

Recuperarea purtătorului local și a tactului de simbol

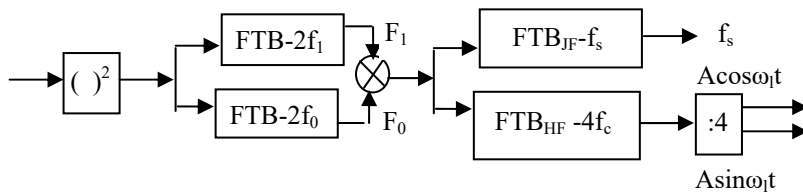


Fig.9 Schema bloc a circuitului de recuperare a f_s și f_i

- în cazul transmisiei MSK este posibilă recuperarea simultană a celor două semnale necesare demodulatorului QAM
 - schema bloc a unei variante de recuperare a tactului de simbol și a purtătorului local este prezentată în figura 9.

- ecuațiile care descriu funcționarea metodei sunt:

$$s_{\text{MSK}}(t) = A \cos(\omega_c t \pm \frac{\omega_b}{4} t) \Rightarrow s_{\text{MSK}}^2(t) = \frac{A^2}{2V_r} \left[1 + \cos(2\omega_c t \pm \frac{\omega_b}{2} t) \right]; \Rightarrow$$

$$F_1(t) = V \cos(2\omega_c t + \frac{\omega_b}{2} t); \quad F_0(t) = V \cos(2\omega_c t - \frac{\omega_b}{2} t); \Rightarrow \quad (34)$$

$$F_1(t) \cdot F_0(t) = \frac{V^2}{2V_r} [\cos(\omega_b t) + \cos(4\omega_c t)];$$

- în urma ridicării la pătrat a semnalului modulat recepționat, urmată de filtrările TB cu frecvențele centrale $2f_1$ și $2f_0$ (cu filtre cu factori de calitate mari) se obțin semnale pe frecvențele f_1 și f_0 . Prin înmulțirea acestora se obține un semnal cu componente spectrale pe frecvențele f_b și $4f_c$, care se obțin prin filtrare cu factori de calitate ridicați.

- cele două semnale astfel recuperate sunt folosite ca referințe de fază în circuitele de sincronizare ale purtătorului local și ale semnalelor de tact derivate din tactul de bit, având frecvențele $f_b/4$ și $f_b/2$, vezi fig. 7.

- divizarea digitală în frecvență la 4 introduce o nedeterminare de $k \cdot 90^\circ$ a purtătorului local, datorită stărilor inițiale ale bistabililor cu care se efectuează împărțirea

- nedeterminarea de 180° a purtătorului local este eliminată de precodarea diferențială inclusă în codarea MSK, vezi ecuațiile (29) și figura 5.

- pentru eliminarea nedeterminărilor de $\pm 90^\circ$ se folosește precodarea diferențială suplimentară efectuată la intrarea modulatorului, specifică modulației MSK „precodată”, vezi ecuația (30) și figura 7. Pentru modulația MSK ce nu este precodată, invarianța la rotații de $\pm 90^\circ$ trebuie asigurată prin alte metode

- tactul de bit, de frecvență f_b , este folosit, după o divizare digitală în frecvență la 2, pentru sondarea semnalelor BB $c(t)$ și $d(t)$, vezi figura 7 și relația (31)

- tactul de bit divizat la 4 este utilizat pentru generarea semnalelor auxiliare $\cos(\pi/(2T_b))$ și $\sin(\pi/(2T_b))$, vezi ecuația (31) și figura 8, care trebuie să fie sincrone cu corespondentele lor de la emisie.

- demodularea descrisă mai sus este una cu decizie hard.

- datorită trellisului de faze specific modulației MSK se poate realiza și o decodare cu decizie soft, folosind algoritmul lui Viterbi cu o metrică corespunzătoare. Acest tip de demodulare asigură performanțele cele mai bune. Tratarea sa depășește cadrul cursului de față.

Filtrarea semnalelor MSK

- filtrarea semnalelor MSK urmărește două scopuri:

- reducerea benzii de frecvență a semnalului modulat MSK;

- atenuarea suplimentară a lobilor spectrali exteriori benzii utile a semnalului modulat ($LB = 1,5f_b$).

- pentru debitul binar $D = 270,833$ kbps și spațierea frecvențelor purtătoare la $\Delta f = 200$ kHz, filtrarea RC, chiar și cu $\alpha = 0$, ar face inutilizabile cele două frecvențe purtătoare adiacente. De asemenea, filtrarea cu această caracteristică nu asigură atenuarea suficientă a lobilor spectrali exteriori.

- de aceea se folosește o caracteristică de filtrare de tip Gauss care permite reducerea lărgimii de bandă a semnalului filtrat la o valoare de aproximativ $1,4 \cdot f_b$, dar nu asigură. ISI = 0 în momentele de sondare, iar această ISI este necontrolată; această caracteristică de filtrare are avantajul că asigură o atenuare mai pronunțată componentelor spectrale exterioare benzii de frecvență utile.

- modulația obținută prin aplicarea filtrării Gauss nivelelor modulatorie ale modulației MSK se numește Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

Caracteristica de filtrare Gauss

- modulul funcției de transfer a acestei caracteristici este definit de ecuația (35), în care parametrul $\beta = BT_b$ este numit baza semnalului, iar B este lărgimea de bandă la -3 dB a filtrului:

$$G(f / f_b) = \exp\left(-\frac{\ln 2}{2 \cdot \beta^2} \cdot \frac{f^2}{f_b^2}\right) = \exp(-\alpha_G^2 \cdot f^2); \quad \beta = B_{-3dB} \cdot T_b; \quad \alpha_G = \frac{\sqrt{2 \cdot \ln 2}}{\beta} = \frac{1,174}{\beta}; \quad (35)$$

- în figura 10 este prezentată caracteristica $G(f/f_s)$ a unui filtru Gauss, pentru câteva valori ale lui β . Figura mai prezintă variația caracteristicii RC pentru $\alpha = 0.5$.

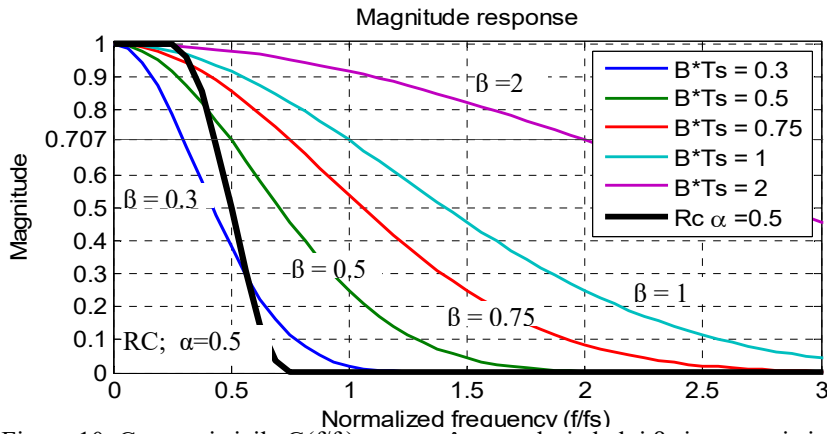


Figura 10. Caracteristicile $G(f/f_s)$ pentru câteva valori ale lui β și caracteristica RC pentru $\alpha = 0.5$

$$h_G(t / T_b) = \frac{\sqrt{2\pi} \cdot B}{\ln 2} \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot \pi^2 \cdot \beta^2}{\ln 2} \left(\frac{t}{T_b}\right)^2\right); \quad h_G(0) = \frac{\sqrt{2\pi} \cdot B}{\ln 2}; \quad (36)$$

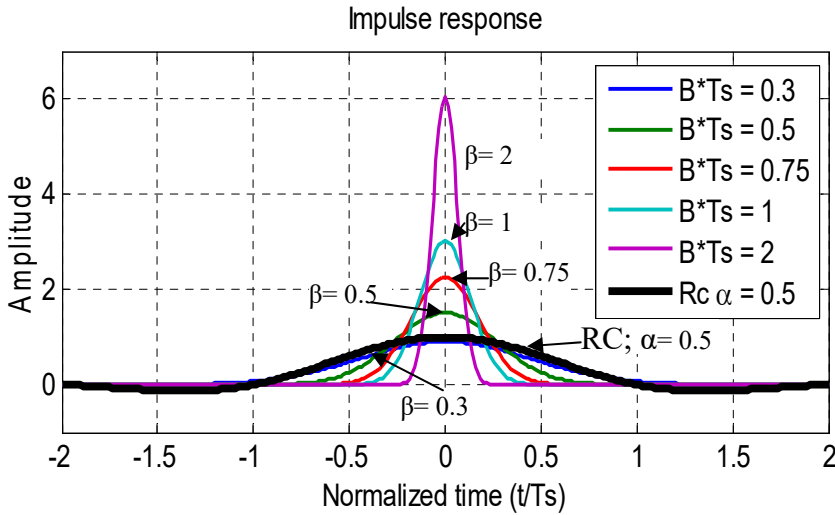


Figura 11. $h_G(t/T_s)$ pentru diverse valori ale lui β și h_{RC} pentru $\alpha = 0.5$

- pentru $\beta = 0.3$ caracteristica Gauss asigură o bandă de trecere redusă, comparabilă cu cea a unui filtru Nyquist cu $\alpha = 0,5$; în afara acesteia se poate considera că nivelul semnalului de ieșire e neglijabil.

- odată cu creșterea lui β , lărgimea benzii de trecere a acestui filtru crește, vezi figura (10).

- răspunsul la impuls al caracteristicii Gauss are expresia (36) și este reprezentat în fig.11, pentru câteva valori ale lui β . Figura mai prezintă și răspunsul la impuls al caracteristicii RC cu $\alpha = 0.5$.

- pe măsură ce β scade, crește "dilatarea" în timp a semnalului filtrat și scade valoarea maximă $h_G(0)$, odată cu scăderea lărgimii benzii utile de frecvență ocupate de semnalul filtrat.

- răspunsul în timp al acestei caracteristici de filtrare prezintă valori nenule în toate momentele de sondare, nu numai în cel principal.

- valorile sale în momentele secundare de sondare cresc odată cu scăderea lui β , deci cu reducerea benzii ocupate.

- aceasta duce la apariția ISI, și implicit la scăderea performanțelor sistemului de transmisie ce utilizează acest filtru.

- rezultă că, în cazul utilizării acestei caracteristici de filtrare, trebuie realizat un compromis între lărgimea benzii de frecvență ocupate de semnalul filtrat și valoarea interferenței intersimbol (ISI) a acestuia.

- introducerea caracteristicii de filtrare Gauss în modulatorile MSK prezentate în figurile 5 și 7, trebuie să țină cont de faptul că răspunsul la impuls dat (36) corespunde unui impuls Dirac la intrare.

- deoarece nivelele modulatorilor c_k și d_k sunt impulsuri de amplitudine unitară care durează 2 perioade de bit, răspunsul la impuls al filtrului care este introdus în modulatorile MSK descrise se obține efectuând produsul de convoluție între impulsul de durată $2T_b$ și răspunsul la impuls al filtrului Gauss, dat de (36).

- răspunsul la impuls rezultat are expresia:

$$g_G(t) = \frac{1}{4 \cdot T_b} \cdot \left[Q\left(2 \cdot \pi \cdot B \cdot \frac{t - T_b}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(2 \cdot \pi \cdot B \cdot \frac{t + T_b}{\sqrt{\ln 2}}\right) \right] \quad (37)$$

Lărgimea de bandă a semnalului MSK filtrat TJ cu caracteristică Gauss (GMSK)

- dacă semnalul MSK este filtrat T_b la ieșirea modulatorului, atunci lărgimea benzii de frecvență care conține circa 99% din puterea semnalului modulat se aproximează prin adaos cu $1,4 \cdot f_b$, vezi relația (10).

- această variantă de filtrare conduce la variații mari ale amplitudinii semnalului filtrat și la creșterea lobilor spectrali laterali, datorită implementării imperfecte a caracteristicii de filtrare la frecvența intermediară.

- dacă însă filtrarea se face TJ cu $BT_b = 0,3$ atunci $f_{mM} \approx 0,3 f_b$, iar pentru $f_b = 270,833$ kHz, și $h = 0,5$ se poate calcula aproximativ cu relația:

$$LB_{GMSK} \approx 2 \cdot f_{mM} \cdot (1+h+\sqrt{h}) = 1,32 \cdot f_b \approx 360 \text{ kHz}, \quad (38)$$

- diferența dintre valorile furnizate de relațiile (10) și (38) se datorează procentului diferit din puterea semnalului conținut în lărgimile de bandă furnizate, dar în ambele cazuri benzile respective conțin peste 99% din putere semnalului modulat pentru $BT = 0,3$.

- caracteristica de filtrare Gauss se implementează digital cu structuri de tip FIR.

Atenuarea lobilor exteriori spectrului util

- crește odată cu scăderea valorii BT; pentru $BT = 0,3$, folosit în sistemul GSM, atenuarea primului lob exterior benzii utile este de 40 dB, față de nivelul lobului principal, iar al doilea lob are atenuare mult mai mare.

- dacă ținem cont de lărgimea de bandă (38) și de faptul că valoarea raportului S/CCI trebuie să fie mai mare de 16 dB pentru a permite utilizarea unei frecvențe în sistemul GSM, putem spune că a doua purtătoare învecinată poate fi folosită chiar și în aceeași celulă.

- prin CCI (Co-Channel Interference) s-a notat nivelul semnalelor cu aceeași frecvență provenite din alte surse decât din emisia pe frecvența respectivă din celula respectivă.

Producerea semnalului GMSK

- în schemele bloc ale celor două modulatori MSK, figurile 4 și 6 din cursul anterior, se introduce câte un filtru cu răspunsul la impuls $h_G(t)$ (sau $g_G(t)$), pe fiecare ramură, vezi blocurile notate cu g_G și marcate cu linie întreruptă în figurile 4 și 6, între cele două înmulțitoare.

Efectele filtrării Gauss asupra semnalului modulat MSK

- principalele efecte ale filtrării cu caracteristica de tip Gauss sunt:

1. modificarea variației de fază pe o perioadă de simbol;

2. apariția ISI nenule în momentele de sondare, ceea ce afectează probabilitatea de eroare.

1. *Variația de fază pe o perioadă de simbol* a semnalului filtrat este mai mică de $\pm\pi/2$, vezi figura 2, scăzând rezistența la perturbații a transmisiei.

- mai mult, acumularea erorii de fază datorată filtrării, pe mai multe perioade de simbol, la care se adaugă eroarea de fază datorată deviației Doppler, conduce la creșterea accentuată a probabilității de eroare, în special în cazul utilizării decodării soft cu VA, generând apariția unor pachete de erori. Pentru reducerea efectelor acestui neajuns, între secvențele de date se transmit salve de sincronizare, vezi structura slotului din figura 12, iar unele tipuri de date sunt codate și cu coduri corectoare de pachete de erori, RS sau Fire.

2. *Apariția ISI nenulă și necontrolată*, în momentele de sondare datorită filtrării cu această caracteristică conduce la creșterea probabilității de eroare.

Probabilitatea de eroare a modulației GMSK

- probabilitatea de eroare de bit a modulației GMSK se poate calcula aproximativ cu relația (39) în care trecerea de la E_b/N_0 la P_s/P_z s-a făcut în același mod ca și în relația (13.b), considerând lărgimea de bandă egală cu $1,4 \cdot f_{bit}$.

- dacă se consideră lărgimea de bandă egală cu $1,32 \cdot f_{bit}$ (38) atunci probabilitatea de eroare de bit este exprimată de expresia b' din relația (39)

- valoarea constantei α_G (nu e factorul de exces de bandă al filtrului RC!) depinde de valoarea produsului $\beta = B \cdot T_b$, iar pentru $\beta = 0,3 \rightarrow \alpha_G = 0,8$ (din literatura de specialitate).

$$\frac{1,6 \cdot E_b}{N_0} = \frac{1,6 \cdot P_s \cdot T_b \cdot 1,4}{N_0 \cdot 1,4} = \frac{2,24 \cdot P_s}{\sigma^2}; a. \Rightarrow$$

$$p_{bGMSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot \alpha_G \cdot E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot 0,8 \cdot E_b}{N_0}}\right) \approx Q\left(\sqrt{\frac{2,24 \cdot P_s}{\sigma^2}}\right) \approx \frac{0,266}{\sqrt{\rho}} \cdot e^{-\frac{1,12 \cdot P_s}{\sigma^2}}; b. \quad (39)$$

$$\frac{1,6 \cdot P_s \cdot T_b \cdot 1,32}{N_0 \cdot 1,32} = \frac{2,112 P_s}{\sigma^2}; a'. \Rightarrow$$

$$p_{bGMSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2,112 \cdot P_s}{\sigma^2}}\right) \approx \frac{0,251}{\sqrt{\rho}} \cdot e^{-\frac{1,056 \cdot P_s}{\sigma^2}}; b'.$$

- comparând p_{bGMSK} cu $p_{bMSK-precod}$ (13.a) rezultă, conform (40) că probabilitatea de eroare a GMSK este

mai mare decât cea a MSK precodat, iar creșterea SNR necesară GMSK pentru a asigura aceeași probabilitate de eroare ca și MSK precodat este de circa 0.6 dB.

$$P_{bGMSK} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2,24 \cdot P_s}{\sigma^2}}\right) > Q\left(\sqrt{\frac{2,55 \cdot P_s}{\sigma^2}}\right) \approx P_{bMSK}; \quad (40)$$

- considerentele de mai sus nu au ținut cont de efectele filtrării asupra variației fazei semnalului modulat, factor ce face ca diferență de SNR menționată anterior să fie ceva mai mare

- pentru a compara performanțele GMSK cu cele ale QPSK, filtrat cu caracteristica RC cu factor α (roll-off!), vom determina probabilitatea de eroare de bit a acestei modulații în funcție de P_s/P_z și de E_b/N_0 :

$$P_{bQPSKf} = \frac{P_{eQPSK}}{2} = \frac{2Q\left(\sqrt{\frac{P_s}{P_z}}\right) - Q^2\left(\sqrt{\frac{P_s}{P_z}}\right)}{2} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{(1+\alpha)N_0}}\right); \quad (41)$$

- pentru ca modulația QPSK să asigure același debit binar ca și GMSK este necesar ca $f_s = f_b/2$

- condiția ca cele două modulații să ocupe aceeași bandă ar fi $1,4 \cdot f_b = (1+\alpha)f_b/2$; aceasta arată că QPSK filtrat necesită o bandă de frecvență mai redusă pentru a furniza același debit pentru orice valoare a lui $\alpha \leq 1$

- comparând valorile rapoartelor E_b/N_0 necesare celor două modulații să asigure aceeași BER, obținem:

$$\frac{1,6 \cdot E_b}{N_0} \Big|_G = \frac{2 \cdot E_b}{(1+\alpha)N_0} \Big|_{Q-f}; \Rightarrow \frac{E_b}{N_0} \Big|_G = \frac{E_b}{N_0} \Big|_{Q-f} \cdot \frac{2}{1,6 \cdot (1+\alpha)} = \frac{E_b}{N_0} \Big|_{Q-f} \cdot \frac{1,25}{(1+\alpha)}; \quad (42)$$

- pentru valori ale $\alpha < 0,25$ valoarea E_b/N_0 necesară GMSK este mai mare decât cea cerută de QPSK_f.

- dacă ținem cont și de termenul neglijat $Q^2(\sqrt{\rho})$, valoarea maximă a lui α e ceva mai mare

- pentru a face comparația între valorile corespondente ale SNR trebuie aplicată o corecție de bandă:

$$\frac{2,24 \cdot P_{s-G}}{N_{0-G} \cdot 1,4 \cdot f_b} = \frac{P_{s-Q}}{N_{0-Q} \cdot (1+\alpha) \cdot f_b / 2} \cdot \frac{1,4}{1,4} \Rightarrow \frac{P_s}{P_z} \Big|_G = \frac{P_s}{P_z} \Big|_{Q-f} \cdot \frac{2,8}{2,24 \cdot (1+\alpha)} = \frac{P_s}{P_z} \Big|_{Q-f} \cdot \frac{1,25}{(1+\alpha)}; \quad (43)$$

- considerațiile de mai sus își păstrează valabilitatea și în acest caz, deoarece constantele din cele două relații, (42) și (43), sunt egale.

Eficiența spectrală a modulațiilor MSK și GMSK

- eficiența spectrală nominală se calculează cu relația (44) pentru lărgimea de bandă (38) și arată numărul de bps ce este transmis pe o lărgime de bandă de 1 Hz; ea nu include „calitatea” biților recepționați.

$$\beta_w = \frac{D}{LB} \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right]; \quad (44)$$

- în cazul modulației MSK, considerînd debitul binar D numeric egal cu frecvența de bit f_b și lărgimea de bandă $LB_{MSK} = 1,5 \cdot f_b$, valoarea eficienței spectrale este dată de (45.a).

- în cazul modulației GMSK lărgimea de bandă este $LB_{GMSK} \approx 1,4 \cdot f_b$, debitul binar fiind același, iar eficiența spectrală este dată de (45.b).

$$\beta_w \Big|_{MSK} = \frac{f_b}{1,5 \cdot f_b} = 0,666 \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right]; \text{ a. } \beta_w \Big|_{GMSK} = \frac{f_b}{1,4 \cdot f_b} = 0,715 \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right]; \text{ b.} \quad (45)$$

- eficiența spectrală nominală a GMSK e mai mare, dar BER asigurat e de asemenea mai mare și de aceea trebuie comparate eficiențele spectrale efective, adică produsele dintre β_w nominale și p_b , ale celor două modulații la un SNR dat.

- eficiențele spectrale ale modulațiilor QPSK nefiltrate (cu banda definită de primul nul spectral) și cea filtrată RC sunt date de relațiile (46.a) și (46.b):

$$\beta_w \Big|_{QPSK} = \frac{f_b}{2 \cdot f_b / 2} = 1 \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right]; \text{ a. } \beta_w \Big|_{QPSKf} = \frac{f_b}{(1+\alpha) \cdot f_b / 2} = \frac{2}{(1+\alpha)} \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right]; \text{ b.} \quad (46)$$

- comparînd (45.a) cu (46.a) rezultă că modulația QPSK nefiltrată ar asigura o eficiență spectrală nominală mai mare MSK, în condițiile unei benzi mai reduse și a unei BER ceva mai mici (vezi relațiile (13),...(16)), la același SNR și același debit binar.

- comparînd (45.b) cu (46.b) rezultă că modulația QPSK filtrată RC are o eficiență spectrală nominală mai mare decât cea a GMSK; QPSK filtrat asigură și o BER comparabilă cu cea a GMSK, iar în unele cazuri, $\alpha < 0,25$, chiar mai redusă, la aceleași SNR și debit binar.

Concluzii

- modulația GMSK necesită un SNR mai mare, pentru a transmite un debit dat la o BER impusă, decât modulația QPSK filtrată cu caracteristică RC

- modulația GMSK necesită o bandă de frecvență mai mare decât modulația QPSK filtrată RC la același debit binar
- modulația GMSK asigură lobi spectrali exteriori mai mici și are variații ale anvelopei semnalului modulat și filtrat mai mici decât modulația QPSK, fiind mai puțin afectată de neliniaritățile caracteristicii de transfer a amplificatorului final RF din terminalul mobil MS
- modulația GMSK este mai puțin sensibilă la deviațiile de frecvență introduse de efectul Doppler provocat de mișcarea stației mobile MS.

Saltul frecvenței purtătoare – Frequency Hopping (FH)

- utilizarea unei singure perechi de frecvențe purtătoare (up și downlink), în aceeași celulă, la comunicația MS cu BTS are două dezavantaje majore:
 1. pentru o MS staționară, nivelul semnalului recepționat pe frecvența respectivă poate fi extrem de scăzut, datorită propagării multicale, el putând ajunge și sub nivelul minim necesar unei convorbiri de calitate acceptabilă
 2. semnalul cu frecvența respectivă se propagă și în celulele învecinate, el devenind semnal perturbator care provoacă Co-Channel Interference (CCI); nivelul acestui semnal perturbator este mai mare în zonele dens urbane unde celulele sunt foarte mici, iar distanța fizică între celule este redusă.
 - pentru a reduce efectele acestor situații asupra calității convorbirii, frecvența purtătoare este modificată la fiecare frame TDMA, vezi figura 1, deci de circa 217 ori pe secundă, generând ceea ce se numește slow-frequency hopping (S-FH). Astfel, frecvența purtătoare ia una din valorile permise ale purtătoarei în celula respectivă, conform unei secvențe pseudoaleatoare foarte lungi (această secvență pseudoaleatoare este folosită și la criptarea mesajului transmis).
 - în urma acestei operații o MS statică este afectată negativ foarte rar, și numai pe durata câte unui frame (adică o perioadă foarte scurtă, circa 10 ms de vorbire) de efectul propagării multicale; aceasta deoarece doar pentru unele frecvențe purtătoare compunerea căilor întârziate dă un nivel total recepționat scăzut.
 - de asemenea, semnalul pe o frecvență purtătoare este compus din secvențe, cu durata unui frame, ale mai multor convorbiri. Prin propagare, acest semnal afectează convorbirile de pe aceeași frecvență din celulele învecinate; dar, fiind compus din secvențe scurte ale unor convorbiri statistic independente, efectul său este asemănător unui zgomot gaussian (se aplică teorema Limită Centrală -TLC), fiind mult mai puțin “nociv” pentru transmisiile afectate.

Translația pe/de pe frecvența intermediară

- în sistemul GSM frecvența purtătoare din canal f_p variază în timp fiind și spațiu, în funcție de celula în care se află MS și de modificarea frecvenței purtătoare dată de S-FH.
- dacă modularea și demodularea s-ar face pe frecvența purtătoare (centrală), $f_c = f_p$, atunci frecvențele alocate celor două nivele logice, filtrele de ieșire/intrare, frecvența purtătorului local ar trebui modificate în receptor și emițător la fiecare schimbare a f_p , operații nefezabile practic la un cost scăzut.
- pentru a elimina aceste dezavantaje modularea și demodularea se fac pe o frecvență intermediară constantă, egală cu f_c , urmată de o translație de frecvență, vezi cursul de TM.
- realizarea translației de frecvență trebuie să aibă în vedere câteva aspecte importante:
 - a. frecvența purtătoare pe care/de pe care este translatat semnalul modulat GMSK poate aparține mai multor benzi de frecvență (900 MHz, 1800 MHz sau 1900 MHz);
 - b. filtrele de la ieșirea mixerului trebuie să aibă factori de calitate medii spre a nu fi necesare implementări tehnologice scumpe și/sau voluminoase.
 - c. să elimine frecvențele imagine. **vezi comentariile de pe tablă**
 - d. frecvența intermediară trebuie să fie relativ scăzută și să respecte condiția impusă f_c în (3), și anume să fie un multiplu întreg de f_b
- soluțiile de implementare sunt variate, fiind specifice firmelor producătoare, și pot fi bazate pe două translații de frecvență, pentru eliminarea frecvențelor imagine și utilizarea unor filtre cu factori de calitate medii.

Structura slotului TCH în GSM

- slotul temporal pe care se transmite canalul logic TCH (Traffic Channel), este unul dintre cele 8 sloturi care fac parte din cadrul (frame) TDMA descris în figura 1, și are durata $T_{\text{cadru}} = 0,577$ ms
- pentru un debit binar $D = 270,833$ kbps, durata unui bit este $T_b = 48/13 \mu\text{s} \approx 3,692 \mu\text{s}$.
- de aici rezultă că într-un slot se pot transmite $B = T_{\text{cadru}}/T_b = 156,25$ biți
- structura cadrului este prezentată în figura 12.

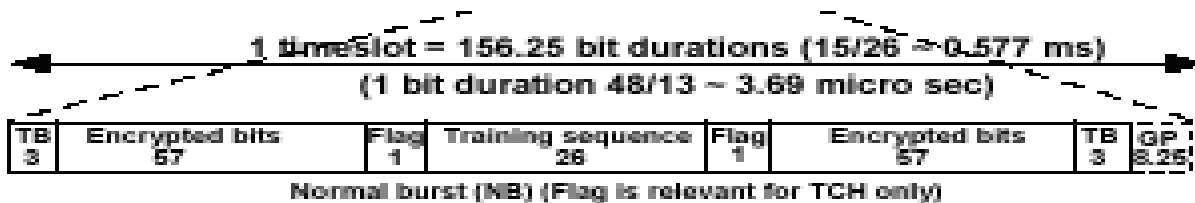


Figura 12. Structura slotului TCH în GSM

- în slotul temporal sunt transmiși:

- 114 biți informaționali codati;
- secvență prestabilită de antrenare de 26 biți
- 2 biți pe post de indicatori – flaguri
- două grupe de câte 3 biți de încadrare (tail bits)
- un interval de gardă (guard period GP) cu durata egală cu 8,25 perioade de bit

Biții informaționali codati

- codorul vocal utilizat, vezi cursul ASSV, comprimă semnalul vocal pe o perioadă de aproximativ 20 ms în 260 biți, generând un debit binar de 13 kbps. - pentru actualizări și detalii vezi cursurile de ASSV și **Comunicații celulare**

- biții generați de codorul vocal sunt împărțiți în trei categorii în funcție de efectul eronării lor asupra inteligibilității mesajului și recunoașterii vorbitorului, asigurându-se o protecție inegală la erori:

• 50 biți sunt codati mai întâi cu un cod detector de erori rezultând un CRC cu lungime de 3 biți, cărora li se adaugă 4 biți de 0 pentru aducerea trellisului la 0; acești 57 biți sunt codati cu un cod convoluțional cu rata $R_c = \frac{1}{2}$, $K = 5$, rezultând 114 biți.

• alți 132 biți ai semnalului codat sunt codati cu același cod convoluțional, rezultând 264 biți codati

• un al treilea set de 78 de biți sunt transmiși necodati.

Rezultă deci că pentru transmisia unui segment de vorbire de cca 20 ms, trebuie transmiși 456 de biți, rezultând un debit binar de 22,8 kbps.

- pentru a reduce dimensiunile pachetelor de erori („error-bursts”) ce pot apărea la decodarea cu algoritmul lui Viterbi, datorită acumulării erorilor de fază (vezi filtrarea Gauss) și datorită erorilor de sincronizare cauzate de efectul Doppler, cei 456 de biți sunt introduși într-un interleaver de adâncime 8, obținându-se 8 grupe de câte 57 de biți, vezi fig.13 în care cifrele reprezintă indecșii biților din șirul de 456 biți codati.

0 • • • • 7 - un grup transmis e format biții cu indecși având același rest modulo 8.

8 • • • • 15 **Figura 13. Structura interleaverului pentru canalul TCH în GSM**

• • • • • - aceste 8 grupe, a câte 57 de biți, sunt transmise în 4 sloturi temporale, câte 2 pe slot ($57 \cdot 2 = 114$), vezi figura 12.

• • • • • - Varianta descrisă mai sus este utilizată în cadrul modului Full TCH (FTCH).

448 • • • • 455 - pentru a mări numărul de utilizatori ce pot fi deserviți standardul prevede posibilitatea utilizării, atât în BS cât și în MS, a modului Half TCH (HTCH), în care codorul vocal livrează doar 130 biți/20 ms de vorbire, ceea ce conduce la un debit de 6.5 kbit/s, dar și la o calitate mai scăzută a convorbirii. Modalitatea de codare a acestor biți este descrisă în standard, iar fiecărui utilizator îi este alocată o singură grupă de 57 biți în cadrul unui slot temporal, ceea ce permite (teoretic) dublarea numărului de utilizatori deserviți.

Secvența de antrenare de 26 biți

- este destinată corecțiilor de fază necesare pentru a elimina acumulările erorilor de fază datorate filtrării Gauss și efectului Doppler. Este folosită în cadrul așa-numitului egalizor Viterbi.

- este plasată la mijlocul fiecărei salve pentru a fi mai eficientă, ținând cont că ultimii 4 biți de 0, pentru aducerea trellisului în starea inițială sunt transmiși în ultimul grup, din cel de-al patrulea slot temporal alocat transmișiei unui segment vocal.

Biții indicatori - flaguri

Sunt folosiți pentru a indica:

- dacă slotul respectiv este pentru trafic vocal (TCH) sau pentru semnalizări (“stealing mode”) – primul
- dacă slotul respectiv este un canal de tip FTCH (full TCH) sau HTCH (half-TCH) -al doilea

Biții de încadrare – tail bits

- au rolul de a indica începutul și sfârșitul unui slot temporal

Intervalul de gardă GP

- acest interval constituie o margine de siguranță a sincronizărilor temporale, care permite încadrarea slotului temporal emis de o MS în fereastra de timp alocată de către stația de bază.
- cauzele acestor erori temporale sunt date de diferențele între frecvențele semnalelor de tact din BTS și MS, care nu pot fi sincrone la începutul transmisiilor, și de timpul de răspuns al întregului sistem.
- acest timp de răspuns depinde și de timpul de progare al semnalului, care la rândul său depinde de distanța dintre BTS și MS.
- studiile au arătat că distanța maximă dintre BTS și MS, pentru care se mai poate asigura încadrarea semnalului de la MS în fereastra temporală a BTS este de circa 30 km.
- configurația în care unui utilizator îi este alocat un slot temporal într-un frame se numește **cu acoperire normală**;
- dacă în unele situații speciale, de exemplu platforme maritime, se dorește extinderea acestei distanțe, unui utilizator i se alocă două sloturi concatenate, având intervalele de gardă cumulate, aceasta mărin­ distanța la circa 55 km. Configurația descrisă anterior se numește cu **acoperire extinsă – extended range**.

Calculul debitului binar al transmisiei în GSM

- în modul FTCH, segmentul vocal de 20 ms generează 456 de biți codați care trebuie transmiși în 4 sloturi temporale, repartizate în patru cadre TDMA, cărora li se adaugă unele semnalizări de aproximativ 1,54 ms;
- rezultă că pentru transmiterea unui cadru sunt disponibile aproximativ $(20 - 1,54) : 4 = 18,46 : 4 = 4,615$ ms
- transmiterea unui slot temporal trebuie realizată în $4,615 \text{ ms} : 8 \approx 0,577$ ms.
- împărțind acest interval la cei 156,25 biți, rezultă că perioada unui bit este aproximativ 3,6918 μs, ceea ce corespunde unui debit binar de 270,833 kbps.

Nivele de emisie și de recepție

- după nivelele maxime de emisie admise și după nivelele minime ale semnalului recepționat pentru care se mai poate asigura o calitate acceptabilă a semnalului demodulat, stațiile mobile se împart în clase, prezentate în tabelele 2 și 3 pentru benzile GSM 900 și 1800 MHz (**sursa Ericsson – 2001!, deci s-ar putea să fi apărut modificări**)

MS Power Class	Output Power [dBm]	Sensitivity [dBm]
2	39	-106
3	37	-106
4 (handheld)	33	-104
5 (handheld)	29	-104

Tabelul 2 Clase de putere MS (GSM 900)

MS Power Class	Output Power [dBm]	Sensitivity [dBm]
1	30	-104
2	24	-104

Tabelul 3 Clase de putere MS (GSM 1800)

- în ultimii ani telefoane mobile GSM uzuale au valoarea sensibilității receptorului de -106 dBm, indiferent de clasă pentru banda GSM de 900 MHz
- pentru stațiile fixe sensibilitatea receptorului poate scădea sub acest nivel, dacă se folosește un amplificator montat lângă antenă („tower-mounted amplifier”). iar puterea de emisie depinde de tipul stației, putând lua valori de la 25-26 dBm (în funcție de producător) până la 43 – 44 dBm.