurare (sondă de canal);
- alegerea tehnicii de sondare a canalului depinde de modul în care are loc prelucrarea datelor.
- Informația brută are două componente:
 - fadingul rapid și cel lent,
 - valoarea medie este influențată de distanța de la emițător.
- pentru a obține informații despre adâncimea și durata atenuărilor, este necesar să se eșantioneze semnalul cu o rată corespunzătoare (Tabelul 2.7.1).

Tabelul 2.7.1

Profundimea fadingului	Lungimea medie a fadingului (λ)	Rata medie de depășire a nivelului
0.479	1.043	0
-10	0.108	0.615
-20	0.033	0.207
-30	0.010	0.066

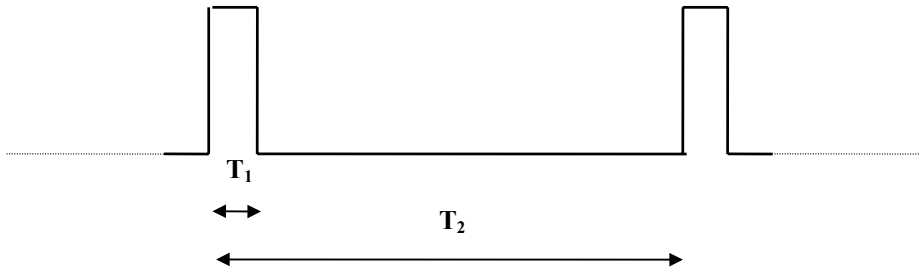
- intervalul de confidență;
- numărul de eșantioane care asigură un anumit interval depinde de tipul receptorului de măsură (liniar sau logaritm $N_{\text{lin}} < N_{\text{log}}$);

B. MĂSURĂTORILE DE BANDĂ LARGĂ

- sondare de bandă îngustă repetată;
- sondare cu două tonuri pentru a evidenția efectul fadingului selectiv

➤ Metoda de sondare cu puls periodic

- se transmite un impuls de durată scurtă periodic;
- răspunsul reprezintă convoluția acestuia cu funcția pondere a canalului



• Fig. 2.7.2

- limitarea majoră a tehnicii de sondare cu puls periodic constă în necesitatea de a avea vârfuri mari de putere față de puterea medie pentru a furniza o detecție adecvată a ecourilor slabe;
- banda largă a receptorului;

➤ Tehnicile de compresie a pulsului

- dacă se aplică zgomot alb $n(t)$ la intrarea unui sistem liniar și dacă ieșirea $w(t)$ este corelată cu o replică întârziată a intrării, $n(t-\tau)$, atunci coeficientul de intercorelație rezultat este proporțional cu răspunsul la impuls al sistemului, $h(t)$, evaluat la timpul de întârziere τ .
- Intr-adevăr:

$$E\{n(t)n^*(t-\tau)\} = R_n(\tau) = N_0\delta(\tau) \quad (2.7.1)$$

- aici $R_n(\tau)$ reprezintă funcția de autocorelație a zgomotului iar N_0 - densitatea spectrală de putere definită pentru frecvențe pozitive.
- Rezultă:

$$w(t) = \int H(\xi)n(t-\xi)d\xi \quad (2.7.2)$$

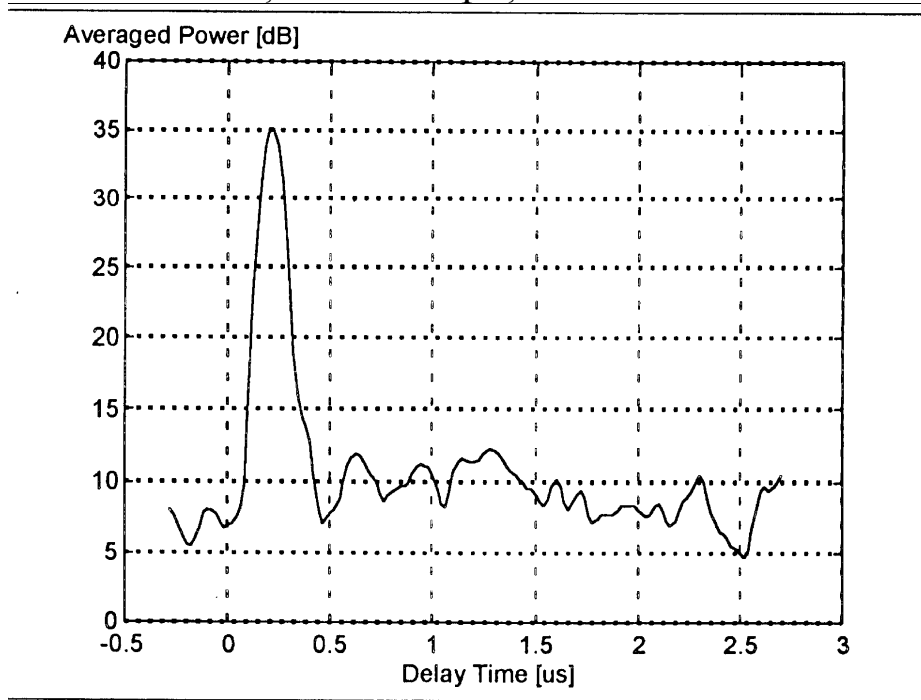
deci:

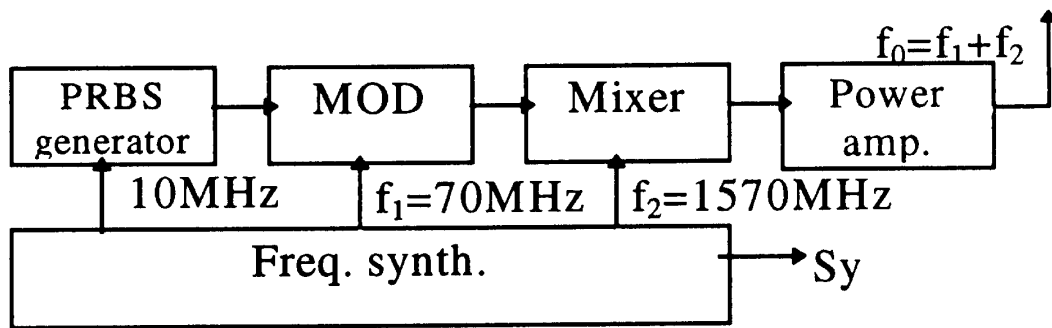
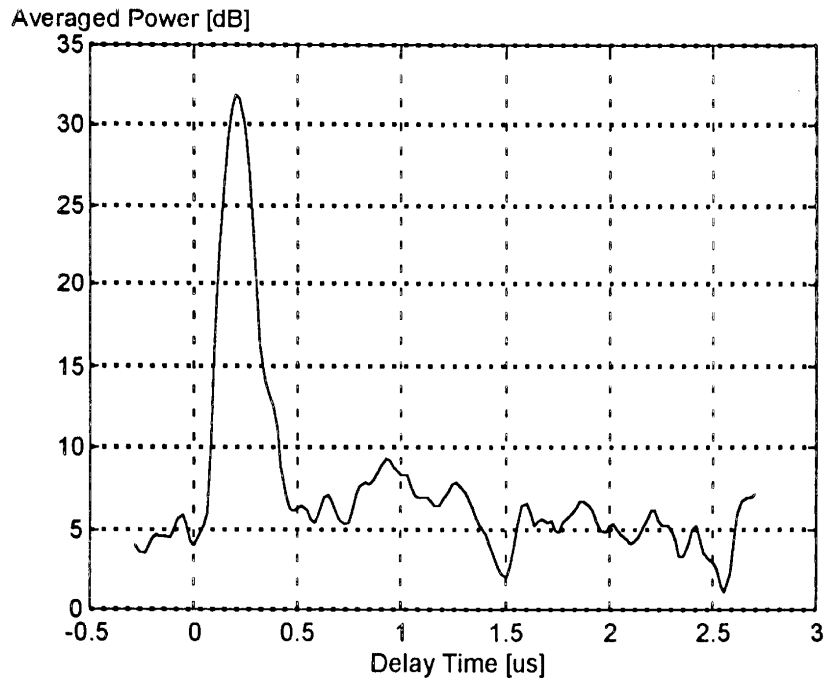
$$E\{w(t)w^*(t-\tau)\} = E\left[\int H(\xi)n(t-\xi)d\xi \int H^*(\eta)n^*(t-\tau-\eta)d\eta\right] = \int H(\xi)H^*(\tau-\xi)R_n(\tau-\xi)d\xi = N_0H(\tau) \quad (2.7.3)$$

- practic în loc de zgomot alb se utilizează forme de undă deterministe, care au un caracter asemănător zgomotului.
- cele mai răspândite sunt secvențele binare pseudo-aleatoare de lungime maximă (secvențe-m), cunoscute și ca secvențe pseudo-zgomot.

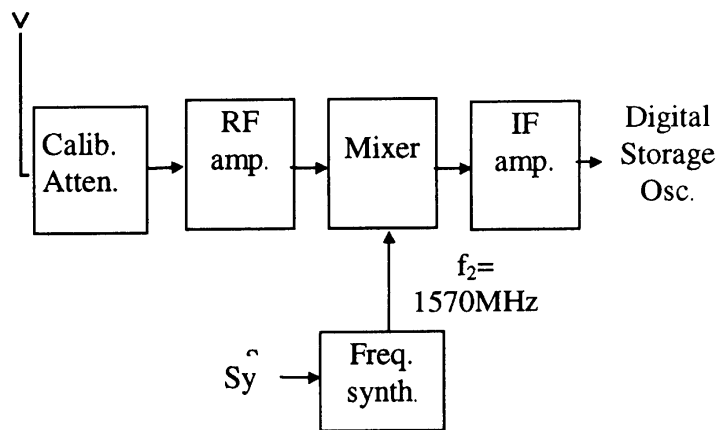
➤ Tehnica de convoluție cu filtru adaptat

- generare de secvențe cu filtre SAW urmate de un filtru corespunzător la recepție
- ineficiente deoarece se folosesc lungimi reduse
- variante mai eficiente rezultă dacă se poate apela la prelucrare soft
- se folosesc tehnici de baleiere a funcției de intercorelație prin generarea unor secvențe cu o rată puțin diferită decât cea de la emisie;





a) Transmitter



b.Receiver