

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIATIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

FUNCTIONAL PRINCIPLES OF POLYPHONIC SIGNALING AND VARIATIONS OF ACOUSTIC TONE IN RAILWAY TRACTION

George DUMITRU¹, Mirel UNGUREANU², Radu Teodor COSTACHE³,
Elisabeta CRĂCIUN BOJE⁴, Adrian Ilie DUȚAN⁵, Răzvan Costin TUDOSE⁶

¹Autoritatea Feroviară Română - Calea Griviței nr. 393, sectorul 1, București, România
e-mail autor: George DUMITRU: george.dumitru.cfr@gmail.com

²Deutsche Bahn Cargo România SRL, str. „sergent Nuțu Ion”, nr. 44, clădirea „One Cotroceni Park Office”, corpul A, etajul 6, CP 050762, sectorul 5, București, România,
e-mail autor: Mirel UNGUREANU: Mirel.Ungureanu@deutschebahn.com;

³Rail Cargo Carrier România SRL - str. „Calea Bucureștilor”, nr. 21-25, Otopeni, România:
e-mail Radu Teodor COSTACHE: radu.teodor.costache@gmail.com,

⁴Autoritatea Feroviară Română - str. „Calea Griviței”, nr. 393, sectorul 1, București, România,
e-mail autor: Elisabeta CRĂCIUN BOJE: elisabetacraciunboje@ofer.ro

⁵Grup Feroviar Român SA, str. „Calea Victortiei”, nr. 114, CP 010092, sectorul 1, România,
e-mail: Adrian DUȚAN: adrian_dutan@yahoo.com,

⁶SNTFC „CFR Călători” SA - Depoul Pitești, Blvd. „Republicii”, no. 304, CP 117141, Pitești, România, e-mail autor: Răzvan TUDOSE: zedmdfk@gmail.com,

Rezumat: Semnalizarea acustică a locomotivelor poate fi realizată electric și pneumatic. Sistemul predominant este cel pneumatic atât pentru tonalități înalte cât și pentru tonalități joase, raportat la numărul decibelilor. Din punct de vedere al semnalizării acustice polifonice, aceasta este realizată (acolo unde există) de instalații și circuite alimentate la tensiune electrică.

Cuvinte cheie: polifonic, amplificator, circuit, densitate spectrală de putere, tonalitate, frecvență, perturbație, vibrație, oscilație.

Abstract: The acoustic signaling of locomotives can be done electrically and pneumatically. The predominant system is the pneumatic one for both high and low tones, relative to the number of decibels. From the point of view of polyphonic acoustic signaling, it is performed (where it exists) by installations and circuits powered by electrical voltage.

Keywords: polyphonic, amplifier, circuit, power spectral density, tonality, frequency, disturbance, vibration, oscillation.

1. INTRODUCERE

În funcție de necesarul de frecvență a oscilației acustice [3] produsă de goarnele / sirenei unei locomotive, modificarea nivelului decibelilor atinși fizic, se obține prin intermediul rezistenței semireglabile a circuitului electric polifonic, care mai conține conexiunile pentru alimentarea circuitelor integrate, alimentatorul cu diode tip „Zenner”, emițător, stabilizator de tensiune, transformator de rețea, transformator de frecvență / modulator de frecvență, difuzor (goarna sirenei locomotivei), multimetru, generator de

frecvență, amplificator de putere, modificator volum sonor pentru funcția de amplitudine multiton „PWM” și întrerupător / buton de comandă.

Blocul funcțiilor acustice care realizează transformări electroacustice, generează semnalul de tonalități distincte pentru sirenele polifonice ale sistemului de semnalizare acustică din dotarea locomotivelor [3]. Tehnica de modulație folosită în cazul transmisiei de 9600 [biți/s] este o modulație de amplitudine și de fază (adică: „QAM = Quadrature Amplitude Modulation”), având o viteză de semnalizare de 2400 [schimbări/s], fiecare semnalizare fiind asociată unui grup de 4 [biți] (adică: $2400 \times 4 = 9600$ [biți/s]). Pentru ca o semnalizare să poată fi asociată oricărui grup de 4 biți este nevoie ca aceasta să aibă 16 forme diferite ($2 \text{ amplitudini} \times 8 \text{ faze} = 16 \text{ cazuri}$) [4].

Un sistem de modulație tip „FSK” (Frequency Shift Keying) transformă banda acustică cu impulsuri binare în tonuri audio care se pot transmite polifonic. Un modem de bandă de frecvență cu viteza de transmisie egală cu 300 [bauds] poate utiliza tehnica de modulație „FSK” cu două frecvențe audio generate de două oscilatoare [2]. Viteza de transmisie a semnalelor de impuls electric convertit în oscilație acustică de 300 [bps] este egală cu viteza de modulație (semnalizare) [6], deoarece în acest caz fiecare bit este transmis pe durata unei semnalizări care are durată egală cu 3,3 [ms] (milisecunde).

2. CARACTERISTICI ALE TRANSMISIUNILOR SEMNALELOR ACUSTICE

Transmisia într-un sens folosește o subbandă a benzii audio cuprinsă în plaja de frecvențe de la 980 [Hz] până la 1180 [Hz], iar transmisia în sens opus folosește o altă porțiune a benzii audio respectiv de la 1650 [Hz] până la 1680 [Hz]. Transmisia de tip „ADSL” („Asymmetrical Digital Subscriber Line” / Linie digitală de consumator / utilizator asimetrică) folosește o tehnologie de conversie a fluxului de biți cu ajutorul unor combinații de frecvențe [24]. Tehnica este cunoscută sub denumirea „DMT” („Discrete MultiTone” / politonalitate separată, izolată). În conformitate cu principiile tehnicii de transmisie în modulație „DMT”, caracteristicile $a(f)$ ale mediilor de propagare pot fi approximate cu unele liniare ale căror pante pozitive și valori inițiale depind de calitatea și lungimea cablului respectiv. Pe cale de consecință, în cazul transmisiilor pe o singură purtătoare, semnalul modulat este distorsionat semnificativ.

Dacă se consideră că densitatea spectrală de putere a zgomotului N_0 este constantă cu frecvența, atunci valoarea „SNR” (Signal to noise ratio - raportul dintre puterea de semnal și puterea de zgomot) la recepție depinde invers proporțional de frecvență în sensul în care se diminuează odată cu creșterea frecvenței, din cauza atenuării mai mari a semnalului transmis [3]. De asemenea, zgomotele provocate de diafonie provoacă afectarea anumitor frecvențe ale spectrului de propagare [4], conducând la înrăutățirea performanțelor raportului „SNR” în zonele respective ale spectrului și în consecință, transmisiile din tipologia multipurtător se vor utiliza pentru comunicații pentru adaptarea constelației utilizate la valoarea SNR din subbanda de frecvență respectivă astfel încât, să se utilizeze constelația cea mai mare care mai poate asigura o valoare maxim impusă a „BER” (raportul dintre numărul de biți eronați și numărul total de biți transmiși) și pentru adaptarea benzii de frecvență a semnalului modulat la banda de coerență a circuitului [5].

Utilizând un punct N de tip „DFT” (Discrete Fourier Transform - Transformare discretă Fourier) pentru a-l converti dintr-o secvență în domeniul timpului de tip $x(n)$ într-un punct N al unei secvențe în domeniul frecvenței de tip $x(k)$, în scopul efectuării unei operațiuni „DFT” astfel încât să poată fi obținut un semnal discret [9] în timp pentru a putea fi efectuate alte

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIATIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

procesări subsecvențiale precum filtrarea și analiza spectrală. Cu toate acestea, procesul de calcul al „DFT” (transformării discrete *Fourier*) este complex și necesită multiplicări complexe de forma $N_x \cdot N$ și $N \cdot (N+1)$ și alte adaosuri complexe. „FFT” (Fast *Fourier* Transforms / Transformarea rapidă *Fourier*) [4] este o metodă de calcul a transformării discrete *Fourier* „DFT” și mai rapidă. Metoda „FFT” a diminuat amploarea înmulțirilor complexe de la „cantitatea” N^2 , până la $N \cdot \log_2 N$. Astfel, „FFT” (Transformarea rapidă *Fourier*) doar o modalitate mai eficientă de calculare a „DFT” (transformării discrete *Fourier*), în condițiile în care „FFT” constituie practic utilizarea unui număr de doi algoritmi care pot fi utilizați pentru a calcula „DFT”, respectiv: „DIT” (Decimation in Time algorithm / Algoritmul decimare în timp) și „DIF” (Decimation in Frequency algorithm / Algoritmul de decimare în frecvență). În esență, prin utilizarea celor doi algoritmi se realizează împărțirea semnalului în domeniul timp și în domeniul frecvență, ulterior calculându-se pentru fiecare în parte, transformata discretă *Fourier*, ambele rezultate urmând a fi adunate în final [15].

Algoritmul transformatei rapide *Fourier* (FFT) este utilizat pentru determinarea inversei transformatei discrete *Fourier* (IDFT) utilizând următoarea expresie matematică:

Pentru transformata discretă *Fourier*:

$$\mathbf{x}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (1)$$

Pentru inversa transformatei discrete *Fourier*:

$$\mathbf{x}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (2)$$

În cazul transformatei discrete *Fourier* (DFT), se calculează semnalul discret $x(n)$. În formula de calcul a inversei transformatei discrete *Fourier* (IDFT), cei doi factori diferiți $1/N$ și W_N^{-nk} , ultimul fiind conjugatul complex al factorului de multiplicare W_N^{nk} . Astfel, dacă înmulțim cu un factor $1/N$ și înlocuim factorul de multiplicare cu conjugatul său complex în structura fluture (de ramificație) a algoritmului de decimare în frecvență (DIF), se poate obține inversa transformatei discrete *Fourier* (IDFT), folosind aceeași metodă ca cea pe care am folosit-o pentru a calcula transformarea rapidă *Fourier* (FFT) și acest caz, algoritmi DIF și DIT sunt identici. De-a lungul acestui curs de procesare digitală a semnalului DSP (Digital Signal Processing), se identifică o tendință de simplificare a calculelor matematice de la diferitele transformări *Laplace* și *Fourier*, până la utilizarea diferitelor forme de reprezentări ale numerelor, obiectivul general constând în simplificarea și optimizarea calculelor [14].

Factorul de multiplicare constituie o componentă majoră în simplificarea calculului transformatelor DFT, FFT și IDFT. Factorii de multiplicare W reprezintă un set de valori care este folosit pentru a accelera calculele DFT și IDFT. Pentru o secvență discretă $x(n)$, se poate calcula transformata *Fourier* discretă și inversa transformatei *Fourier* discrete, folosind următoarele ecuații. DFT necesită utilizarea factorului complex de multiplicare $N_x \cdot N$ precum și a factorului complex de adaus $N \cdot (N-1)$ [21]. În absența factorului de multiplicare de tip $O(n^2)$, complexitatea calculelor necesare determinării transformării discrete *Fourier* crește exponențial [22]. Prin intermediul factorului de multiplicare, complexitatea calculelor se reduce la o expresie matematică simplificată de forma: $N \cdot \log_2 N$ [20]. Factorul de multiplicare este o mărime vectorială rotativă [8]. Pentru un calcul în vederea determinării DFT sau IDFT în N puncte date, valorile factorului de multiplicare se repetă la fiecare N cicluri, iar un set de valori la fiecare $N-1$ pași, face posibilă o simplificare a calculelor deoarece pentru $N-1$ pași, prima secvență este nulă. Alternativ, factorul de multiplicare are periodicitate ciclică.

Pentru exemplificare, în vederea determinării valorii unui semnal sinusoidal de intrare puternic [6], energia semnalului este stocată ca o mărime pătratică a coeficienților FFT ocupă 99,99% a energiei semnalului care va putea fi reconstruit din domeniul timpului, luând IFFT a

acestor coeficienți. Comparând ulterior semnalul reconstruit cu semnalul original, se va lua în considerare un semnal din domeniul timpului de forma $x[n]$, care este definit pe un interval de timp finit: $0 \leq n \leq N-1$ și astfel, energia semnalului $x[n]$ va fi dată de următoarea ecuație:

$$E_N = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2 \quad (3)$$

Coeficienții $x[k]$ ai FFT sunt considerați valori ale semnalului în domeniul frecvenței, iar energia semnalului $x[n]$ în domeniul frecvenței reprezintă suma pătratelor mărimii coeficienților FFT [7,8] și este redată de expresia matematică următoare:

$$E_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X[k]|^2 \quad (4)$$

De reținut este faptul că în conformitate cu teorema *Parseval* [9], energia totală a semnalului este aceeași în timp sau în domeniul frecvenței și cunoaște următoare formă canonică (cunoscută în literatura de specialitate sub titulatura de formulă *Parseval*):

$$E_N = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X[k]|^2 \quad (5)$$

De asemenea, IFFT este un algoritm rapid pentru a efectua inversa transformării discrete *Fourier* (IDFT), care anulează procesul DFT. Totodată, IDFT a unei secvențe $\{F_n\}$, poate fi descrisă de ecuația următoare:

$$x_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_n e^{\frac{2\pi j}{N} ni} \quad (6)$$

Operațiile de determinare ale FFT și FFT inverse în originea semnalului sunt efectuate folosind calculul FFT format din blocuri de cod C numite „codelete”. Fiecare „codelet” este specializat într-o parte a transformării prin implementarea cu ajutorul „codeletelor” a algoritmului *Cooley - Turkey* pentru calculul FFT, care factorizează mărimea semnalului de intrare (notat cu N) semnale precum N_1 și N_2 . Prin factorizarea recursivă [19], semnalul este discretizat în părți mai scurte iar rezultatele transformărilor părților scurte sunt înmulțite mai departe, în final calculându-se transformarea semnalului original.

Prin intermediul „bibliotecii” „FFTW” (*Fastest Fourier Transform in the West* / Cea mai rapidă transformare Fourier din Vest) de subrutine C se trece la calcularea transformatei *Fourier* discrete (DFT) într-una sau mai multe dimensiuni (de mărime de intrare arbitrară) precum și a datelor reale și complexe (respectiv a datelor pare / impare, adică transformările discrete cosinus / sinus). sau DCT / DST). Prin utilizarea IDFT (IFFT) în N puncte (cu o frecvență de eșantionare $f_e = N \cdot f_s$) se obține suma de N semnale complexe modulate pe N subpurtătoare ortogonale de tip fereastră (window). Această sumă este definită de coeficientul părții reale $I(n)$ și cel al părții imaginare $Q(n)$, cei doi coeficienți fiind semnale reale care ocupă aceeași bandă de frecvență cuprinsă în intervalul următor de valori $[0, N \cdot f_s]$.

Pentru a permite demodularea semnalelor QAM transmise pe N subpurtătoare [3], la recepție sunt necesare atât partea imaginară $Q(t)$ cât și partea reală $I(t)$ ale semnalului modulat OFDM. În cazul unui sistem digital de multiplexare a diviziunii de frecvență ortogonală („OFDM” - „Orthogonal Frequency Division Multiplexing”) în bandă de bază digitală, bazat pe conversia ratei de eșantionare prin modificarea raportului de conversie a ratei de eșantionare, câștigul cu salt de frecvență („FH” - „Frequency Hopping”) poate fi configurat cu ușurință. Rezultatele simulărilor succesive arată că sistemul utilizat experimental atinge performanțe superioare sistemului non-FH și a realizat totodată o performanță „SER” bună asupra canalelor de „zgomot alb Gaussian aditiv” [4] („AWGN - „Additive White Gaussian Noise”), precum și canalelor cu mai multe căi. Raportul de putere dintre semnalul suprapus și semnalul de informație oferă o modalitate de compromis între pierderea „SNR” și

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIATIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

performanța de sincronizare. În acest caz, secvența suprapusă a fost folosită ca secvență de verificare a sincronizării și pentru estimarea canalului, spre deosebire de secvența de preambul introdusă în domeniul timp și subpurtătoarele pilot inserate în domeniul frecvenței. Multiplexarea prin diviziune ortogonală de frecvență („OFDM” - „Orthogonal Frequency Division Multiplexing”). „FH” este una dintre cele două tehnici de bază cu spectru răspândit, care poate obține câștig de diversitate de frecvență în canalele de estompere selectivă a frecvenței și are probabilitate scăzută de interceptare („LPI” - „Low Probability of Interception”). Combinația dintre „OFDM” și saltul de frecvență, numită „FH-OFDM”, semnificativ mai atractivă comparativ cu alte sisteme similare datorită eficienței spectrale excelente și a robusteții la efectul multicăii, precum și beneficiilor conferite de diversitățile de frecvență precum și a câștigului constând în saltul de frecvență. De obicei, există două tipuri de combinații. Unul este saltul de frecvență purtător „RF OFDM”, care a fost utilizat într-unul dintre standardele („UWB” - „Ultra-Wideband”) numit saltul OFDM multibandă („MB-OFDM”), celălalt este saltul de frecvență subpurtătoare, cum ar fi saltul ede frecvență fulger („Flash-OFDM”) și a fost folosit în acces multiplu cu diviziune ortogonală de frecvență, numit („FH-OFDMA”). Întreaga procesare digitală în bandă de bază reduce complexitatea care apare în sistemul de tip „RF-FH-OFDM” și facilitează reconfigurarea câștigului saltului de frecvență prin modificarea raportului de conversie a ratei de eșantionare.

Semnalul $x[n]$ modulat în bandă de bază este trimis în blocul „SRRC” cu rată de eșantionare scăzută pentru modelarea pulsului [3], iar eșantionarea scăzută este configurabilă pentru amplificarea diferită a saltului de frecvență. Ulterior, semnalul este supraeșantionat de factorul M și este filtrat de un filtru „trece jos” („LPF” - „lowpass filter”) cu lățime de bandă fixă prestabilită din proiectare. După supraeșantionare și filtrare, semnalul $x_u[n]$ apoi ajunge la un multiplicator complex și se înmulțește cu un semnal sinusoidal complex de tip „FH” în bandă de bază $i^{ne\omega}$ care este generat de sintetizatorul purtător de tip „FH” în bandă de bază conform modelului de salt de frecvență. Totodată, un semnal FH în bandă de bază de tip $x_i[n]$ se obține prin modificarea factorului de supraeșantionare M , câștigul saltului de frecvență în banda de bază put\nd fi astfel modificat cu ușurință. Pentru reprezentarea semnalului de salt al frecvenței în bandă de bază, se ia semnalul $x[n]$ a cărui expresie reprezintă semnalul modulat de intrare, după supraeșantionarea cu o rată de eșantionare scăzută și filtrată de un filtru al cărui cosinus este multiplicat cu rădăcina pătrată (SRRC), semnal $x_s[n]$ a cărui ieșire capătă expresia următoare [24]:

$$x_s[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] p[n - Lk] \quad (7)$$

unde: $p[n]$ este impulsul de eșantionare L în funcție de timp tip SRRC, unde L este factorul de supraeșantionare pentru o rată de eșantionare scăzută. Ulterior, semnalul este supraeșantionat cu un factor configurabil M , iar semnalul modulat digital în bandă de bază cu frecvență mare de eșantionare $x_u[n]$ capătă expresia matematică următoare:

$$x_u[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] p[n - LMk] \quad (8)$$

Totodată, sintetizatorul purtător în bandă [4] de bază generează frecvențe purtătoare conform modelului de salt de frecvență care este controlat de controlerul FH. Considerând că ω_i reprezintă pulsația cu frecvența purtătoare a saltului de frecvență în banda de bază, atunci semnalul i modulat de salt de frecvență în banda de bază poate fi exprimat ca fiind:

$$x_i[n] = x_u[n] e^{j\omega_i n} \quad (9)$$

De asemenea, secvențele de semnal de transmisie sunt calculate după cum urmează:

$$s[n] = \sqrt{1-\rho} \cdot d[n] + \sqrt{\rho} \cdot c[n] \quad (10)$$

unde: $d[n]$ reprezintă datele transmise care pot fi exprimate astfel:

$$d[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i[n] \quad (11)$$

unde: $c[n]$ este domeniul secvenței de oscilație suprapusă iar semnalul $s[n]$ reprezintă succesiunea combinată [3]. În timp ce factorul ρ este factorul de putere al secvenței de oscilație care transpune raportul dintre puterea secvenței de oscilație și puterea secvenței combinate, fiind dat de următoarea ecuație:

$$\rho = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_c^2 + \sigma_d^2} = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_s^2} \quad (12)$$

unde: σ_c^2 , σ_d^2 , și σ_s^2 denotă varianța secvenței de oscilație a datelor și respectiv, a semnalului combinat, factorul ρ numit factor de putere al secvenței de oscilație, deci raportul semnal / zgomot (SNR) va căpăta următoarea formă:

$$SNR_{data} = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2} = \frac{(1-\rho) \cdot \sigma_s^2}{\sigma_n^2} = (1-\rho) \cdot SNR \quad (13)$$

unde: σ_n^2 reprezintă varianța zgomotului, a datelor SNR_{data} și SNR reprezintă raportul semnal / zgomot al semnalului combinat și respectiv, doar al semnalului de date.

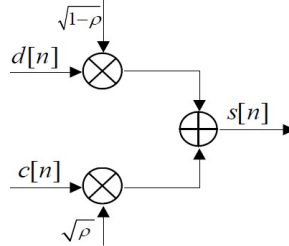


Fig. 1. Schema secvenței suprapuse, combinată cu semnalul FH în bandă de bază

Fiecare canal este măsurat ca un canal multicăi, al cărui răspuns la impulsul canalului static poate fi exprimat ca:

$$h[n] = 0,1 \cdot \delta.[n + 16] + \delta[n] + 0,1 \cdot \delta.[n - 2] + 0,316 \cdot \delta.[n - 16] + 0,1995 \cdot \delta.[n - 52] + 0,1295 \cdot \delta.[n - 168] \quad (14)$$

unde: $\delta[n]$ reprezintă funcția *Dirac* care indică răspunsul la impuls la timpul de prelevare n [6]. Canalul este distribuit echidistant în ciclul simbolului. Secvența suprapusă este folosită pentru a efectua sincronizarea cadru comună și sincronizarea modelului FH. Ferestrele sunt folosite pentru a suprima scurgerile, diferitele tipuri de ferestre fiind definite în origine, după cum urmează:

Fereastră rectangulară:

$$w[n] = 1 \text{ pentru } 0 \leq n \leq N - 1 \quad (15)$$

și zero în rest (adică în afara domeniului de definiție).

Fereastră bună „Welch”:

$$w[n] = 1 - \left(\frac{n - \frac{1}{2}(N - 1)}{\frac{1}{2}(N + 1)} \right)^2 \quad (16)$$

Fereastră triunghiulară:

$$w(n) = \frac{2}{N} \left(\frac{N}{2} - \left| n - \frac{N}{2} \right| \right) \quad (17)$$

Fereastră „Bartlett”:

$$w(n) = \frac{2}{N - 1} \left(\frac{N - 1}{2} - \left| n - \frac{N - 1}{2} \right| \right) \quad (18)$$

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIĂȚIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

Fereastră „*Hanning*”:

$$w[n] = \frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right] \quad (19)$$

Fereastră „*Hamming*”:

$$w[n] = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \quad (20)$$

Fereastră întunecată:

$$w[n] = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) \quad (21)$$

Fereastră „*Gauss*”:

$$w[n] = \exp\left(0.5 \left(\frac{\text{Alpha}(n - \frac{N}{2})}{\frac{N}{2}}\right)^2\right) \quad (22)$$

Fereastră „*Kaiser*”:

$$w[n] = I(\text{beta} * \sqrt{1 - \left(\frac{2n}{N-1} - 1\right)^2}) / I(\text{beta}) \quad (23)$$

În cazul transmisiilor pe canale radio, cele două semnale reale $I(t)$ și $Q(t)$ sunt transmise pe două purtătoare ortogonale de canal $A \cdot \cos\omega_{pt}$ și $A \cdot \sin\omega_{pt}$, cu o modulație QAM.

Atunci când semnalul modulat OFDM-BB nu poate fi translatat pe semnalul purtător din cauza creșterii atenuării odată cu creșterea frecvenței, nu se pot transmite cele două semnale reale componente ale semnalului complex OFDM-BB și pentru eliminarea acestui inconvenient se utilizează modulația „CAP” („Carrierless Amplitude+Phase”) dar acest tip de modulație prezintă un alt inconvenient constând în faptul că este afectată performanța din cauza inacurateții implementării transformatei *Hilbert* [15] pentru asigurarea rotației cu $\pi/2$, care este necesară ortogonalității între vectorii semnal $I(t)$ și $Q(t)$ pe o bandă largă de frecvențe. Această bandă este necesară în cazul transmiterii unui semnal de tip OFDM-BB cu număr mare de subpurtătoare și pe cale de consecință, nu pot fi transmise cele două semnale reale $I(t)$ și $Q(t)$ care constituie părțile reală și respectiv, imaginară ale semnalului OFDM-BB în condiții care să asigure un nivel înalt de performanță. Pe de altă parte însă, transmiterea doar a părții reale a semnalului OFDM-BB este echivalentă cu transmiterea doar a $N/2$ subcanale distincte, deoarece pentru semnale reale utilizarea unei frecvențe de eșantionare $f_e = N \cdot f_s$ care permite doar refacerea semnalelor care îndeplinesc condiția: $f \leq f_s \cdot N/2$ și astfel, pentru a transmite N subpurtătoare distincte (cu frecvențe multiplii întregi ai termenului f_s) folosindu-se doar semnalul real $I(t)$, trebuie ca frecvența de eșantionare să fie $f_e = 2 \cdot N \cdot f_s$, pentru a permite recuperarea a N subcanale distincte și partea imaginară $Q(t)$ să aibă o valoare constantă, independentă de setul de date modulatorie, care să fie cunoscută la recepție și care nu este transmisă. Ultima condiție conduce la necesitatea transmiterii unui singur semnal real [4], și anume $I(t)$ în care prin subpurtătoare se înțeleg tonuri, așa cum sunt regăsite explicitat în literatura de specialitate.

Pentru satisfacerea condițiilor anterioare este imperativ ca modulatorul semnalului OFDM-BB să fie realizat cu un bloc IFFT cu $2 \cdot N$ intrări iar frecvența de eșantionare să fie $f_e = 2 \cdot N \cdot f_s$, iar nivelurile QAM care modulează tonurile (subpurtătoarele) $N+1, \dots, 2 \cdot N-1$, vor fi complex conjugatele nivelelor introduse pe tonurile $N-1, \dots, 1$. De asemenea, tonurile 0 (zero) și respectiv N au un regim special, nivelurile modulate pe aceste tonuri trebuind să fie nule iar expresia matematică a simbolurilor modulatorie complexe pe tonurile $k = 1, 2, \dots, N-1$ este de forma:

$$c_k = a_k + j b_k \quad (24)$$

Totodată, simbolurile modatoare complexe pe tonurile $N+1, \dots, 2N-1$ sunt definite de expresia matematică următoare:

$$c_{2N-k} = (c_k)^* = a_k - j b_k \quad (25)$$

unde: $c_0 = c_N = 0$ iar partea imaginară $Q(n)$ a semnalului de la ieșirea IDFT (OFDM-BB) este nulă, indiferent de valorile datelor (nivelurilor) modatoare.

Semnalul DMT este un semnal de tip OFDM-BB care transmite $2N$ tonuri (din care doar $N-1$ sunt utile) și care are partea imaginară nulă, indiferent de setul de date modatoare, iar semnalul modulat DMT în funcție de indexul k de ton cu frecvența multiplu întreg de f_s și indexul n de timp discret, multiplu întreg al perioadei de eșantionare T_e , este definit de ecuația următoare:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{2N-1} c_k e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} \quad (26)$$

Pentru: $k = 2N - k'$, unde: $k' = 1, \dots, N-1 \Rightarrow a_k = a_{k'}$ și $b_k = b_{k'} \Rightarrow$

$$\begin{aligned} s(n) &= \sum_{k=1}^{N-1} a_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) + j \sum_{k=N}^{2N-1} b_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} - e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) = \\ \Rightarrow &= \sum_{k=1}^{N-1} 2a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right) + j \sum_{k=1}^{N-1} 2jb_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right) \Rightarrow \end{aligned} \quad (27)$$

$$\Rightarrow s(n) = \sum_{k=0}^{2N-1} (a_k + j b_k) e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} = \sum_{k=1}^{N-1} (a_k + j b_k) e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + \sum_{k=N+1}^{2N-1} (a_k + j b_k) e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} \Rightarrow (28)$$

$$\Rightarrow s(n) = \sum_{k=1}^{N-1} a_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + e^{j 2\pi n} e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) + j \sum_{k=1}^{N-1} b_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} - e^{j 2\pi n} e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) \quad (29)$$

Dar n este indice de timp discret și deci n este un număr natural \Rightarrow

$$\Rightarrow e^{j 2\pi n} = \cos(2\pi n) + j \sin(2\pi n) = 1$$

Din ultima ecuație rezultă că expresia matematică în formă *Euler* a semnalului modulat DMT (care în urma modulării devine un semnal real) este:

$$s(n) = \sum_{k=1}^{N-1} a_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) + j \sum_{k=N}^{2N-1} b_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} - e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) \Rightarrow \quad (30)$$

$$\Rightarrow s(n) = \sum_{k=1}^{N-1} 2a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right) + j \sum_{k=1}^{N-1} 2jb_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right) \Rightarrow \quad (31)$$

$$\Rightarrow s(n) = \sum_{k=1}^{N-1} [2a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right) - b_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right)] \quad (32)$$

În sistemele DSL, s-a stabilit ca lungimea intervalului de gardă să fie:

$$\gamma = T_s/16 \quad (T_s = 1/f_s) \quad (33)$$

Prin introducerea unei benzi de gardă în domeniul frecvență, adică o diferență între banda unui ton și intervalul de frecvență la care sunt spațiate tonurile, purtătoarele vor fi plasate la o diferență f_s între ele, iar frecvența de simbol a transmisiei va fi:

$$f_s' = f_s/(1+\gamma) < f_s = f_e/2N \quad (34)$$

În acest caz, banda de frecvență a transmisiei pe un ton va putea fi aproximată cu o valoare cuprinsă în intervalul: $[k f_s' - f_s'/2; k f_s' + f_s'/2]$, reducându-se astfel interferența intercanal (adică inter tonul „ICI” - „Inter Channel Interference”) pe durata aceleiași perioade de simbol „DMT”), prefixul ciclic fiind utilizat doar pentru sincronizarea tactului de simbol și

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIATIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

a tactului de eșantionare, precum și pentru egalizarea în domeniul timp, ulterior fiind eliminat prefixul ciclic, nefiind folosit la demodulare. Expresia demodulării [18] pe tonul w (unde w este indexul de ton la blocul de receptor realizat cu circuit „FFT”) se exprimă utilizând ecuațiile *Euler*, astfel:

$$c_w = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} \left[\sum_{k=0}^{N-1} 2 \left(a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right) - b_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{2N}\right) \right) \right] e^{-j\frac{2\pi wn}{2N}} =$$

$$= \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \left(a_k \left(e^{j\frac{2\pi(k-w)n}{2N}} + e^{-j\frac{2\pi(k+w)n}{2N}} \right) + j b_k \left(e^{j\frac{2\pi(k-w)n}{2N}} - e^{-j\frac{2\pi(k+w)n}{2N}} \right) \right) \right] \Rightarrow (35)$$

$$c_{w-w} = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} a_w \left(e^{j\frac{2\pi n \cdot 0}{2N}} + e^{-j\frac{2\pi 2wn}{2N}} \right) + j b_w \left(e^{j\frac{2\pi n \cdot 0}{2N}} - e^{-j\frac{2\pi 2wn}{2N}} \right)$$

$$\Rightarrow (36)$$

$$c_{w-w} = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} a_w \left(1 + e^{-j\frac{2\pi 2wn}{2N}} \right) + j b_w \left(1 - e^{-j\frac{2\pi 2wn}{2N}} \right)$$

$$\Rightarrow (37)$$

$$c_{w-w} = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} (a_w + j b_w) + \frac{1}{2N} a_w \sum_{n=0}^{2N-1} e^{-j\frac{2\pi 2wn}{2N}} - j \frac{1}{2N} b_w \sum_{n=0}^{2N-1} e^{-j\frac{2\pi 2wn}{2N}}$$

$$\Rightarrow (38)$$

În expresia anterioară, al doilea și al treilea termen sunt nuli pentru că cele două sume reprezintă progresii geometrice care au primul termen unitar ($a_0=1$) și rația:

$$r = e^{-j\frac{2\pi 2w}{2N}} \Rightarrow \sum_{n=0}^{2N-1} \left(e^{-j\frac{4\pi w}{2N}} \right)^n = \frac{e^{-j\frac{4\pi 2wN}{2N}} - 1}{e^{-j\frac{4\pi w}{2N}} - 1} = \frac{1-1}{e^{-j\frac{4\pi w}{2N}} - 1} = 0; \quad r = e^{-j\frac{2\pi 2w}{2N}}$$

$$\Rightarrow (39)$$

$$\Rightarrow c_{w-w} = \frac{1}{2N} \cdot (a_w + j b_w) \cdot 2N = a_w + j b_w$$

$$\Rightarrow (40)$$

Neglijându-se efectul de canal, în urma demodulării se obțin exact nivelurile modulate transmise pe canalul w . Totodată, dacă toate semnalele auxiliare sunt perfect sincronizate, atunci contribuția nivelurilor modulate transmise pe un alt canal $m \neq w$ asupra celor demodulate pe canalul w , este nulă iar debitul binar util nominal D_n se calculează similar cu cel al modulației „OFDM”, în condițiile în care probabilitatea de eroare [12] de bit în funcție de „SNR” se calculează similar cu cea a modulației „OFDM”, deoarece valoarea atenuării în funcție de frecvență și puterea zgomotului sunt relativ constante în timp pe un domeniu dat. la începutul transmisiunii, perturbațiile provenite prin diafonie sunt variabile în timp, iar intervalul de gardă $\gamma = T_s/16$ și codurile corectoare utilizate sunt convoluționale și concatenate [13]. Probabilitatea de eroare de simbol a constelațiilor „QAM” pătrate și în cruce [10, 11] se determină aproximând funcția $Q(t)$ prin dezvoltare în serie *Taylor*:

$$P_{\text{epatrate}} = \frac{4(\sqrt{N}-1)}{\sqrt{N}} \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3 \cdot P_m}{(N-1) \cdot \sigma^2}}\right) \Rightarrow P_{\text{epatrate}} \approx \frac{4(\sqrt{N}-1)}{\sqrt{N}} \cdot \frac{\sqrt{N-1}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{e^{-\frac{3}{N-1} \frac{P}{\sigma^2}}}{\sqrt{\pi \rho}} \quad (41)$$

unde: P_m este puterea medie a semnalului recepționat iar σ , reprezintă dispersia zgomotului:

$$\rho = P_m / \sigma^2 \text{ și } N = 2^{2 \cdot P+1}. \quad (42)$$

Puterea acustică direcțională per metru în banda de frecvență i a unei surse liniare este data de expresia matematică următoare:

$$L_w' = L_{w,l,m} + 10 \cdot \lg(Q_m/1000 \cdot v_m) \quad (43)$$

unde: $L_{w,l,m}$ reprezintă puterea acustică a unui singur emițător al sursei liniare iar este viteza medie a vehiculului feroviar motor [1].

Nivelul total de putere acustică al surselor liniare $m=1, 2$ sau 3 este definit de expresia:

$$L_{w,i,m}(v_m) = 10 \times \lg \left(10^{L_{WR,i,m}(v_m)/10} + 10^{L_{WP,i,m}(v_m)/10} \right) \quad (44)$$

Nivelul de expunere la sunet (sau zgomot) al unui singur eveniment este exprimat exact cu expresia următoare:

$$L_E = 10 \cdot \lg \left(\frac{1}{t_0} \int_{t_1}^{t_2} 10^{L(t)/10} dt \right) \quad (45)$$

unde: t_0 denotă un timp de referință [16], iar intervalul de integrare $[t_1; t_2]$ este ales pentru a asigura că toate sunetele semnificative ale evenimentului sunt cuprinse.

Majoritatea tehnicilor de modulație digitală abordate și dezvoltate pentru proiectarea sistemelor de transmisiuni acustice au fost ulterior adaptate canalelor de transmisiuni cu bandă mai extinsă [3], pentru care domeniul de măsurare al atenuării este cuprins în plaja de valori de la -70 până la $+6$ [dBmW] (adică: decibelmiliwat). Pentru exemplificare, obținerea undelor acustice pentru un semnal polifonic cu opt tonalități diferite cu posibilitatea transmisiunii acestora în flux grupat sau distinct într-o succesiune aleatoare [17], necesită utilizarea / adoptarea și inserarea în circuitul de linie a trei oscilatoare din care, două sunt de tip poartă „Trigger” și unul este de tip „Schmitt” cu patru intrări, realizat din tranzistoare în montaj de circuit astabil.

Frecvența impulsurilor dreptunghiulare generate de circuitul astabil poate fi modificată cu ajutorul unei porțiuni rezistive din rețeaua circuitului luată astfel încât grupul rezistiv să poată fi ponderat după puterile lui 2 (adică: $2k$), modificarea frecvenței astabilului putându-se realiza prin variația potențialului electric în puncte (adică variația punctală a potențialului electric al circuitului). În acest caz, variația este determinată de starea logică a ieșirilor Q ale bistabilului, respectiv: $5 [V] = 1$ logic, iar $0,4 [V] = 0$ logic.

Bistabilele primesc semnal de la un semioscillator prin intermediul divizoarelor cu 2 realizate cu ajutorul unui numărător decadic tip C12. Un al doilea oscilator cu frecvența mai scăzută, realizat cu cealaltă jumătate a semioscillatorului inițial, permite prin intermediul unui tranzistor echivalent, comanda bistabilelor identice de tip integrat, care pot permite de asemenea și aducerea la zero a întregului circuit logic. Tranzistorul montat în circuit ca un comutator, poate permite realizarea scurtcircuitării bazei la comanda primită de la unul din pinii circuitului, realizându-se astfel pauze între notele acustice de tonalități diferite pe care sistemul le poate emite / genera.

Dacă $Z_3=Z_4$ (înfășurări identice) rezultă $R_E = Z_L$. Traductoarele electronice sunt conectate la linie printr-un transformator de tip diferențial într-o schemă de punte echilibrată [25], în vederea evitării efectului local, unde $R_E = 680 [\Omega]$ iar Z_L reprezintă impedanța liniei circuitului electric. Zgomotul asociat cu bitul 1 (unitar) este reprezentat cu expresia:

$$i_1^2 = i_{s1}^2 + i_{t1}^2 + i_{d1}^2 \quad (46)$$

unde: i_1^2 este varianța curentului reprezentînd un bit iar indicele 1 (unitar) în fiecare termen arată că i_{s1}^2 , i_{t1}^2 și i_{d1}^2 sunt calculate la valoarea I_1 a curentului de ieșire iar zgomotul asociat cu bitul nul - 0 este diferit de zgomotul asociat cu bitul unitar 1 deoarece valoarea medie a curentului pentru bitul nul 0 (I_0) este diferită de valoarea medie a curentului pentru bitul unitar 1 (I_1) și:

$$i_0^2 = i_{s0}^2 + i_{t0}^2 + i_{d0}^2 \quad (47)$$

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIĂȚIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

Dar zgomotul termic [3] nu depinde de curent deci: $i_{s1}^2 = i_{t0}^2$ și neglijând zgomotul curentului de întuneric și presupunând că $i_{s0} = 0$ atunci, expresia simplificată pentru variațiile fotocurentului capătă forma următoare:

$$i_1^2 = i_{s1}^2 + i_{t0}^2 \quad (48)$$

„BER”-ul reprezintă raportul dintre numărul de biți eronați și numărul total de biți transmiși. Coeficientul de absorbție și indicele de absorbție acustică ponderată. Coeficientul de absorbție α exprimă (procentual) capacitatea de absorbție a unui mediu de propagare a undelor / oscilațiilor sonore (acustice), respectiv de a transforma energia cinetică a undelor sonore absorbite în energie termică [19]. Coeficientul de absorbție α se exprimă în procente și reprezintă raportul dintre suma totală a energiei absorbite E_a și energiei transmise E_t de către mediul de propagare și energia totală incidentă a undelor sonore E .

$$\alpha = [(E_a + E_t)/E] \cdot 100 \quad (49)$$

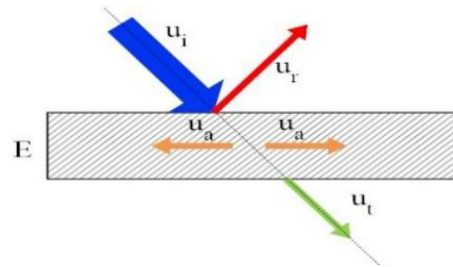


Fig. 2. Schemă repartizare energie acustică la întâlnire unui obstacol (receptor semnal acustic)

Toate tipurile de zgomot pot fi approximate cu bună precizie folosind statistica *Gauss*, ceea ce înseamnă ca variațiile componentelor pot fi în mod simplu adunate pentru a rezulta variația totală.

3. INSTALAȚII PENTRU SEMNALIZARE ACUSTICĂ DIN DOTAREA LOCOMOTIVELE CARE CIRCULĂ ÎN ROMÂNIA

La locomotivele clasa 060 DA, semnalizarea acustică în timpul circulației locomotivei este realizată de către două trompete [23], acționate cu aer comprimat de 10 [kgf/cm²], prin ventilul fluierului, iar la locomotive seria 060 DE-M, clasa 63 (modernizată „MTU” cu motor termic tip „Caterpillar”, cu puterea 1679 [kW] / 2250 [CP], $V_{max} = 120$ [km/h], formulă osii Co'Co'), maneta „comandă sireună exterioră” permite trecerea aerului sub presiune către sirenele exterioare și are două poziții: ton înalt și ton jos [26].

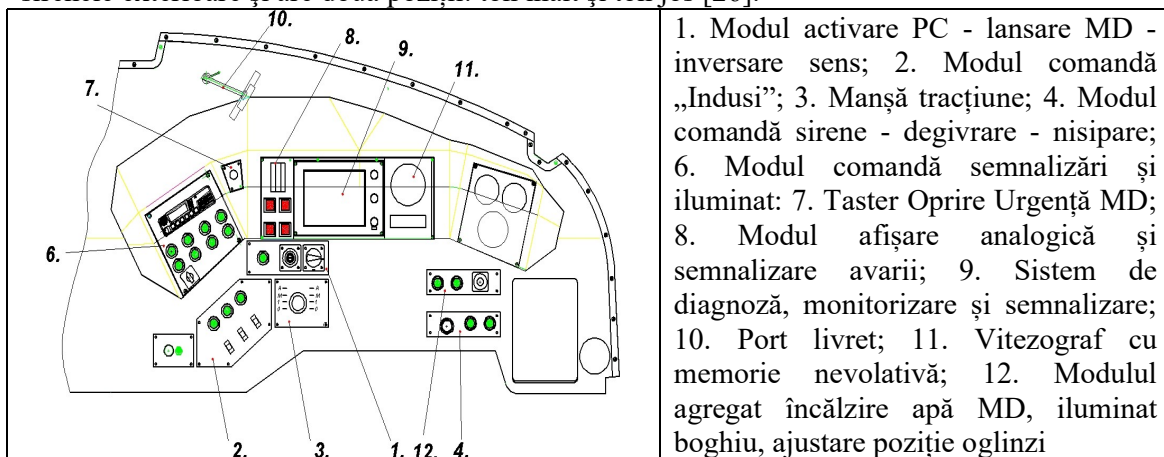


Fig. 3. Schema pupitrului comandă aparate bord

La locomotiva electrică Siemens clasa BR 189, platforma Europrinter 64 F4, tip quadrisitem, cu puterea de 6400 [kW] și formula osiilor Bo Bo, instalația trompetei (de semnalizare acustică) este de asemenea parte componentă a instalației / circuitului de aer pentru comanda aparatelor, situația fiind similară și în cazul altor clase de locomotive electrice precum BR 185 Bombardier sau clasa 92 ABB Brush [25].

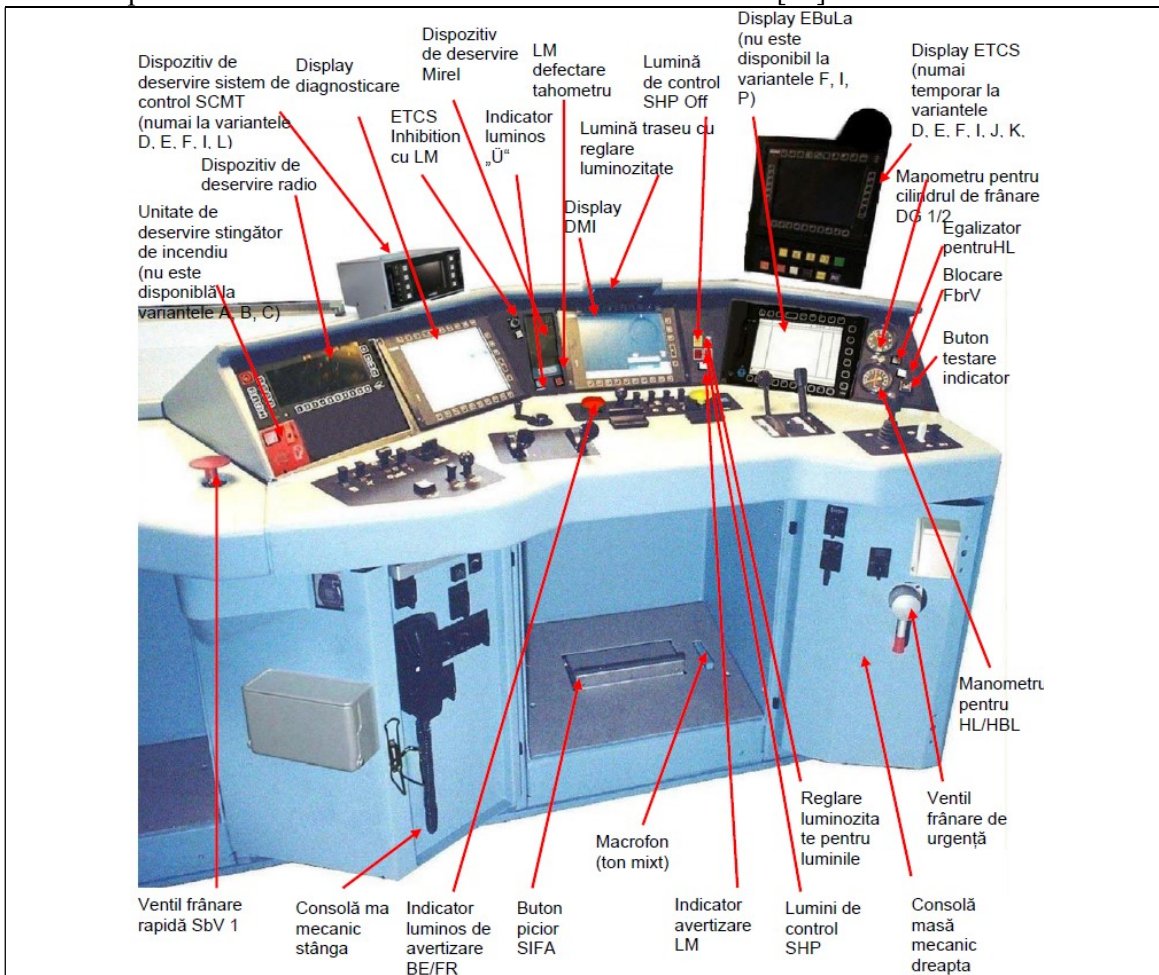


Fig. 4. Schemă pupitru comandă aparate bord (F1, F2) din cabina de conducere a locomotivei clasa BR 189

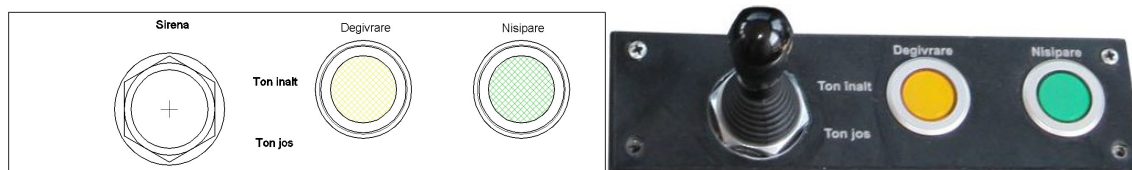


Fig. 5. Schema modulului comandă sirene - degivrare - nisipare

La locomotiva electrică tip „ABB Brush”, clasa 92 cu puterea instalată de 5040 [kW] și viteza maximă 160 [km/h], formula osiilor Co Co.

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIĂȚIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

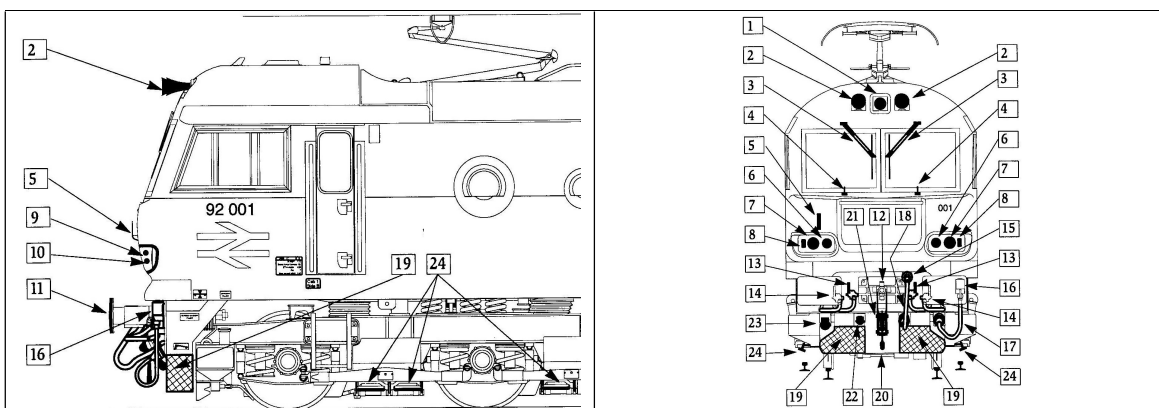


Fig. 6. Locomotiva electrică clasa 92 „ABB Brush” - Vedere laterală și frontală

1. Far central; 2. Sirena goarnei; 3. Ștergător de geamuri frontale; 4. Spălător de geamuri frontale; 5. Suportul lămpii de semnalizare fine tren; 6. Lampă de semnalizare fine tren; 7. Lumini / faruri de colț frontale; 8. Lumini de semnalizare pentru starea de remizare a locomotivei; 9. Indicator de alimentare cu energie electrică a trenului (culoare - roșu); 10. Indicator de alimentare cu energie electrică a trenului (culoare - chihlimbar); 11. Tampon (aparat de ciocnire); 12. Cârlig de tracțiune; 13. Robinet semiacuplare flexibilă tip *Akerman* pentru conducta generală de aer a trenului (la presiunea de 5 [bar]) pentru instalația de frână (culoare roșie); 14. Robinet semiacuplare flexibilă tip *Akerman* pentru conducta principală de aer a trenului (la presiunea de 10 [bar]) pentru instalația de frână (culoare - galbenă); 15, 16, 17, 18. Priză; 19. Cutie de antenă TVM; 20. Locaș / cătuș („Shackle”); 21. Cuplă cârlig de tracțiune; 22. Priză; 23. Priză electrică de alimentare cu tensiune electrică a trenului.

La locomotiva electrică clasa BR 187, seria DAH, Bombardier, cu puterea instalată 6400 [kW] și formula osiilor Bo Bo, instalația trompetei (de semnalizare acustică) este parte componentă a instalației / circuitului de aer pentru comanda aparatelor [25].

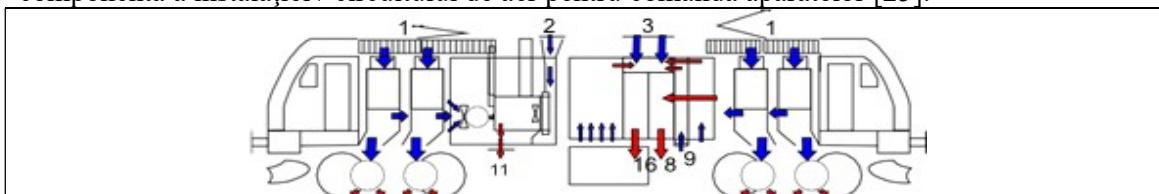


Fig. 7. Instalația de aer comprimat - LE clasa BR 187, seria DAH, Bombardier

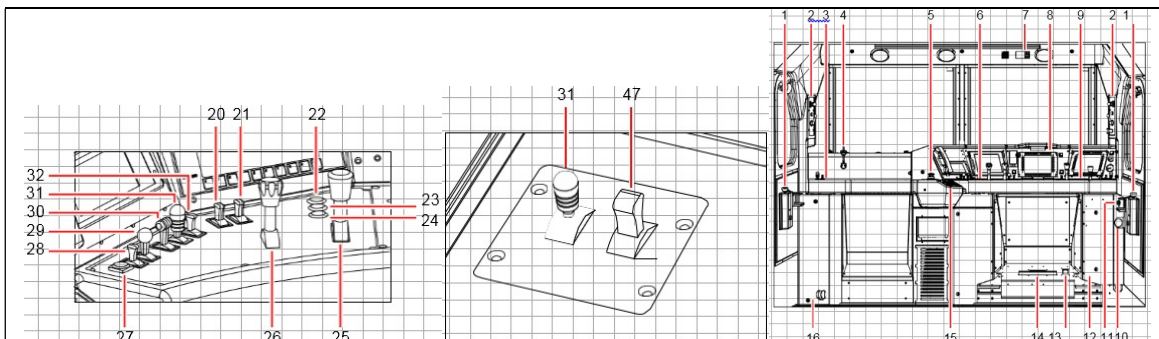


Fig. 8. Pupitrul de comandă aparate bord și comanda aparatelor la LE clasa BR 185, Bombardier. 13. Pedală „Trompetă” ~432. 31. Tasta basculantă „Trompetă” ~432

Cu ajutorul comutatorului de testare pot fi testate funcțiile tuturor dispozitivelor de avertizare, precum claxoanele de avertizare din sala mașinilor și din cabinele de conducere ale mecanicului de locomotivă.

4. CONCLUZII

Eliminarea replicilor de înaltă frecvență ale semnalului care urmează a fi transmis și a componentelor exterioare benzii utile precum și realizarea unei filtrări „antialias” înainte de eșantionarea semnalului la recepție se realizează de către filtrele de emisie / recepție, iar după realizarea egalizării și după eliminarea prefixului ciclic, șirul de eșantioane de la intrarea receptorului „DMT” va fi convertit în blocuri de $2 \cdot N$ date (eșantioane) paralele, acestea urmând a intra în blocul de demodulare realizat cu un circuit „FFT” în $2 \cdot N$ puncte, ceea ce este echivalent cu trecerea semnalului din domeniul timp înapoi în domeniul frecvență, iar la ieșirea blocului de demodulare din cele $2 \cdot N$ ieșiri disponibile, doar primele N vor fi utile din cauza conjugării nivelurilor de transmise în condițiile în care la recepție, tactul de simbol și tactul de eșantionare sunt perfect sincronizate, iar partea imaginară a semnalului recepționat de valoare nulă este introdusă pe intrarea corespunzătoare a blocului „FFT”.

Dacă se introduce un prefix ciclic, atunci adăugarea acestuia creează un spațiu de gardă între două simboluri consecutive în domeniul timp, asigurând reducerea „ISI” („Intersymbol Interference”) în domeniul timp introdusă de reflexiile ce apar datorită adaptărilor imperfecte ale impedanțelor pe întreaga bandă de frecvență a transmisiei. În acest caz, interfața intersimbol (ISI) va afecta doar acest prefix ciclic, care la recepție va fi eliminat; doar eșantioanele utile ale simbolului vor intra în blocul de demodulare. Durata prefixului ciclic trebuie să fie mai mare decât durata răspunsului la impuls al canalului (cablului) pentru a se elimina ISI în domeniul timp.

Evaluarea calității fiecărei subbenzi respectiv determinarea raportului impulsului / semnalului acustic) se face de fiecare dată când se inițiază o comandă de transmisie, rezultând o optimizare dinamică a performanțelor de transmisiune ale liniei (semnalului acustic multitonat / polifonic). Tehnologia „ADSL” folosește și aplică în practică cunoștințe acumulate din studierea metodei matematice de analiză și sinteză a semnalelor denumită „FFT” („Fast Fourier Transform” / transformarea Fourier rapidă).

Circuitul de sonerie al sirenei locomotivei este excitat de semnalul acustic trimis, care este caracterizat printr-o valoare eficace de circa 70 [V] și o frecvență de aproximativ 25 [Hz] (dintr-o plajă extinsă de frecvență cuprinsă între 20 și 50 [Hz]). Circuitele analogice clasice sunt echipate cu sonerii electromagnetice, acționate chiar de semnalul de impedanță acustică. Pe lângă toate aceste aspecte, o astfel de schemă electrică poate conține și un amplificator de joasă frecvență tranzistorizat. În acest caz, frecvența generatorului astabil de emisie acustică polifonală, respectiv frecvența sunetelor obținute și proliferate, se poate modifica luând pentru fiecare semioscillator în parte alte valori decât cele inițiale de intrare dar, numai valori egale între ele. Drept consecință, prin creșterea acestor capacități / valori, frecvența va scădea și reciproc/viceversa, prin scăderea capacităților, frecvența va cunoaște o creștere. În cazul circuitelor electronice, soneria electromagnetică este înlocuită de o sonerie electronică multitonată. Alimentarea circuitului integrat care realizează funcția de sirenă electronică se face din linia circuitului de curent electric prin redresarea semnalului electric convertit în semnal acustic.

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE SEMNALIZĂRII POLIFONICE ȘI VARIAȚIUNI DE TONALITATE ACUSTICĂ ÎN TRACȚIUNEA FERROVIARĂ

Creșterea calității semnalului acustic se obține prin folosirea unei benzi extinse de frecvență pentru un semnal de 7 [kHz]. Prin împărțirea în două subbenzi și codarea diferențial adaptivă a fiecăreia dintre subbenzi, generându-se se o performanță superioară celei disponibile prin utilizarea legii de codare „A” pe un canal de oscilație cu banda de 64 [kb/s]. De reținut mai este și faptul că un reglaj mai comod ar putea fi realizat prin modificarea valorii rezistenței totale a circuitului sau prin înlocuirea acesteia cu un potențiomtru cu rezistența de 1 [k Ω] și introducerea în circuit prin înseriere a unei rezistențe de 500 [Ω].

În concluzie, modularea cu IFFT în $2 \cdot N$ puncte a datelor complex conjugate duce la obținerea a câte unui simbol DMT compus din $2 \cdot N$ eșantioane reale pe durata T_s a perioadei sale, în condițiile în care fiecare eșantion reprezintă suma semnalelor modulate pe toate tonurile pe durata perioadei de eșantionare respective.

BIBLIOGRAFIE

- [1] **Drăghici Afanasie, Dinculescu Constantin, Crășneanu Alexandru**, „*Îndrumător de conducere și exploatare a locomotivelor electrice 060 EA*”, Centru de documentare și publicații tehnice - MTTc, București, 1990.
- [2] **Voinea R., Voiculescu D., Ceaușu V.**, „*Mecanică*”, Editura Didactică și Pedagogică, București 1975.
- [3] **Sebeșan Ioan, Mazilu Traian**, „*Vibrațiile vehiculelor feroviare*” („Vibrations Of The Railway Vehicles”), Editura Matrix Rom, București, 2010.
- [4] **Sireteanu Tudor & others**, „*Improving The Hunting Motion Stability By Using The Nonlinear Dissipation Device In Wheelset With Elastic Joints System*” in Tehnomus XV 15-th International Conferences Proceeding, pp. 81-86, ISSN-1224-029X, Suceava, 2009.
- [5] **Condacse Nicu**, „*Locomotive electrice*”, Ministerul Căilor Ferate - Centrul de documentare și publicații tehnice, București, 1966.
- [6] **Dumitru George**, „*Mecanica Trenurilor*”, ISBN 978-606-25-0484-7, Editura MatrixRom, București, 2019.
- [7] **Dumitru George**, „*Studiul influențelor vibrațiilor rotorului motorului electric de tracțiune complet suspendat asupra fenomenului de hunting*”, Revista Căilor Ferate Române, nr. 2-4 / 2003.
- [8] **Dumitru George et autres**, „*Caracteristiques dynamiques spécifique des locomotives serie BR 182 Siemens 64 U2 ES 1116 Taurus*”, Proceedings Of The International Scientific Conference CIBv, Vol. 2, ISSN 1843-6617, pp. 269 - 275, 12-13 November, 2010.
- [9] **Dumitru George & others**, „*The Measuring of the Hunting Oscillations Amplitude for Electric Locomotive 060 EA Class To Speeds Between 120 And 210 [km/h]*”, The 11th Youth Symposium On Experimental Solid Mechanics, CNCSIS, ISSN: 978-606-19-0079-4, pp. 197 – 204, 30th of May 2012 ÷ 2nd of June 2012, Brașov, Romania.
- [10] **Gauss Johann Carl Friedrich**, „*Summatio serierum quarundam singularium*”, Göttingen, 1811.
- [11] **Germain Sophie**, „*Memoir on the Vibrations of Elastic Plate - Referat privind vibrațiile plăcilor elastice*”, Paris, 1816.
- [12] **Cauchy Augustin Louis**, „*Mémoire sur l'emploi des equations symboliques dans le calcul infinitésimal et dans le calcul aux différences finis - Disertație privind utilizarea ecuațiilor simbolice în calculul infinitesimal și în calculul diferenței finite*”, Paris, 1843.
- [13] **Hamilton William Rowan**, „*Theory of Systems of Rays*”, 1828.
- [14] **Heumann H.**, „*Grundzüge der Führung der Schienenfahrzeuge*”, Olandenburg - Verlag, 1954.
- [15] **Hilbert David**, „*Methoden der Mathematischen Physik*” - Vol. 1, 1924 / Vol. 2, 1937.
- [16] **Lagrange Joseph Louis**, „*Suite des réflexions sur la résolution algébrique des équations - Reflectii continue asupra rezoluției algebrice a ecuațiilor*”, 1771.

- [17] **Pfaff Johann Friedrich**, „*Methodus generalis, aequationes differentiarum particularum, necnon aequationes differentiales vulgares, utraque primi ordinis inter quocumque variables, complete integrandi*”, Berlin, 1814.
- [18] **Poisson Siméon Denis**, „*Mémoire sur la propagation du mouvement dans les milieux élastiques - Memoriu despre propagarea mișcării în medii elastice*”, Paris, 1830.
- [19] **Riemann Georg Friedrich Bernhard**, „*Ueber die Anzahl der Primzahlen unter einer gegebenen Grösse - Funcții cu numere prime*”, Monatsberichte der Königlich Preußischen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, 1859.
- [20] **Runge Carl David Tolmé**, „*Vorlesungen über Numerisches Rechnen - Prelegeri despre calcul numeric*”, Berlin, 1924.
- [21] **Sturm Jacques Charles François**, „*Mémoire sur la résolution des équations numériques - Disertație privind rezolvarea ecuațiilor numerice*”, Paris, 1835.
- [22] **Green George**, „*Note on the motion of waves in canals - Notă cu privire la mișcarea undelor în canale*”, Cambridge, 1839.
- [23] **Udriște O., Jidveianu V.**, „*Locomotive diesel electrice și locomotive electrice*”, București, Centrul de documentare și publicații tehnice, M.C.F., 1966.
- [24] **Dumitru George**, „*Dinamica Locomotivelor*”, ISBN 978-606-25-0770-1, Editura MatrixRom, București, 2022.
- [25] **Dumitru George**, „*Locomotive Electrice*”, ISBN 978-606-25-0769-1, Editura MatrixRom, București, 2022.
- [26] **Dumitru George**, „*Locomotive Diesel*”, ISBN 978-606-25-0768-1, Editura MatrixRom, București, 2022.