

Introducere

Schema bloc de principiu a unui sistem telecomunicații, care transportă informația cu ajutorul semnalelor electromagnetice, este prezentată în Fig. 1.

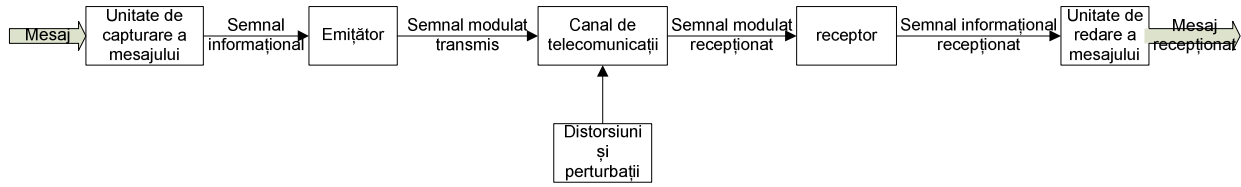


Fig. 1. Schema bloc de principiu a unui sistem de telecomunicații

Mesajul original (unde sonore, imagini,...) este captat și tradus în semnal electromagnetic de către **unitatea de capturare a mesajului**. Acest semnal electromagnetic generat de către unitatea de captură reprezintă semnalul informațional care trebuie "transportat" la destinație.

Semnalul (de obicei o tensiune variabilă în timp) informațional poate fi descris ca:

$$g(t) = g_c + g_M \cdot f(t) \quad (1)$$

unde g_c este valoarea medie a semnalului (*componenta continuă*), constanta reală g_M reprezintă amplitudinea (**def. amplitudine** - *deviația maximă (a tensiunii) față de valoarea medie*) semnalului, iar $f(t)$ este o funcție reală cu următoarele proprietăți:

$$f(t) \in [-1;1] \quad (2)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) dt = 0 \quad (3)$$

obs. Relațiile (2) și (3) arată că $f(t)$ este o funcție cu valoarea medie nulă, și amplitudine unitară.

Energia semnalului informațional este definită ca:

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = g_M^2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt \quad (4)$$

obs. definiția energiei dată de (4) este de fapt energia disipată pe o sarcină unitară, iar energia disipată pe o sarcină oarecare Z poate fi determinat ca $E = \frac{E_s}{Z}$

Puterea semnalului informațional este:

$$P_s = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |g(t)|^2 dt = g_M^2 \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f^2(t) dt = g_M^2 \cdot \overline{f^2(t)} \quad (5)$$

obs. (5) definește puterea disipată pe sarcina unitară, iar puterea disipată pe o sarcină Z este $P = \frac{P_s}{Z}$

Spectrul semnalului informațional este descrisă de funcția *complexă* $G(\omega)$ care se obține prin transformata Fourier a ecuației (1):

$$G(\omega) = \mathcal{F}(g(t)); \quad (6)$$

Dacă semnalul informațional este semnal analogic (ex. semnal vocal, semnal audio, semnal video...) de obicei spectrul semnalului are o lărgime finită, adică:

$$|G(\omega)| = \begin{cases} \neq 0; & \omega \in [\omega_m; \omega_M] \\ 0 & ; \omega \notin [\omega_m; \omega_M] \end{cases} \quad (7)$$

def. banda de frecvență (BF) a unui semnal este **intervalul** de frecvență care conține componentele spectrale cu amplitudine diferită de zero.

$$BF = \left[\frac{\omega_m}{2\pi}; \frac{\omega_M}{2\pi} \right] = [f_m; f_M] \quad (8)$$

def. lărgime de bandă (LB) –este lăţimea benzii de frecvenţă (lăţimea intervalului):

$$LB = f_M - f_m \quad (9)$$

în cazuri semnalelor informaţionale digitale banda de frecvenţă este infinit de mare ($BF = (-\infty; +\infty)$), dar de obicei majoritatea energiei este concentrată într-o bandă cu lărgime finită.(mai pe larg în cursul 4).

Emiţătorul pe baza semnalului informaţional, generează *semnalul modulat*, care este un semnal adaptat la caracteristicile canalului utilizat. Semnalul modulat trebuie generat astfel încât, receptorul să fie capabil să extragă semnalul informaţional din semnalul modulat recepţionat, şi procesul de transmisie să fie cât se poate de *eficient*.

Canalul de telecomunicaţii (ex: canalul radio, fire torsadate(cablu UTP), sistemul de telefonie (PSTN)...) poate fi considerat ca fiind un circuit care distorsionează semnalul transmis, şi îl adună cu un semnal aleator numit *zgomot*.

Semnalul obţinut la ieşirea canalului (semnalul modulat recepţionat) $s_r(t)$ poate fi descris ca:

$$s_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_t(t-\tau) \cdot h(\tau) d\tau + n(t) = s_t(t) \odot h(t) + n(t) \quad (10)$$

unde $s_t(t)$ este semnalul modulat transmis, $h(t)$ este răspunsul la impuls a canalului şi $n(t)$ este semnalul de zgomot, iar cu \odot s-a notat produsul convoluţional.

Canalul de telecomunicaţii utilizat impune şi anumite restricţii semnalului transmis, cum ar fi puterea medie şi maximă, lărgimea de bandă, distribuţia spectrală, etc.

Receptorul are rolul de a recupera semnalul informaţional din semnalul modulat recepţionat afectat de perturbaţiile şi distorsiunile introduse de canal.

Unitate de redare a mesajului (ex: difuzor, sistem de afişare(display),...) este dispozitivul care transformă semnalul electromagnetic(semnalul informaţional recepţionat) în mesajul recepţionat.

Cursul de **Tehnici de Modulaţii** parcurge principalele metode şi tehnici de *generare* a semnalului transmis în funcţie de diferite tipuri de semnale informaţionale, respectiv trece în revistă tehnicile de bază de recuperare a semnalului informaţional din semnalul recepţionat.

def. Modulare – modificarea după o anumită regulă a unor mărimi caracteristice ale unui semnal purtător, pentru a facilita transmisia semnalelor informaţionale

De obicei semnalul purtător este un semnal cosinusoidal, care are trei mărimi caracteristice: amplitudine, frecvenţă şi fază. În funcţie de parametrul modificat pe durata procesului de modulare modulaţiile pot fi clasificate în trei categorii de bază:

- **Modulaţie de Amplitudine** – informaţia este transmisă prin variaţia amplitudinii semnalului purtător
- **Modulaţie de frecvenţă** – informaţia se transmite prin variaţiile frecvenţei
- **Modulaţie de Fază** – informaţia se transmite prin variaţia fazei semnalului purtător.

În funcţie de tipul procesărilor necesare obţinerii semnalului modulat, modulaţiile pot fi clasificate în două categorii:

- **Modulaţii Liniare** – în acest caz semnalul modulat poate fi generat prin utilizarea unor procese liniare (adunare, înmulţire) – În această categorie intră modulaţia de amplitudine.
- **Modulaţii Neliniare(sau Exponenţiale)** – În acest caz semnalul modulat nu poate fi obţinut prin procese liniare. Din această categorie fac parte modulaţiile de frecvenţă şi fază, respectiv toate modulaţiile combinate (ex. amplitudine+fază).

În funcție de natura semnalului informațional modulațiile pot fi clasificate ca:

- **Modulații Analogice** – semnalul informațional este un semnal continuu în timp, a cărui nivel de tensiune (sau curent) poate să ia o infinitate de valori (de exemplu semnalul de la ieșirea unui microfon)
- **Modulații Digitale** – semnalul informațional este un semnal digital (ex:o secvență de biți), nivelul (de tensiune) semnalului poate lua valori dintr-o mulțime cu număr finit de elemente (de ex. 0V și 5V)

Modulații Liniare (ML)

- informația informațională este ”transportată” de variațiile de amplitudine al semnalului purtător modulat:

$$s_{LM} = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) = A(t) \cdot \cos(\omega_c t) \quad (11)$$

- semnalul modulator $g(t)$ poate fi descris cu relația (12), unde g_c este componenta continuă, g_M este amplitudinea componentei variabile, iar funcția $f(t)$ descrie variația în timp (forma) a semnalului modulator:

$$g(t) = g_c + g_M \cdot f(t); \quad f(t) \in [-1;1] \quad (12)$$

- de obicei constantele g_c și g_M nu transportă informație utilă.

- semnalul purtător are următoarea formă:

$$s_c(t) = V_0 \cdot \cos(\omega_c t); \quad (13)$$

Modulația în amplitudine (MA)

- expresia semnalului modulat ML cu bandă laterală dublă (BLD) este:

$$s_{ML}(t) = \frac{g(t) \cdot V_0 \cos(\omega_c t)}{V_{ref}} \quad (14)$$

care poate fi particularizată pentru BLD cu purtătoare (BLD-P) sau MA dacă componenta continuă a semnalului modulator este mai mare ca amplitudinea semnalului modulator:

$$s_{AM} = \frac{V_0 \cdot g_c}{V_{ref}} [1 + m \cdot f(t)] \cos(\omega_c t); \quad (15)$$

$$m = \frac{g_M}{g_c} - \text{indice de modulație};$$

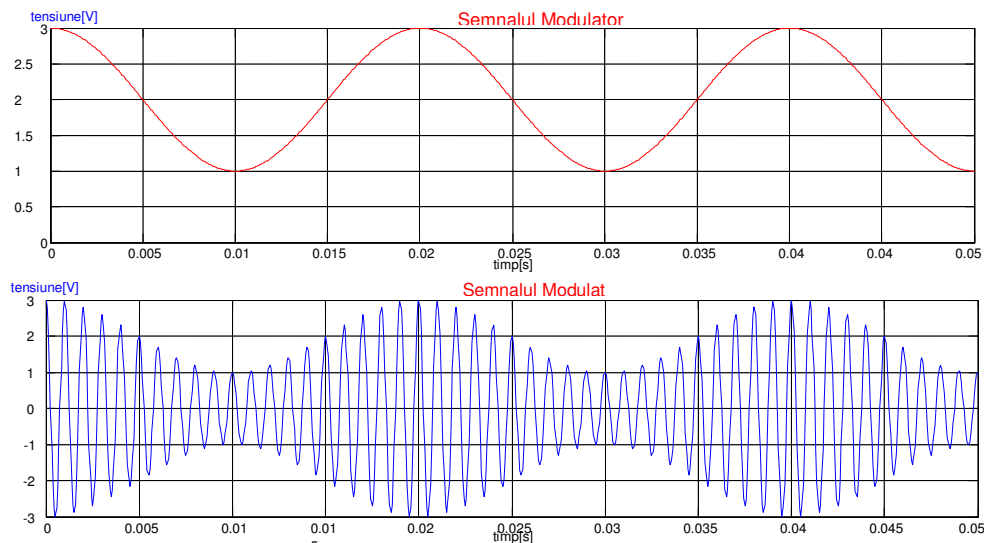


Fig. 2. Semnal modulată în amplitudine cu semnal modulator cosinusoidal

- pentru $V_0 = V_{ref}$, puterea medie a semnalului MA este:

$$P = \frac{g_c^2}{2} + \frac{g_c^2 m^2 \overline{f^2(t)}}{2} \quad (16)$$

- semnalul BLD-P este singurul semnal ML care are **anvelopa semnalului modulat direct proporțională** cu nivelul semnalului modulator, ceea ce permite o demodulare mai simplă.

Componența spectrală a semnalului MA

- ținând cont de egalitatea (17)

$$\cos(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2} \quad (17)$$

și considerând $V_{ref} = 1$ ecuația (15) poate fi rescrisă în forma:

$$\begin{aligned} s_{AM} &= V_0 g_c (1 + m \cdot f(t)) \cos(2\pi f_c t) = V_0 g_c (1 + m \cdot f(t)) \cdot \frac{e^{i2\pi f_c t} + e^{-i2\pi f_c t}}{2} = \\ &= \frac{V_0}{2} (g_c + g_M \cdot f(t)) e^{i2\pi f_c t} + \frac{V_0}{2} (g_c + g_M \cdot f(t)) e^{-i2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (18)$$

Spectrul semnalului modulat se obține prin transformata Fourier a ecuației (15) sau (18).

$$S(\omega)_{AM} = \mathcal{F}(s_{AM}(t)) \quad (19)$$

Considerând că spectrul semnalului modulator este descrisă de funcția $G(\omega) = \mathcal{F}(g(t))$; și că semnalul modulator are bandă de frecvență limitată, adică

$$G(\omega) = \begin{cases} \neq 0; \omega \in [\omega_{mm}; \omega_{mM}] \\ 0; \omega \notin [\omega_{mm}; \omega_{mM}] \end{cases} \quad (20)$$

Ținând cont de proprietatea transformatei Fourier descris în (21) se poate determina spectrul semnalului modulat MA.

$f(x), h(x)$ – funcții integrabile

$$F(\omega) = \mathcal{F}(f(x)); \quad (21)$$

$$H(\omega) = \mathcal{F}(h(x));$$

dacă $h(x) = e^{i\omega_0 x} \cdot f(x)$ atunci $H(\omega) = F(\omega - \omega_0)$ pentru ω_0 – real

ținând cont că $\omega = 2\pi f$ ecuația (19) devine:

$$S(\omega)_{AM} = \frac{V_0 g_c}{2} [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{V_0}{2} [G(\omega + \omega_c) + G(\omega - \omega_c)] \quad (22)$$

unde $\delta(x)$ este funcția Dirac:

$$\delta(x) = \begin{cases} 1; x = 0 \\ 0; x \neq 0 \end{cases} \quad (23)$$

- pot fi observate două benzi laterale, și o componentă spectrală pe frecvența centrală, – modulația poate fi numită “bandă laterală dublă cu purtătoare – BLD-P” (DSB-C) - vezi figura următoare

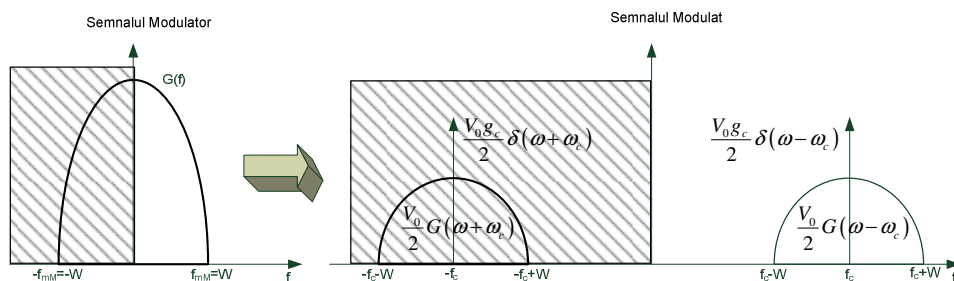


Fig. 3. Spectrul semnalul MA conform ecuației (22)

Ex.1:

-înlocuind în (5) $V_0 = V_{ref}$ și $g(t) = g_M \cdot \cos(\omega_m \cdot t)$ obținem:

$$s_{AM} = g_c(1 + m \cdot \cos \omega_m t) \cos \omega_c t = g_c \cos(\omega_c t) + \frac{g_c m}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{g_c m}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (24)$$

- ecuația (24) indică cele 2 benzi laterale poziționate simetric față de purtătoare

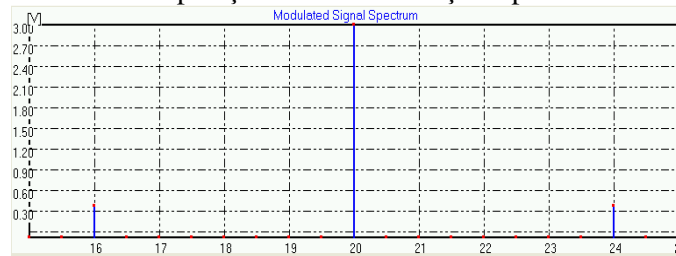


Fig. 4. Spectrul MA pentru $f_m = 4$ Hz și $f_c = 20$ Hz

- banda de frecvență (BF) și lărgimea de bandă (LB) ale semnalului MA sunt:

$$BF \in [f_c - f_{mM}; f_c + f_{mM}] \quad (25)$$

$$LB = 2 \cdot f_{mM}$$

- principalul dezavantaj al MA îl constituie puterea mare a semnalului purtător
- principalul avantaj îl constituie demodularea foarte simplă – se va discuta ulterior

Modulația Liniară cu bandă laterală dublă și purtătoare suprimată – BLD-PS (DSB-SC)

-expresia BLD-PS se obține prin înmulțirea semnalului modulator cu semnalul purtător impunând condiția ca valoarea medie a semnalului modulator să fie egală cu zero:

$$s_{BLD-PS} = \frac{V_0}{V_{ref}} \cdot g_M \cdot f(t) \cdot \cos(\omega_c t); \quad pt. \quad V_0 = V_{ref} \Rightarrow s_{BLD-PS} = g_M \cdot f(t) \cdot \cos(\omega_c t); \quad (26)$$

$$P = \frac{g_M^2 \cdot \tilde{f}^2(t)}{2}; \quad (27)$$

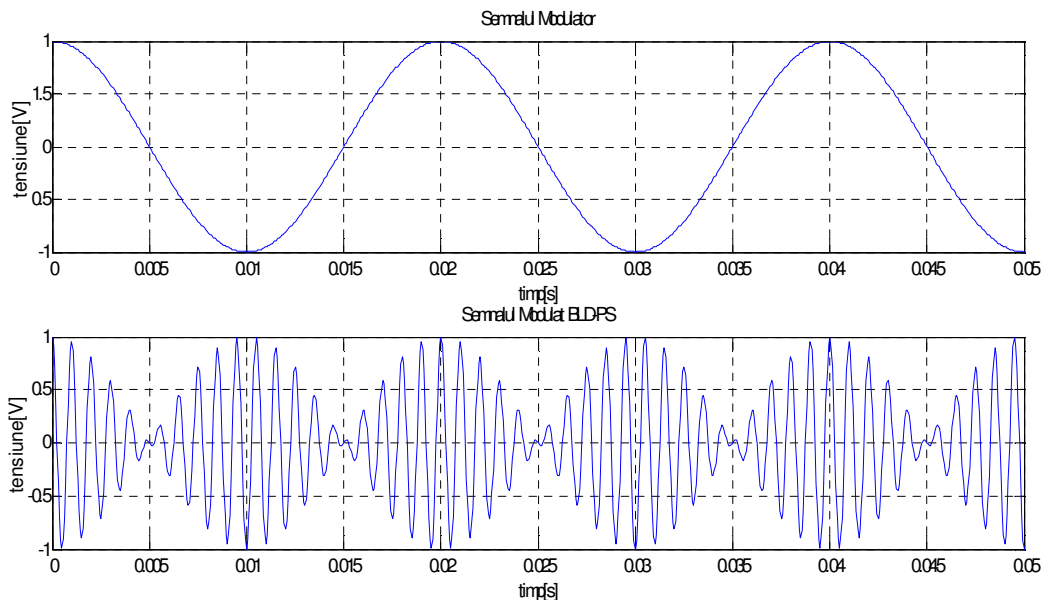


Fig. 5. Semnal modulat BLD-PS cu semnal modulator cosinusoidal

- nu se inserează componentă continuă (c.c.) la semnalul modulator
- anvelopa semnalului BLD-PS nu mai urmărește semnalul modulator – se introduce o nedeterminare de 180°
- este necesară o demodulare mai complicată
- **avantaj:** puterea semnalului modulat e mai mică

Componenta spectrală a semnalului BLD-PS

În mod asemănător cu (22) se obține spectrul semnalului BLD-PS:

$$S(\omega)_{BLD-PS} = \frac{V_0}{2} [G(\omega + \omega_c) + G(\omega - \omega_c)] \tag{28}$$

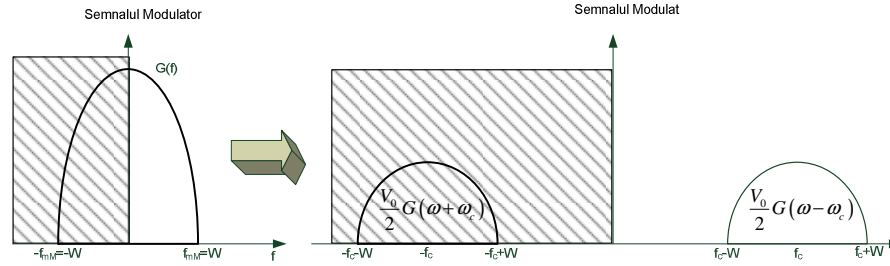


Fig. 6. Spectrul semnalului BLD-PS

Ex2:

- înlocuind în (26) $V_0 = V_{ref}$ și $g(t) = \sum_{i=1}^3 g_i \cdot \cos(\omega_i \cdot t)$ se obține:

$$s_{BLD-PS} = \cos(\omega_c t) \cdot \sum_{i=1}^3 g_i \cdot \cos(\omega_i \cdot t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 g_i \cdot \cos[(\omega_c - \omega_i) \cdot t] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 g_i \cdot \cos[(\omega_c + \omega_i) \cdot t] \tag{29}$$

- (29) indică 2 benzi laterale plasate simetric în jurul purtătorului; nu există însă o componentă inserată intenționat pe frecvența purtătoare – modulația se numește *Bandă Laterală Dublă cu Purtătoare Suprimată* – BLD-PS (DSB-SC)

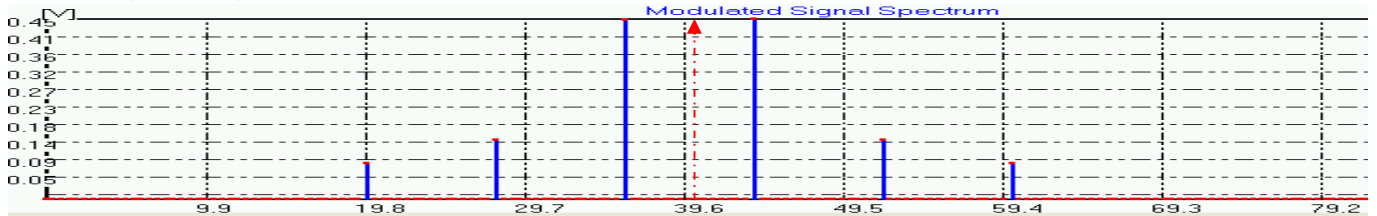


Fig. 7. Spectrul BLD-PS pentru semnal modulator rectangular cu $f_m = 4\text{Hz}$ și $f_c = 40\text{ Hz}$

-banda de frecvență (BF) și lărgimea de bandă (LB) ale semnalului BLD-PS sunt:

$$BF \in [f_c - f_{mM}; f_c + f_{mM}] \tag{30}$$

$$LB = 2 \cdot f_{mM}$$

- **Avantaj** al BLD-PS – nu se inserează putere pe frecvența f_c ; totuși puterea emisă este destul de mare
- **Dezavantaj** – este necesară o demodulare mai complicată

Modulație de amplitudine în quadratură – MAQ (QAM)

- eficiența a modulațiilor BLD este scăzută, deoarece pentru transmisia unui semnal modulator cu o lărgime de bandă LB, semnalul modulat ocupă o bandă cu lărgime 2LB
- prin utilizarea modulației MAQ se poate utiliza mai eficient banda de frecvență disponibilă, prin transmiterea a două semnale independente în același bandă de frecvență dar pe două semnale purtătoare ortogonale
- ortogonalitatea purtătoarelor permite separarea celor două semnale la recepție.
 - prin definiție două funcții reale $f(x)$ și $g(x)$ sunt ortogonale dacă:

$$\int f(x) \cdot g(x) dx = \begin{cases} 0 & \text{daca } f(x) \neq g(x) \\ ct. \text{daca } f(x) = g(x) \end{cases} \tag{31}$$

- cu ușurință se poate arăta că semnalele $s_I(t) = V_0 \cos(\omega_c \cdot t)$ și $s_Q(t) = V_0 \sin(\omega_c \cdot t)$ verifică condiția (31)
- presupunând că semnale $g_I(t)$ și $g_Q(t)$ sunt două semnale reale cu lărgime de bandă limitată, expresia semnalului MAQ modulat pe purtătoarele ortogonale $s_I(t)$ și $s_Q(t)$ este :

$$s_{MAQ}(t) = \frac{g_I(t) \cdot s_I(t)}{V_{ref-I}} - \frac{g_Q(t) \cdot s_Q(t)}{V_{ref-Q}} \quad (32)$$

Impunând următoarele condiții (pentru simplificarea relațiilor):

$$V_{ref-I} = V_{ref-Q} = V_0 \quad (33)$$

Expresia semnalului MAQ devine:

$$s_{MAQ}(t) = g_I(t) \cos(\omega_c t) - g_Q(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad (34)$$

-schema bloc a modulatorului MAQ este:

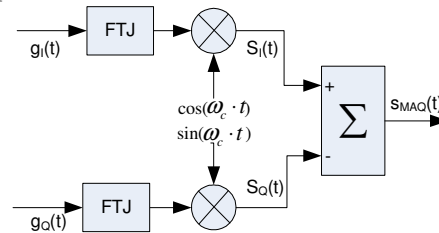


Fig. 8. Modulator QAM

- practic modulația MAQ este o sumă de două semnale BLD-PS, astfel dacă cele două semnale modulatorie $g_I(t)$ și $g_Q(t)$ au același bandă de frecvență atunci și semnalele modulate $S_I(t)$ și $S_Q(t)$ vor ocupa același bandă de frecvență.

- presupunând ca semnalele modulatorie $g_I(t)$ și $g_Q(t)$ au componente spectrale nenule în intervalul $(0; f_{mM}]$ banda de frecvență ocupată de semnalul MAQ va fi:

$$\begin{aligned} BF_{MAQ} &= [f_c - f_{mM}; f_c + f_{mM}] \\ LB_{MAQ} &= 2 \cdot f_{mM} \end{aligned} \quad (35)$$

- filtrul trece jos din schema modulatorului asigură ca spectrul de frecvență ale semnalelor modulatorie să fie limitat superior .

Modulația cu bandă laterală unică – BLU (SSB)

- toată informația semnalului modulat BLD-PS este conținută într-o singură bandă laterală
- BLD-PS utilizează redundant a doua bandă laterală în care transmite jumătate din putere
- în cazul transmisiilor BLU se transmite o singură bandă laterală, pentru reducerea benzii de frecvență ocupate și a puterii transmise

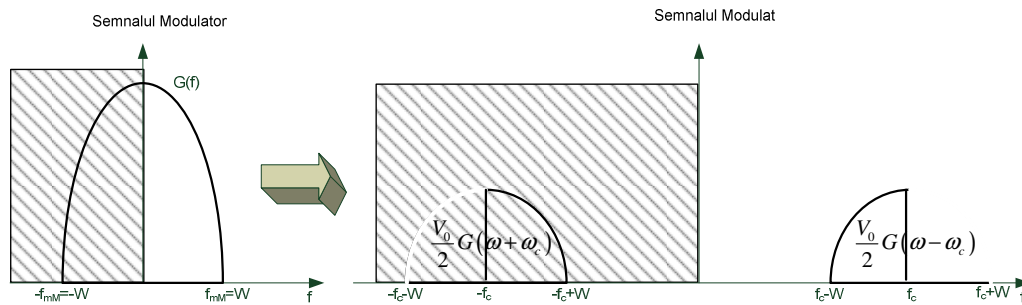


Fig. 9. BLU-inf

- semnalul BLU poate fi obținut prin două metode:
 - a. prin filtrarea semnalului BLD-PS – se poate utiliza numai pt. anumite semnale modulatorie;
 - b. prin defazarea semnalului modulator

a. metoda filtrării: semnalul BLD-PS este filtrat trece bandă, atenuându-se banda laterală nedorită

- banda de frecvență (BF) și lărgimea de bandă (LB) a semnalului modulat cu BLU este:

$$BF \in \begin{cases} [f_c - f_{mM}; f_c] & - \text{BLU inf.} \\ [f_c; f_c + f_{mMc}] & - \text{BLU sup.} \end{cases} \quad (36)$$

$$LB = f_{mM}$$

$$P = \frac{g_M^2 \cdot \tilde{f}^2(t)}{4}; \quad (37)$$

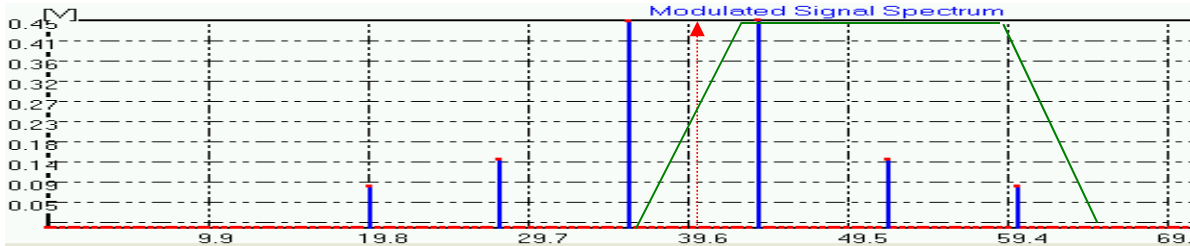


Fig. 10. Metoda filtrării pentru BLU-superior; semnalul modulator nu are c.c. și componente de foarte joasă frecvență

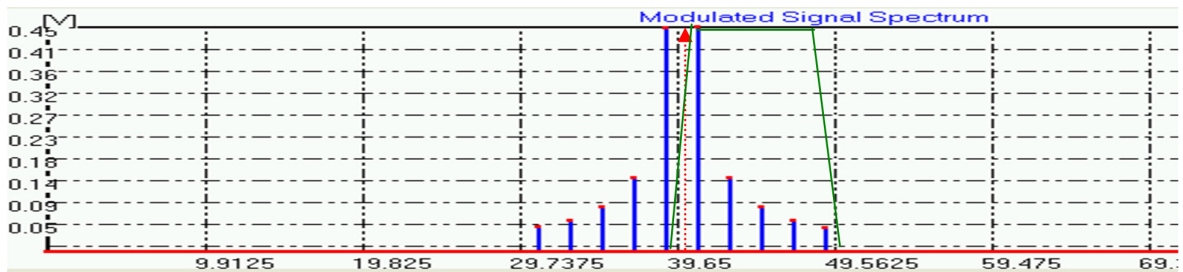


Fig. 11. Metoda filtrării pentru BLU-superior; semnalul modulator are c.c. și componente la frecvențe joase

- filtrul utilizat trebuie să aibă o pantă mai mare; uneori imposibil de implementat

b. BLU prin defazarea semnalului modulator

- folosește transformata Hilbert a semnalului modulator
- Filtrul Hilbert are următoarea funcție de transfer:

$$H(\omega) = \begin{cases} j & \omega < \omega_c \\ 0 & \omega = \omega_c; j \text{ indica un defazaj de } \pi/2; |H(\omega)| = 1 \\ -j & \omega > \omega_c \end{cases} \quad (38)$$

- expresia semnalului BLU este:

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} g(t) \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} \hat{g}(t) \sin \omega_c t; - \text{ pt. BL sup}; + \text{ pt. BL inf}; \quad (39)$$

- schema bloc a generării BLU cu această metodă implementează relația (39):

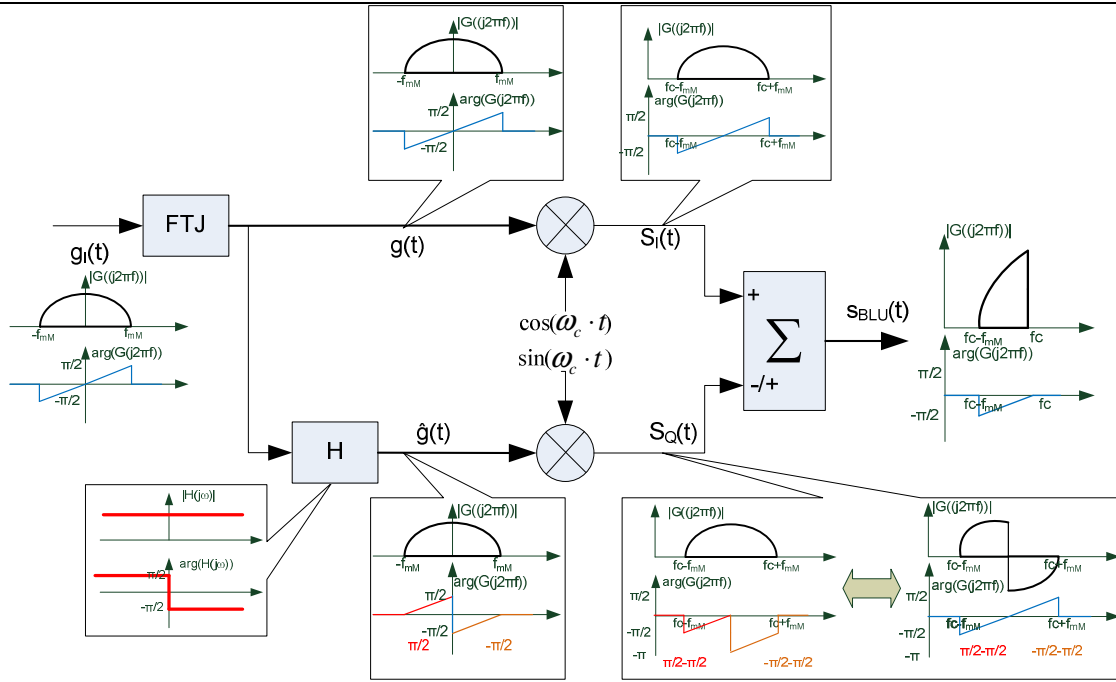


Fig. 12. Exemplificarea generării semnalului BLU cu metoda QAM și filtrare Hilbert

- pentru o implementare cât mai riguroasă, semnalul modulator *NU* trebuie să conțină componentă continuă și amplitudinea componentelor de joasă frecvență trebuie să fie redusă

Efectele implementării imperfecte a transformatei Hilbert asupra metodei defazării

- dacă considerăm $g(t) = \cos(\omega_m t)$, pe ramura în fază (cos) ar rezulta:

$$I(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_m t) \cdot \cos(\omega_c t) = \frac{1}{4} [\cos(\omega_c t - \omega_m t) + \cos(\omega_c t + \omega_m t)] \quad (40)$$

- pe ramura în cuadratură (sin), semnalul modulator ar trebui defazat cu $-\pi/2$, dar datorită implementării imperfecte, acesta poate fi considerat că:

$$\Phi(\omega_m) = -\pi/2 + \varphi \quad (41)$$

- semnalul pe această ramură va fi:

$$\begin{aligned} Q(t) &= \frac{1}{2} \cos(\omega_m t - \frac{\pi}{2} + \varphi) \cdot \sin(\omega_c t) = \\ &= \frac{\cos(\varphi)}{4} [\cos(\omega_c t - \omega_m t) - \cos(\omega_c t + \omega_m t)] - \frac{\sin(\varphi)}{4} [-\sin(\omega_c t - \omega_m t) + \sin(\omega_c t + \omega_m t)] \end{aligned} \quad (42)$$

- adunând cele două semnale pentru a obține BLU-inf se obține:

$$\begin{aligned}
 I(t) + Q(t) &= \frac{1 + \cos(\varphi)}{4} \cos(\omega_c t - \omega_m t) + \frac{1 - \cos(\varphi)}{4} \cos(\omega_c t + \omega_m t) - \\
 &\quad - \frac{\sin(\varphi)}{4} \sin(\omega_c t - \omega_m t) + \frac{\sin(\varphi)}{4} \sin(\omega_c t + \omega_m t) \\
 &= \frac{1}{2} \cos^2\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos(\omega_c t - \omega_m t) - \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin(\omega_c t - \omega_m t) + \\
 &\quad + \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos(\omega_c t + \omega_m t) + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin(\omega_c t + \omega_m t) \\
 &= \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\omega_c t - \omega_m t - \frac{\varphi}{2}\right) + \\
 &\quad + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega_c t + \omega_m t + \frac{\varphi}{2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{43}$$

- semnalul BLU-inf este atenuat cu factorul $\cos(\varphi/2)$ și defazat cu $-\varphi/2$
- semnalul BLU-sup (care ar trebui să fie suprimat) este atenuat cu factorul $\sin(\varphi/2)$ și defazat cu $\varphi/2$
- Concluzie: - φ trebuie să cât mai mic posibil, $\varphi \rightarrow 0$

Expresia generală a semnalelor modulate LM:

$$s_{LM}(t) = \frac{\alpha}{2} g(t) \cdot \cos(\omega_c t) \mp \frac{1}{2} g_q(t) \cdot \sin(\omega_c t);
 \tag{44}$$

Cazuri particulare:

$$\begin{cases} \alpha = 2 & g_q(t) = 0 & \Rightarrow BLD; \rightarrow g(t) = \begin{cases} g_c + g_m \cdot f(t) & \Rightarrow BLD + P \\ g_m \cdot f(t) & \Rightarrow BLD - PS \end{cases} \\ \alpha = 1 & g_q(t) = H(g(t)) = \hat{g}(t) & \Rightarrow BLU; \end{cases}
 \tag{45}$$

- expresia folosește Modulația de Amplitudine în Quadratură – MAQ (QAM)

Metode de producere a modulațiilor ML

- modulatoare cu multiplicatoare analogice
- modulatoare cu choppere
- modulatoare cu circuite neliniare– vezi [Ed.Nicolau]
- modulatoare care acționează direct pe circuit acordat - vezi [Ed.Nicolau]

a. modulator ML cu multiplicator analogic

- nu sunt disponibile multiplicatoare analogice la frecvențe foarte mari

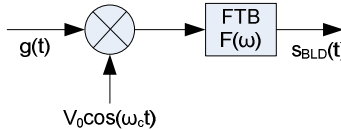


Fig. 13. Modulator BLD cu multiplicator analogic.

b. modulatoare cu choppere

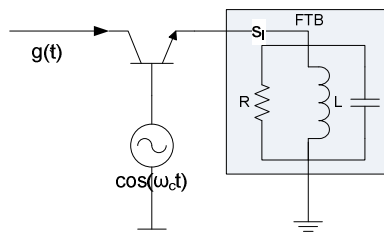


Fig. 14. Modulator BLD cu chopper neechilibrat

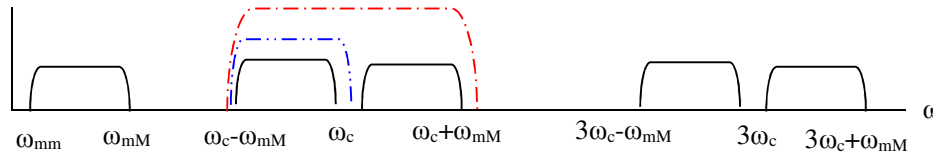
- semnalul modulator este choppat cu funcția de întrerupere având frecvența f_c :

$$f_i(t) = \begin{cases} 1 & \text{daca } V_0 \cos \omega_c t > 0; \\ 0 & \text{daca } V_0 \cos \omega_c t \leq 0; \end{cases} \quad f_i(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin(\omega_c t) + \frac{2}{3\pi} \sin(3\omega_c t) \dots \quad (46)$$

- înmulțirea semnalului f_i cu semnalul modulator $g(t)$ se realizează cu ajutorul unui tranzistor (vezi schema de pe tablă):

$$s_x(t) = \frac{g(t)}{2} + \frac{2g(t)}{\pi} \sin(\omega_c t) + \frac{2g(t)}{3\pi} \sin(3\omega_c t) \dots \quad (47)$$

- prin filtrarea TB cu $F(\omega)$ se selectează doar banda de frecvență dorită:



- condiții pentru a face filtrarea posibilă:

$$\left. \begin{aligned} \omega_c - \omega_{mM} &> \omega_{mM} \\ 3\omega_c - \omega_{mM} &> \omega_c + \omega_{mM} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \omega_c > 2\omega_{mM} \quad (48)$$

- această variantă reprezintă chopperul neechilibrat care produce semnalul modulat pe o purtătoare sinusoidală
- produce și semnalul în banda de bază

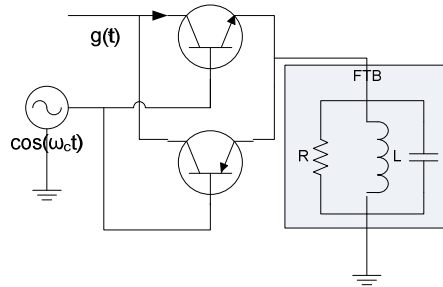


Fig. 15. Modulator BLD cu chopper echilibrat

- chopperul echilibrat efectuează înmulțirea cu funcția de comutație $f_s(t)$:

$$f_s(t) = 2f_i(t) - 1; \Leftrightarrow f_s(t) = \begin{cases} 1 & \text{daca } V_0 \cos(\omega_c t) > 0; \\ -1 & \text{daca } V_0 \cos(\omega_c t) \leq 0; \end{cases} \Leftrightarrow f_s(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega_c t) + \frac{4}{2\pi} \sin(3\omega_c t) \dots \quad (49)$$

- acest chopper este implementat cu două tranzistoare complementare
- el nu generează semnalul în banda de bază, iar amplitudinea semnalului modulat este dublă
- condiții pentru a face filtrarea posibilă:

$$\left. \begin{aligned} \omega_c - \omega_{mM} &> 0 \\ 3\omega_c - \omega_{mM} &> \omega_c + \omega_{mM} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \omega_c > \omega_{mM} \quad (50)$$

Considerații privitoare la Peak to Average Power Ratio (PAPR) a semnalelor ML

a. Comparație între puterile MA și BLD-PS

$$P_{MA} = \frac{g_c^2}{2} + \frac{g_c^2 \cdot m^2 \cdot \tilde{f}^2}{2}; \quad (51)$$

$$P_{BLD-PS} = \frac{g_c^2 \cdot m^2 \cdot \tilde{f}^2}{2}; \quad (52)$$

$$\frac{P_{MA}}{P_{BLD-PS}} = 1 + \frac{1}{m^2 \cdot \tilde{f}^2} \geq 2 \quad (53)$$

b. Considerații privitoare la PAPR

$$PAPR[dB] = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_v}{P_{av}}\right) \quad (54)$$

- PAPR depinde de factorul de creștere-al semnalului modulator
- pentru semnale modulatoriale aleatorii, trebuie utilizat BLU
- pentru semnale modulatoriale deterministe trebuie utilizat BLD-PS
- valoare mare a PAPR conduce la distorsiuni ale semnalului și la apariția unor componente spectrale nedorite în amplificatoarele HighPower-RF – se va discuta ulterior
- în alegerea unei modulații trebuie însă luată în considerare și LB ocupată

Bibliografie

- Ed.Nicolau, coord. - Manualul Inginerului electronist. Radiotehnica vol.III, Editura Tehnică, 1989
- http://en.wikipedia.org/wiki/Amplitude_modulation
- B.P. Lathi, "Modern Digital and Analog Communication Systems", Oxford University Press, 1998