

Dariusz Więcek
Instytut Łączności
Wrocław

System DAB (*Digital Audio Broadcasting*) Eureka 147 [1, 9, 18, 21] jest obecnie jedynym systemem ziemskiej radiofonii cyfrowej na świecie, który osiągnął tak wysoki stopień dojrzałości. W grudniu 1994 została zatwierdzona norma ETSI [10] podająca jego pełną specyfikację. Prawie każdy zachodnio-europejski kraj ma za sobą pierwsze próby z nadajnikami i sieciami jednoczęstotliwościowymi SFN (*Single Frequency Network*). W tym roku BBC jako pierwsza rozgłośnia radiowa na świecie uruchomi w okolicach Londynu pierwszą sieć DAB przeznaczoną już nie do celów eksperymentalnych, ale do normalnej pracy. Podobnie w Niemczech w bieżącym roku rozpoczęły się rozbudowa eksperymentalnej sieci w Bawarii oraz uruchamianie kilku sieci pilotowych, które w roku 1997 obejmą swym zasięgiem większość terytorium Niemiec. Chociaż pierwszego nadajnika DAB nie udało się zainstalować i uruchomić w Warszawie 1 lutego br. – z okazji 70 lat Polskiego Radia

COFDM – kodowanie kanałowe i modulacja systemu DAB Część I

– to prawdopodobnie jeszcze w tym roku odbędą się pierwsze próby z tym systemem. Będzie się wówczas można przekonać o jego niezwykłych zaletach: jakości dźwięku, takiej jak z płyt kompaktowych (CD), doskonałym odbiorze w czasie jazdy samochodem czy wręcz o bardzo dużych możliwościach przesyłania dodatkowych danych cyfrowych. Należy podkreślić, że w naszej części Europy Polska jest obecnie krajem, który jako pierwszy podejmuje wyzwania stawiane przez radiofonie cyfrową. Obecnie głównym problemem przy wprowadzaniu T-DAB (*Terrestrial DAB* – ziemski DAB) w Europie są trudności ze znalezieniem odpowiednich zakresów w widmie częstotliwości. W celu zaplanowania widma dla T-DAB w Europie została zwołana w lipcu br. w Niemczech Konferencja Planowania.

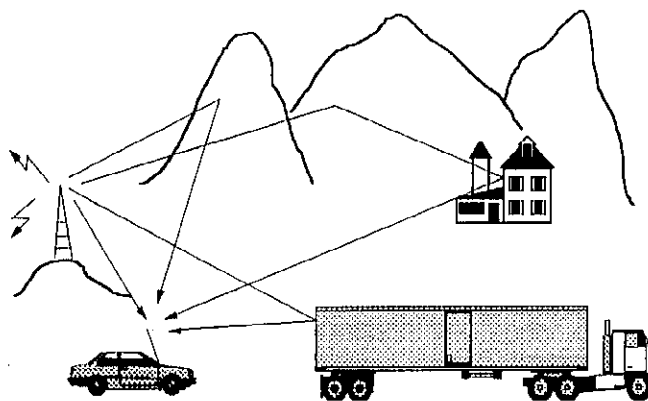
W systemie DAB wykorzystuje się kodowanie źródłowe MUSICAM [29] oraz kodowanie kanałowe COFDM (*Coded*

Orthogonal Frequency Division Multiplex). MUSICAM zapewnia odbiór sygnałów akustycznych o bardzo wysokiej jakości, a COFDM umożliwia stabilny odbiór sygnału radiowego podlegającego zjawiskom wielodrogowości (gdy sygnał radiowy odbija się od przeszkód terenowych) i efektu Dopplera (w przypadku poruszania się punktu odbioru, np. odbiornika samochodowego). W niniejszym opracowaniu przedstawiono model kanału transmisyjnego, podstawy COFDM i zasadę działania kodera oraz opisano podstawowe procedury realizujące jego funkcje.

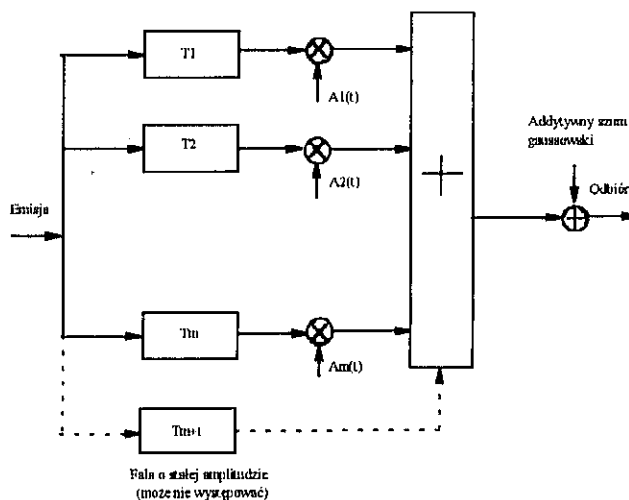
Równoległa transmisja przy użyciu wielu kanałów zajmujących wąskie pasma zapewnia znaczną odporność sygnału na zniekształcenia liniowe (amplitudy i fazy toru transmisyjnego). W celu uodpornienia systemu na interferencje międzykanałowe można zastosować odpowiednio szerokie odstępy między kanałami. Jednak efektywność wykorzystania widma w tej sytuacji jest niewielka. Dużo lepsze wykorzystanie widma uzyskuje się stosując nakładanie pasm sąsiednich kanałów oraz ortogonalizując je w celu uniknięcia wpływu na siebie sąsiadujących kanałów. Tego typu transmisję stosowano w połowie lat sześćdziesiątych w wojskowych systemach USA pracujących na falach krótkich (np. KINPLEX [8], ANDEFT [24], KATHRYN [30]). Założenia systemowe i opracowanie teoretyczne modulacji wykorzystującej tę technikę, zwanej OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex – ortogonalne zwielowrotnianie z podziałem częstotliwości) opatentował i przedstawił Chang pod koniec lat sześćdziesiątych [4, 5, 6]. Na początku lat siedemdziesiątych zaproponowano wykorzystanie do tego typu modulacji dyskretnej transformaty Fouriera DFT (Discrete Fourier Transform) [28]. Prace nad modulacją OFDM były kontynuowane w USA [7] i Japonii [12, 13, 14] na początku lat osiemdziesiątych. W połowie lat osiemdziesiątych zagadnieniami tymi zajęli się specjaliści francuscy z instytutu w Rennes – CCETT (Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et Télécommunications). Zaproponowali oni zastosowanie odstępu ochronnego, przeplotu czasowego i częstotliwościowego oraz kodowania splotowego sygnału cyfrowego (połączonego z miękko decyzyjnym dekodowaniem Viterbiego) przy nadawaniu sygnałów, co uodporniło całkowicie system na propagację wielodrogową [16, 23]. Opracowany przez Francuzów sposób modulacji i kodowania kanałowego nazwano COFDM [18, 21, 22]. Ze względu na efektywne wykorzystanie widma oraz odporność na propagację wielodrogową COFDM stał się najatrakcyjniejszym systemem transmisji radiowej sygnałów o dużej przepływności, szczególnie dla odbiorców będących w ruchu. Poza radiofonią DAB, COFDM będzie stosowany prawdopodobnie w europejskim ziemskim systemie telewizji cyfrowej DVB (Digital Video Broadcasting), a być może także w amerykańskim standardzie telewizji cyfrowej Grand Alliance i w systemach łączności ruchomej.

CHARAKTERYSTYKA TORU TRANSMISYJNEGO

Sytuację odbioru sygnałów w poruszającym się pojeździe pokazano na rys. 1. Sygnał docierający do odbiornika jest sumą fal, z których każda może mieć różną amplitudę w zależności od właściwości przebytej drogi i różne opóźnienie w zależności od właściwości przeszkód i długości drogi, przy czym amplitudy i opóźnienia zmieniają się wraz z pozycją anteny odbiorczej. Model matematyczny takiego kanału przedstawiono na rys. 2. W wyniku sumowania składowych sygnału otrzymuje się na wyjściu



Rys. 1. Sytuacja odbioru sygnałów w pojeździe będącym w ruchu



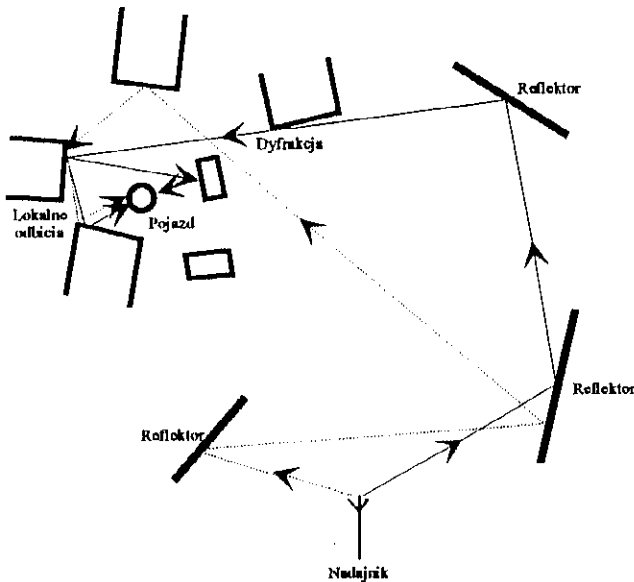
Rys. 2. Model matematyczny kanału. $T_1 - T_m$ – wartości różnych opóźnień; $A_1(t) - A_m(t)$ – procesy stochastyczne Rayleigha

sygnał fluktuujący, do którego dodają się szumy pochodzące od urządzeń oraz zakłócenia przemysłowe. Jeśli do anteny nie dociera fala bezpośrednia, to fluktuacje sygnału użytecznego opisuje rozkład Rayleigha (jeżeli jest także fala bezpośrednia, jest to rozkład Rice'a). Sygnał w takim kanale podlega zanikom, przy czym zaniki o głębokości 10 dB występują z prawdopodobieństwem 10%, o głębokości 20 dB – 1%, 30 dB – 0,1%. Zaniki te mają znaczenie zarówno dla transmisji analogowych, jak i cyfrowych. Można im przeciwdziałać stosując nadajniki dużej mocy lub odbiór zbiorczy. Oba sposoby są kosztowne, a pierwszy prowadzi do złej gospodarki widmem elektromagnetycznym.

W przypadku transmisji cyfrowej szczególnym utrudnieniem są opóźnienie sygnału i zmiany charakterystyk kanału w czasie. Opóźnienie sygnałów τ może wynosić nawet 200 μ s, przy czym amplituda sygnału nie musi maleć w czasie. Zjawiska te powodują powstanie niedopuszczalnych interferencji międzysymbolowych (nakładania się różnych symboli) w miarę wzrostu przepływności transmitowanego sygnału. Zmiany charakterystyk kanału w czasie, spowodowane zmieniającym się otoczeniem odbiornika ruchomego, powodują błędną estymację fazy sygnału w odbiorniku. Wymienione efekty sprawiają, że klasyczne metody modulacji (np. kluczowanie fazy lub częstotliwości) nie zapewniają dostatecznie małej elementarnej stopy błędów BER (Bit Error Rate) nawet przy dużych wartościach stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumu.

MODELOWANIE KANAŁU W MAŁYCH OBSZARACH

Teoretyczny opis kanału radiowego dla odbioru ruchomego przedstawiono w opracowaniu ITU-R (*International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector*) [11]. Zaproponowano dwuczęściowy model kanału: pierwszy pozwala na wyznaczenie średniej energii sygnału w małych obszarach o wymiarach liniowych rzędu kilkuset długości fali, drugi (rys. 3) – o wymiarach kilkunastu długości fali wewnątrz pierwszego, w którym sygnały radiowe podlegają zjawiskom wielodrogowości, nie uwzględnia się jednak odbić od płaskich przeszkód (reflektorów). Pierwsza część modelu prowadzi do logarytmiczno-normalnego rozkładu średniej wartości energii i modelu propagacji w wolnej przestrzeni. Druga część określa wypadkową chwilową amplitudę odebranego sygnału, która podlega rozkładowi Rayleigha.



Rys. 3. Ilustracja efektu wielodrogowości dla odbiorcy w ruchu

Zjawiska wielodrogowości można opisać za pomocą modelu, w którym zakłada się istnienie różnych fal odbitych i nieobecność fali bezpośredniej (o stałej amplitudzie). Selektowność kanału powoduje zniekształcenia amplitudy i fazy sygnału. Model ten sprowadza się do modelu nieselektywnego kanału Rayleigha, jeśli czas trwania transmitowanego symbolu jest większy od różnicy opóźnień docierających sygnałów.

Niech $s_e(t)$ będzie emitowanym sygnałem:

$$s_e(t) = \sqrt{2E_0} S(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (1)$$

gdzie: E_0 jest mocą promieniowaną (zakładając moc $S(t)$ równą jeden), $S(t)$ odpowiada modulacji amplitudy, $\varphi(t)$ odpowiada modulacji fazy, $\omega_0 = 2\pi f_0$ jest pulsacją nośnej, φ_0 jest fazą początkową sygnału nośnej.

Sygnał $s_e(t)$ może być zapisany w postaci symbolicznej jako $z_e(t)$:

$$z_e(t) = z(t)e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \quad (2)$$

gdzie:

$z(t) = \sqrt{2E_0} s(t)e^{j\varphi(t)}$ jest sygnałem modulującym.

Antena odbiera sygnały przychodzące z MN różnych dróg (indeks mn oznacza jedną z n fal, powstałych wskutek dodatkowych odbić w pobliżu odbiornika, którym podlega jedna z fal

przychodzących do odbiornika o indeksie m). Każdy z sygnałów odebrany przez antenę może być opisany następująco:

$$s_{mn}(t) = C_{mn} z_e(t - T_{mn}) e^{j\omega_{mn} t} \quad (3)$$

gdzie: C_{mn} , T_{mn} , ω_{mn} są kolejno tłumieniem, opóźnieniem i pulsacją dopplerowską podfali n i fali m (n oznacza grupę fal o opóźnieniu, które jest zbliżone do wartości średniej opóźnienia fali o indeksie m); ω_{mn} może być wyrażone następująco:

$$\omega_{mn} = 2\pi \frac{\omega_0 v}{c} \cos \alpha_{mn} \quad (4)$$

gdzie: v jest prędkością pojazdu, c jest prędkością światła, α_{mn} jest kątem między falą padającą a kierunkiem poruszania się pojazdu.

Sygnał $S_r(t)$ na wejściu odbiornika można opisać wzorem:

$$S_r(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N C_{mn} z(t - T_{mn}) e^{j(\omega_0 t - \omega_0 T_{mn} + \omega_{mn} t)} \quad (5)$$

W relacji do zmian sygnału modulującego $z(t)$ różnice między T_{mj} a T_{mi} są bardzo małe i odpowiadają różnym dodatkowym odbiciom sygnału w pobliżu anteny odbiorczej. Dlatego można dokonać uproszczenia wzoru (5) przez przyjęcie:

$$T_m = 1/N \sum_n T_{mn} \quad (6)$$

Biorąc to pod uwagę można napisać:

$$S_r(t) = \sum_{m=1}^M z(t - T_m) \sum_{n=1}^N C_{mn} e^{j(\omega_0 t - \omega_0 T_m + \omega_{mn} t)} \quad (7)$$

Z każdą z M fal jest związany współczynnik mnożenia:

$$A_m(t) = \sum_{n=1}^N C_{mn} e^{j(\omega_{mn} t - \omega_n T_m)} \quad (8)$$

$A_m(t)$ reprezentuje multiplikatywny proces stochastyczny Rayleigha, którego widmo jest ograniczone do pasma $[-\frac{v}{c}f_0, \frac{v}{c}f_0]$.

Gdy N jest duże, $A_m(t)$ może być uważany za proces będący sumą dwóch niezależnych gaussowskich procesów wzajemnie ortogonalnych:

$$A_m(t) = \sum_{n=1}^N C_{mn} \cos(\omega_{mn} t + \varphi_n) + j \sum_{n=1}^N C_{mn} \sin(\omega_{mn} t + \varphi_n) \quad (9)$$

φ_n jest zmienną losową o rozkładzie równomiernym w przedziale $[0, 2\pi]$.

Moduł procesu $A_m(t)$ jest zmienną losową o rozkładzie Rayleigha.

$$P_m(r) = \begin{cases} \frac{r}{P_m} e^{-\frac{r^2}{2P_m}} & \text{gdzie } r \geq 0 \\ 0 & \text{gdzie } r < 0 \end{cases} \quad (10)$$

gdzie: P_m reprezentuje moc średnią fali o współczynniku m .

Widmowa gęstość mocy procesu $A_m(t)$ może być określona na podstawie rayleighowskiego rozkładu modułu $A_m(t)$ dla każdej podfali n przychodzącej do odbiornika.

Wiedząc, że moduł $A_m(t)$ jest z założenia funkcją ciągłą w przedziale $[-\pi, \pi]$, widmową gęstość mocy wyznacza się następująco [23]:

$$\gamma_{Am}(v) = \frac{P_m}{\pi \sqrt{\left(\frac{v}{c} f_0\right)^2 - v^2}} \text{ jeśli } -\frac{v}{c} f_0 < v < \frac{v}{c} f_0 \quad (11)$$

lub

$$\gamma_{Am}(v) = 0 \text{ w pozostałych przypadkach.}$$

Przechodząc od modelu ciągłego widmowej gęstości mocy do dyskretnego, w którym δv odpowiada różnicy między dopplerowskimi częstotliwościami dwóch kolejnych fal, można napisać:

$$C_{mn}^2 = \gamma_{Am}(v) \cdot \delta v \quad (12)$$

oraz

$$\sum_{n=1}^N C_{mn}^2 = \int_{-\frac{v}{c} f_0}^{\frac{v}{c} f_0} \gamma_{Am}(v) \cdot dv = P_m \quad (13)$$

Należy dodać, że prążkowe widma sygnałów są nieskorelowane, ponieważ fale pochodzą z różnych źródeł (mają różne opóźnienia i amplitudy).

Wybór modelu odpowiada M niezależnym kanałom Rayleigha, z których każdemu odpowiada opóźnienie T_m określone dla każdego kierunku przychodzenia fali. Opóźnienie T_m może być określone przy użyciu eksponencjalnej zależności jako:

$$T_m = 1/T_0 e^{-r/T_0} \quad (14)$$

gdzie T_0 reprezentuje rozpiętość opóźnienia (*delay spread*) (odchylenie standardowe opóźnienia).

W przypadku gdy opóźnienie T_m jest małe w stosunku do czasu trwania modulowanego symbolu (jest to transmisja z małą przepływnością), cały kanał może być reprezentowany przez multiplikatywny szum $r(t)$, którego rozkład rayleighowski jest związany z widmem mocy $\gamma(v)$:

$$\gamma(v) = \frac{S_0}{\pi \sqrt{\left(\frac{v}{c} f_0\right)^2 - v^2}} \quad (15)$$

gdzie S_0 jest współczynnikiem określającym moc transmitowaną w całym kanale:

$$S_0 = \sum_{m=1}^M P_m \quad (16)$$

Jeśli w tym modelu wystąpi fala odebrana ze stałą amplitudą, rozkład amplitudy sumy sygnałów odebranych będzie opisany rozkładem Rice'a-Nakagami [11], a charakterystyka kanału będzie bardziej korzystna, jeśli chodzi o zniekształcenia i tłumienie sygnału.

ŚREDNIA WARTOŚĆ NATĘŻENIA POLA W MAŁYCH OBSZARACH

Model kanału określa kilka parametrów. Jednym z nich jest wartość mocy transmisji (16), która charakteryzuje średnią wartość mocy odebranej na małym obszarze i ma szczególnie ważne znaczenie fizyczne. Eksperymenty dowiodły, że w warunkach propagacji w obszarach miejskich, przy przejściu z jednego małego obszaru do drugiego, wartość średnia odebranej mocy S_0 zmienia się według rozkładu logarymiczno-normalnego, którego wartość średnia jest mocą odebraną; wyznaczoną na podstawie wzorów określających propagację w wolnej przestrzeni [11].

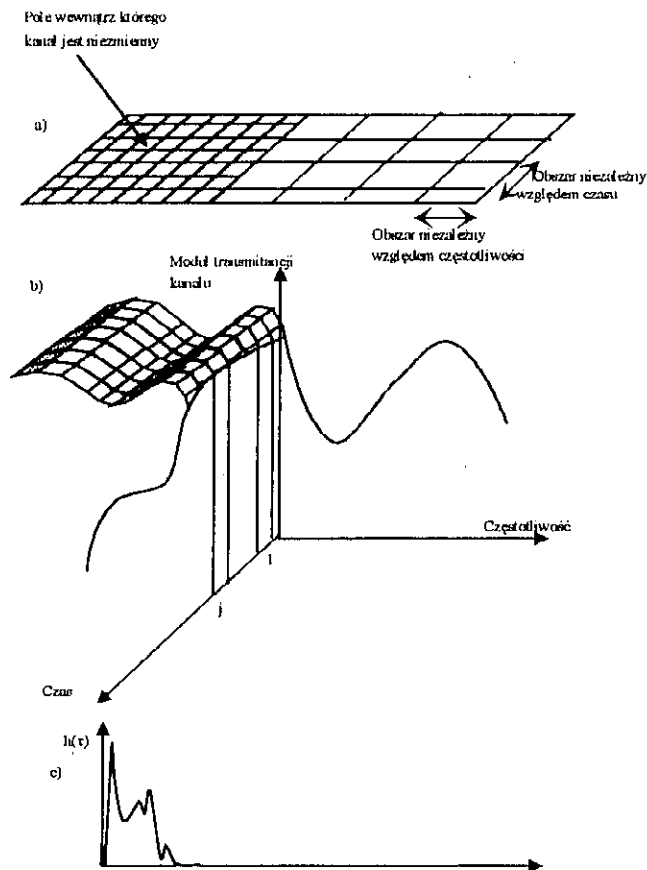
$$P(S_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma \cdot S_0} e^{-\frac{(\lg S_0 - \lg S_0^*)^2}{2\sigma^2}} \quad (17)$$

gdzie wartość średnia: $S_0 = E(S_0^2(t))$ jest średnią mocą odebranego sygnału w małym obszarze oraz dewiacja standardowa jest równa: $\sigma^2 = E((S_0 - \bar{S}_0)^2)$.

Przedstawiony powyżej model scharakteryzowany za pomocą średniej mocy S_0 odebranej w małych obszarach prowadzi do wyrażenia zależności na elementową stopę błędów BER jako funkcji E_b/N_0 , gdzie $E_b = S_0/\text{przepływność}$ i N_0 jest widmową gęstością mocy addytywnego i gaussowskiego szumu wprowadzonego do odbiornika.

CZASOWO-CZĘSTOTLIWOŚCIOWA CHARAKTERYSTYKA KANAŁU

Na rys. 4 przedstawiono przykładową charakterystykę kanału Rayleigha oraz jego odpowiedź impulsową. Małe prostokąty określają obszary, w których kanał może być uważany za lokalnie niezmienny. Duże prostokąty określają obszary, które są statystycznie niezależne. Czas trwania



Rys. 4. Czasowo-częstotliwościowa charakterystyka kanału Rayleigha i jego odpowiedź impulsowa: a) zakres obszarów niezmiennych i niezależnych na charakterystyce; b) czasowo-częstotliwościowa charakterystyka kanału; c) odpowiedź impulsowa kanału

odpowiedzi impulsowej kanału zależy od miejsca odbioru, częstotliwości pracy i prędkości poruszania się odbiornika i wynosi od kilkunastu do około 200 μs . Czasowo-częstotliwościową charakterystykę kanału w małych obszarach, w których kanał jest lokalnie niezmienny, opisano następującą zależnością [18]:

$$H(f, t) = \sum_i \exp [j(f_i - 2\pi f\tau_i + 2\pi f_{di}t)] \quad (18)$$

gdzie: φ_i jest przesunięciem fazy, τ_i jest opóźnieniem propagacyjnym, a f_{di} jest dopplerowskim przesunięciem w częstotliwości ścieżki i -tej. Dla celów symulacyjnych zmienne losowe τ_i i f_{di} można uznać za niezależne. Wówczas funkcja opisująca charakterystykę kanału przyjmie postać:

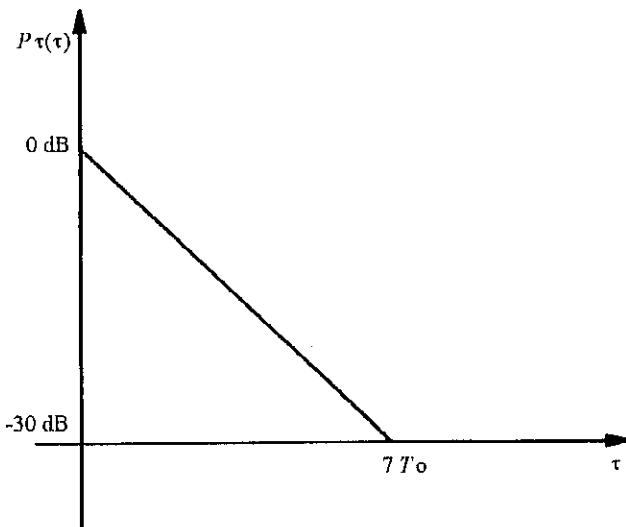
$$S(\tau, f_d) = K \cdot P_\tau(\tau) \cdot P_{fd}(f_d) \quad (19)$$

gdzie: $P_\tau(\tau)$ i $P_{fd}(f_d)$ są funkcjami gęstości prawdopodobieństwa zmiennych τ i f_d .

Korzystając z wyznaczonych wcześniej funkcji opóźnienia (14), można zapisać:

$$P_\tau(\tau) = 1/T_0 e^{-\tau/T_0} \quad (20)$$

gdzie T_0 reprezentuje odchylenie standardowe opóźnienia (rozpiętość opóźnienia pokazaną na rys. 5).



Rys. 5. Funkcja gęstości prawdopodobieństwa opóźnienia ($P_\tau(\tau)$ w zależności od τ , gdzie T_0 - rozpiętość opóźnienia)

Gęstość zmiennej f_d jest wyznaczana z zależności (11) po przejściu do widma dolnoprzepustowego i jest następująca [18]:

$$P_{fd}(f_d) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_{max}^2 - f_d^2}} \quad \text{dla } |f_d| < f_{max} \quad (21)$$

gdzie f_{max} jest maksymalną dopplerowską częstotliwością i jest wyznaczana z zależności:

$$f_{max} = f_0 \cdot v/c \quad (22)$$

(v jest prędkością poruszania się pojazdu).

Dla wąskopasmowych kanałów korelacja wzajemna ρ dwóch multiplikatywnych procesów dwóch nośnych oddalonych o ΔF jest następująca [16]:

$$\rho(\Delta F, \Delta T) = \frac{J_0^2(\omega_m \Delta F)}{1 + (2\pi \Delta F T_0)^2} \quad (23)$$

gdzie: $\omega_m = 2\pi f_m$ - maksymalna pulsacja dopplerowska, ΔT jest przesunięciem czasu między sygnałami należącymi kolejno do kanału o częstotliwościach f_1 i $f_1 + \Delta F$.

Aby określić niezależność dwóch kanałów dla dowolnej prędkości pojazdu, należy spełnić warunek:

$$\frac{1}{1 + (2\pi \Delta F T_0)^2} \ll 1 \quad (24)$$

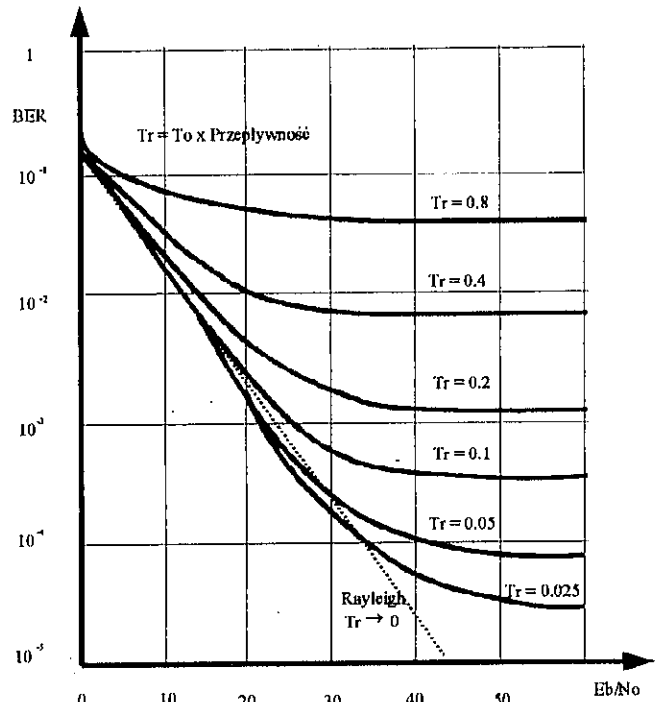
A zatem dla $\rho \ll 0,1$,

$$\Delta F \gg \frac{1}{2T_0} \quad (25)$$

Jeżeli $\Delta F \leq \frac{1}{2T_0}$, kanał jest częstotliwościowo nieselektywny.

Gdy założy się, że czas trwania transmitowanego symbolu t_s spełnia warunek $t_s \gg T_0$ ($1/t_s \ll \Delta F$), to interferencje międzysymbolowe nie występują. Odpowiada to poprawnemu odbiorowi na przykład sygnałów o czasie trwania symbolu $t_s \gg 1,25 \mu s$ (wartość typowa T_0 dla miejskich i podmiejskich terenów) przy częstotliwości 900 MHz. Ponadto aby uniezależnić całkowicie kanał od efektów wielodrogowości, czas trwania symbolu powinien być większy niż czas wygasania ech T_m (maksymalne opóźnienie sygnału).

Niezależność w dziedzinie czasu zależy tylko od ω_m . Dla jednej częstotliwości korelacja między dwiema chwilami oddalonymi o ΔT jest równa $J_0^2(\omega_m \Delta T)$. Warunek niezależności może być napisany jako $\omega_m \Delta T \geq 2,5$ (pierwsze zero funkcji Bessela $J_0(x)$). Oznacza on, że dla czasu trwania symbolu spełniającego warunek $t_s \ll \Delta T$ kanał może być traktowany jako niezależny w czasie (kolejne impulsy nie wpływają na siebie). Jeżeli na przykład samochód porusza się z prędkością 120 km/h i nadajemy sygnał na częstotliwości 100 MHz, to dla $t_s \ll 90 \mu s$ kanał transmisyjny jest niezależny w czasie.



Rys. 6. Zależność między elementową stopą błędów BER a stosunkiem E_b/N_0

W przypadku klasycznej modulacji (bez rozpraszania widma - *spread spectrum*) można określić zależność elementowej stopy błędów BER w odniesieniu do odchylenia standardowego T_0 opóźnienia T_m wprowadzanego przez każdą ścieżkę. Każda fala jest zakłócana multiplikatywnym procesem Rayleigha. W przy-

padku demodulacji koherentnej na rys. 6 przedstawiono zależność między elementową stopą błędów BER i stosunkiem E_b/N_0 dla różnych wartości $T_r = T_0/T = T_0 \times \text{przepływność}$. Interferencje międzysymbolowe powodują zwiększanie BER. Aby zmniejszyć interferencje międzysymbolowe, należy zwiększyć stosunek mocy sygnału względem szumu (E_b/N_0) albo zmniejszyć przepływność sygnału cyfrowego. W pierwszym przypadku widać wyraźnie asymptotyczny charakter krzywych, co powoduje pozostanie BER na mniej więcej stałym poziomie bez względu na zwiększanie mocy sygnału.

Widać tu wyraźnie, że w normalnych warunkach propagacyjnych, bez stosowania specjalnych technik modulacji i kodowania, aby zapewnić brak interferencji międzysymbolowej należałoby stosować bardzo małe przepływności sygnału cyfrowego (do kilkudziesięciu kbit/s), co jest wykluczone w przypadku transmisji sygnałów radiowych i telewizyjnych, wymagających dużego strumienia bitów.

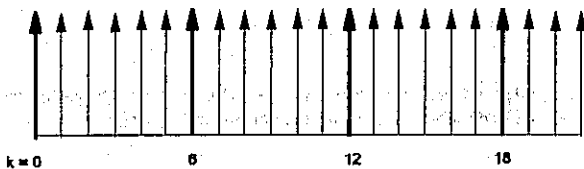
(Ciąg dalszy artykułu oraz wykaz literatury zostanie zamieszczony w następujących numerach PTiWT)

Dariusz Więcek
Instytut Łączności
Wrocław

COFDM – kodowanie kanałowe i modulacja systemu DAB – część II*

PODSTAWY MODULACJI OFDM

W przypadku transmisji sygnału cyfrowego o dużej przepływności można zastosować podział widma kanału na mniejsze podkanały, w których transmisja przebiegałaby z mniejszą szybkością. Całe widmo kanału składa się z N nośnych, modulowanych sygnałami cyfrowymi o małej przepływności. Przepływność strumienia modulującego każdą nośną będzie N razy mniejsza od całkowitej przepływności sygnału. Aby dodatkowo uniezależnić się od zaników selektywnych, można transmitować jednocześnie kilka programów radiowych. Sytuację taką pokazano na rys. 7. W systemie DAB transmituje się w podstawowej konfiguracji 6 programów stereofonicznych jednocześnie. Zanik selektywny uszkadza bity ze wszystkich programów, lecz dla każdego programu są to pojedyncze bity, łatwiej korygowane za pomocą kodów korekcyjnych. W sytuacji pokazanej na rys. 7 można zastosować odstępy między



Rys. 7. Równoległa transmisja kilku programów radiowych na wielu nośnych (zaznaczono nośne jednego z sześciu programów)

kolejnymi nośnymi, lecz zmniejsza to efektywność widmową. Lepszym rozwiązaniem jest nakładanie się widm sąsiednich nośnych oraz ich ortogonalizacja w celu uniknięcia interferencji międzysymbolowych.

Niech $\{f_k\}$ będzie zbiorem częstotliwości nośnych, takich że:

$$f_k = f_0 + k/T_s, \quad k=0 \dots N-1 \quad (26)$$

gdzie T_s reprezentuje czas trwania symbolu.

Baza elementarnego sygnału jest definiowana jako $\psi_{i,k}(t)$

z $k=0 \dots N-1, i=-\infty$ do $+\infty$:

$$\psi_{i,k}(t) = g_k(t - iT_s) \quad (27)$$

przy czym dla $0 \leq t \leq T_s$: $g_k(t) = e^{j2\pi f_k t}$
dla innych t : $g_k(t) = 0$.

Widma $g_k(t)$ wzajemnie się nakładają, jak pokazano na rys. 8.

Można łatwo pokazać, że sygnały $\psi_{i,k}(t)$ spełniają warunki

ortogonalności:

$$i \neq i' \text{ lub } k \neq k': \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{i,k}(t) \cdot \psi_{i',k'}^*(t) dt = 0$$

$$\text{oraz} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \|\psi_{i,k}(t)\|^2 dt = T_s \quad (28)$$

„*” oznacza symbol zespolony sprzężony, a $\|\cdot\|$ jego modul.

Sygnał modulujący stanowią zespolone argumenty $\{C_{i,k}\}$ reprezentujące transmitowane dane. Są one inne dla każdego typu modulacji sygnału modulatora OFDM. Jeżeli każda nośna sygnału OFDM jest modulowana sygnałem QPSK (Quadrature

Phase Shift Keying) symbole $\{C_{i,k}\}$ są wybierane ze zbioru: $\{1+j, 1-j, -1+j, -1-j\}$.

Sygnał wyjściowy OFDM może być napisany następująco:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{i,k} \cdot \psi_{i,k}(t) \quad (29)$$

a reguła dekodowania jest następująca:

$$C_{i,k} = \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot \psi_{i,k}^*(t) dt \quad (30)$$

W przypadku zastosowania jako sygnału modulującego symboli czterowartościowej modulacji fazy QPSK, dla każdej nośnej uzyskuje się efektywność widmową modulacji równą 2 bity/s/Hz.

Zastosowanie odstępu ochronnego

W przypadku wystąpienia interferencji międzysymbolowych spowodowanych wielodrogowością, ortogonalność poszczególnych nośnych może nie być utrzymana. Można tego uniknąć zwiększając liczbę nośnych N . Jednakże sposób ten jest ograniczony przez czasową koherencję kanału spowodowaną efektem Dopplera oraz przez szumy fazowe urządzeń.

Innym rozwiązaniem jest poświęcenie części emitowanej energii w celu eliminacji problemu selektywności kanału, poprzez poprzedzenie każdego sygnału $\psi_{i,k}(t)$ odstępem ochronnym, który „zaabsorbuje” interferencje międzysymbolowe. Zakładając takie rozwiązanie, można emitowany sygnał zmodyfikować następująco:

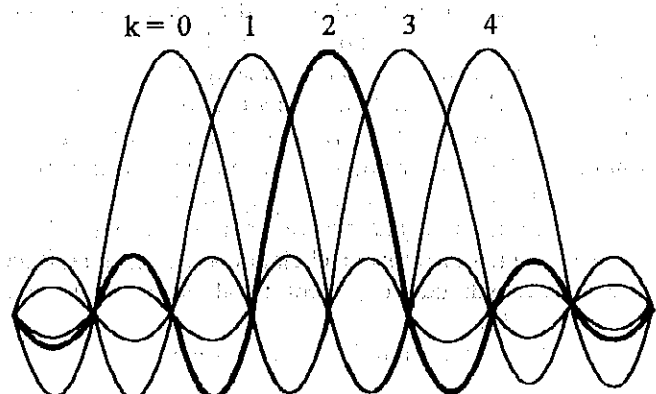
Niech $T'_s = T_s + \Delta$, gdzie Δ jest czasem trwania odstępu ochronnego. T'_s reprezentuje czas trwania „użytecznego” sygnału, a T_s czas trwania „transmitowanego” sygnału. „Użyteczny” sygnał $\psi'_{i,k}(t)$ jest definiowany zależnością:

$$\psi'_{i,k}(t) = g_k(t - iT'_s) \quad (31)$$

a „transmitowany” zależnością:

$$\psi'_{i,k}(t) = g'_k(t - iT'_s) \quad (32)$$

gdzie dla: $-\Delta \leq t < T_s$: $g'_k(t) = e^{j2\pi f_k t}$
dla innych t : $g'_k(t) = 0$.



Rys. 8. Widma sygnałów $g_k(t)$

*1 Ciąg dalszy artykułu z nr. 10'95 PTiWT

Wobec tego zmodyfikowany sygnał OFDM można napisać następująco:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{i,k} \cdot \psi'_{i,k}(t) \quad (33)$$

a reguła dekodowania jest następująca:

$$C_{i,k} = \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot \psi_{i,k}^*(t) dt \quad (34)$$

W porównaniu z oryginalnym sygnałem OFDM (bez odstępu ochronnego) powstaje niedopasowanie emitowanego sygnału z odpowiedzią impulsową filtra odbiorczego odpowiadające dodatkowemu tłumieniu $10 \cdot \lg(T'_s/T_s)$. W praktyce ta strata może być utrzymana na poziomie mniejszym niż 1 dB. Niedogodność ta jest w zupełności kompensowana przez zalety transmisji w warunkach rzeczywistych poprzez eliminację interferencji międzysymbolowych.



Rys. 9. Schemat układu realizującego modulację OFDM z odstępem ochronnym. Oznaczenia: S/R – przebiegi szeregowo równoległe, PS – przekształcenie symboli, IFFT – odwrotna transformata Fouriera, R/S – przebiegi równoległo-szeregowo, WOO – wstawienie odstępu ochronnego, C/A – przetwornik cyfrowo-analogowy, FDP – filtr dolnoprzepustowy

Schemat układu realizującego modulację OFDM z odstępem ochronnym przedstawiono na rys. 9. Szeregowy strumień bitów wejściowych zostaje przekształcony do postaci równoległej, przetworzony, poddany obróbce odwrotnej transformaty Fouriera (IFFT) i przekształcony do postaci szeregowo. Następnie zostają wstawione odstępy ochronne i strumień zostaje przetworzony na postać analogową i podany na układ przemienny.

ANALIZA ZACHOWANIA SIĘ SYGNAŁU OFDM Z ODSTĘPEM OCHRONNYM W OBECNOŚCI PROPAGACJI WIELODROGOWEJ

Kanał transmisyjny c jest modelowany według zależności:

$$x(t) \rightarrow y(t) \rightarrow [x * h](t) \quad (35)$$

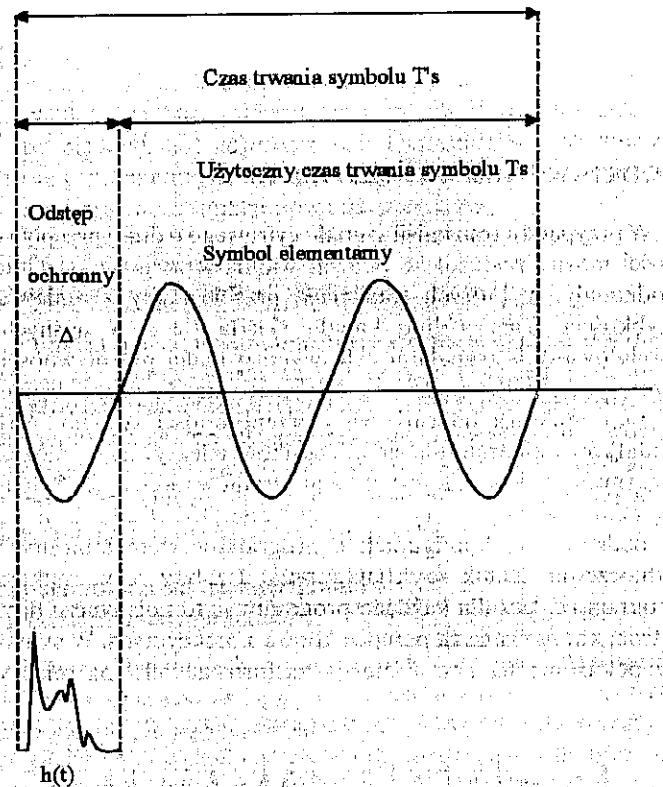
gdzie $h(t)$ reprezentuje odpowiedź impulsową kanału, a „*” oznacza operację splotu.

Na potrzeby dalszej analizy warto zwrócić uwagę, że całkowity czas trwania odpowiedzi impulsowej kanału $h(t)$ równy τ jest mniejszy niż Δ (rys. 10) oraz że kanał zmienia się bardzo powoli w porównaniu z czasem trwania symbolu T'_s .

Charakterystykę kanału (18) można przedstawić za pomocą szeregu dyskretnych wartości $H_{i,k}$ reprezentujących zespoloną transmitancję dla częstotliwości f_k i dla chwil iT'_s . Dla przedziału $[iT'_s, iT'_s + T_s]$ odebrany sygnał nie zależy od symboli $C_{i-p,k}$ $p > 0$. Pamięć kanału jest mniejsza niż czas trwania odstępu ochronnego, zachowanie się emitowanych składowych sygnału OFDM jest bezbłędne, jak gdyby symbol trwał nieskończony czas wcześniej (rys. 10).

Sygnał odebrany może być opisany następująco:

$$iT'_s \leq t \leq iT'_s + T_s: y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[H_{i,k} \cdot C_{i,k} \cdot \psi_{i,k}(t)] \quad (36)$$



Rys. 10. Symbol elementarny jednej nośnej OFDM z zaznaczeniem odstępu ochronnego oraz odpowiedź impulsowa kanału transmisyjnego

Stosując do odebranego sygnału regułę dekodowania określoną wcześniej (34), otrzyma się emitowany symbol $C_{i,k}$ zmodyfikowany przez pomnożoną odpowiedź impulsową kanału dla chwili iT'_s i dla częstotliwości f_k :

$$H_{i,k} C_{i,k} = \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \cdot \psi_{i,k}^*(t) dt \quad (37)$$

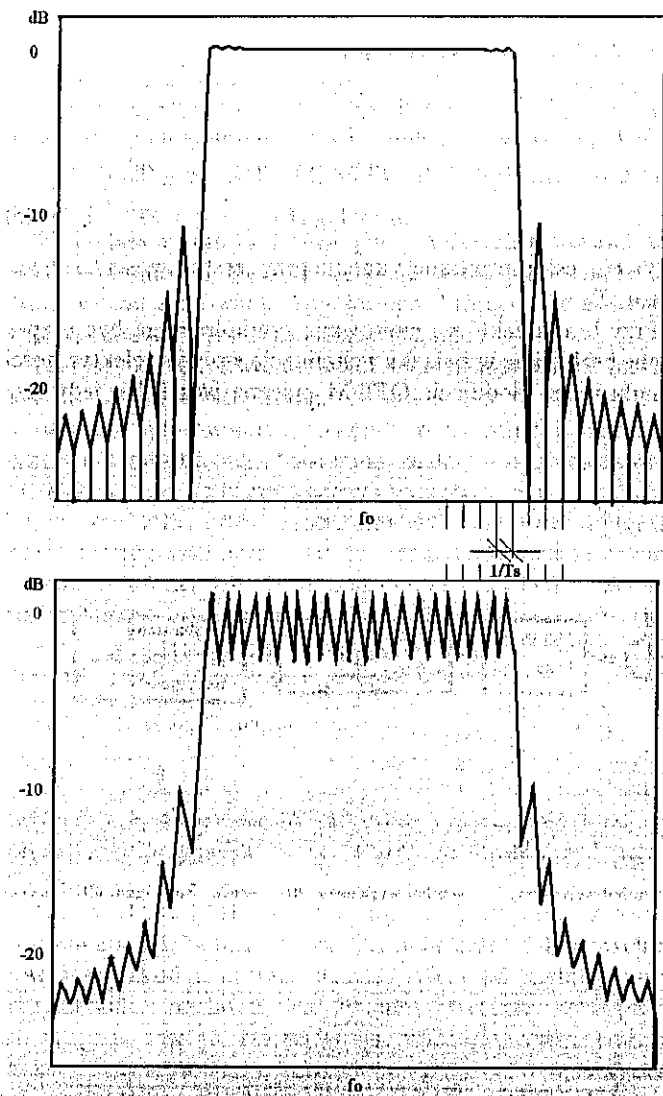
Innymi słowy dodanie odstępu ochronnego całkowicie usuwa efekty selektywności kanału. Inną konsekwencją wprowadzenia odstępu ochronnego jest modyfikacja widmowej gęstości mocy emitowanego sygnału. Ilustracją niech będzie rys. 11, który prezentuje widmo sygnału OFDM bez odstępu i z odstępem ochronnym.

WYBÓR PARAMETRÓW MODULACJI OFDM Z ODSTĘPEM OCHRONNYM

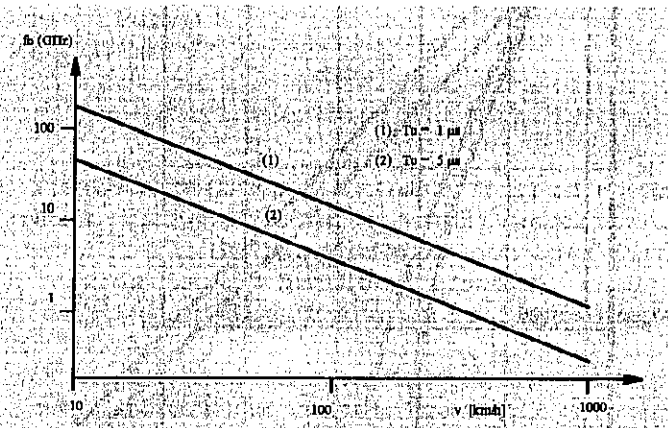
Jak wykazano wcześniej, poprawny odbiór sygnału wąskopasmowego występuje według (25), gdy $T_s \gg T_o$ (użyteczny czas trwania symbolu jest dużo większy od odchylenia standardowego opóźnienia) oraz gdy $T'_s \ll \Delta T$ (całkowity czas trwania symbolu jest dużo mniejszy od odległości dwóch niezależnych chwil czasowych). Wprowadzono parametry modulacji OFDM $\mu = T_o/t_s$ i $\beta = T_o/\Delta T$. Aby każda nośna OFDM była transmitowana w kanale nieselektywnym, parametry te muszą spełnić warunki: $\mu \ll 1$ oraz $\beta \ll 1$. W praktyce zakładając odstęp ochronny równy 1/4 czasu użytecznego symbolu T_s , parametry modulacji muszą być określone na podstawie następujących warunków [18]:

$$\mu < 0,1 \quad (\text{lub } 1/T_s < 1/10T_o) \quad (38)$$

$$\beta < 0,02 \quad (\text{lub } T'_s < T_o/50) \quad (39)$$



Rys. 11. Widmo sygnału OFDM bez odstępu ochronnego (u góry) i z odstępem ochronnym (na dole); f_0 – częstotliwość środkowa, T_s – użyteczny czas trwania symbolu



Rys. 12. Zależność maksymalnej częstotliwości nośnej sygnału COFDM f_{max} od prędkości poruszania się pojazdu v w funkcji odchylenia standardowego opóźnienia T_s .

Współczynnik rozpiętości (*spread factor*) definiowany jako $f_{max} T_s$ (f_{max} – maksymalna częstotliwość dopplerowska) kanału musi być mniejszy niż 1,6 ms, a maksymalna częstotliwość nośna sygnału OFDM nie może przekraczać wartości określonej na podstawie prędkości pojazdu i odchylenia standardowego (rys. 12).

Na przykład zakładając odchylenie standardowe równe $1 \mu s$ (typowa wartość w miejskich i podmiejskich terenach), a maksymalną wartość częstotliwości dopplerowskiej równą 100 Hz (otrzymaną podczas transmisji na częstotliwości 900 MHz i prędkości poruszania się pojazdu równej 120 km/h), parametry modulacji określają warunki, jakie musi spełnić całkowity czas trwania symbolu T_s : $12,5 \mu s < T_s < 200 \mu s$.

DEMODULACJA SYGNAŁU OFDM PRZEZ ZASTOSOWANIE „CZĘŚCIOWEJ” ANALIZY FFT

Z przedstawionego opisu techniki OFDM wynika, że struktura odbiornika nie powinna różnić się zbyt wiele od odbiornika FDM. Teoretycznie można zastosować bank filtrów, z których każdy filtruje jedną nośną OFDM, a następnie grupę demodulatorów rekonstruującą oryginalny przebieg cyfrowy. Struktura odbiornika opisana niżej jest oparta na algorytmie FFT. Ponieważ odbiorca *a priori* odbiera sygnał tylko jednego z sześciu programów, niekonieczne jest analizowanie całego sygnału OFDM, dlatego analiza FFT jest wykonywana dla jednego programu i nazywana „częściową” analizą FFT. Podstawową ideą procedury FFT dla DAB jest połączenie algorytmu liczenia transformaty z procesem wyboru odbieranego programu. Wybierając do analizy określone nośne, dokonuje się selekcji programu, który chce się odbierać.

Próbkowana reprezentacja odebranego sygnału

Przed procesem analizy konieczna jest zamiana ciągłego sygnału odebranego w postać szeregu próbek. Rozważamy przedział czasu $[0, T_s]$ wiedząc, że odstęp ochronny „absorbuje” pamięć kanału. Niech indeks i będzie równy 0, co uprości notację. Sygnał odebrany $y(t)$ może być opisany następująco:

$$0 \leq t < T_s; \quad y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[H_k \cdot C_k \cdot e^{j2\pi f_k t}] \quad (40)$$

Niech $T = T_s/N$.

Sygnał $y(t)$ jest przesuwany przez heterodynę do częstotliwości pośredniej $f_0 + 1/2T_s$. Odpowiadający temu sygnał może być opisany następująco:

$$\tilde{y}(t) = e^{-j\pi t/T} \sum_{k=0}^{N-1} H_k \cdot C_k \cdot e^{j2\pi k t/T} \quad (41)$$

W próbkowanym sygnale $\tilde{y}(t)$ z częstotliwością próbkowania $f_e = 1/T$:

$$\tilde{y}(nT) = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} H_k \cdot C_k \cdot e^{j2\pi k n/N} \quad (42)$$

zakładając: $y_n = \frac{(-1)^n}{N} \tilde{y}(nT)$ oraz $Y_k = H_k \cdot C_k$

wtedy: $y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \cdot e^{j2\pi k n/N}$

$\{y_n\}$ stanowi odwrotną dyskretną transformatę Fouriera (IDFT) wartości $\{Y_k\}$, gdzie:

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{-j2\pi k n/N}$$

Aby uniknąć problemu nakładania się widm (*aliasing*), częstotliwość próbkowania f_e musi być większa dwa razy od maksymalnej częstotliwości sygnału $y(t)$ (twierdzenie Nyquista).

Wymaganie to jest teoretycznie spełnione przez wybór $f_c = 1/T$. W praktyce częstotliwość ta powinna być nieco większa ze względu na charakterystykę filtracji.

Analiza FFT

Obliczenia wartości Y_k można przeprowadzić za pomocą dyskretnego przekształcenia Fouriera (DFT) na N zespolonych próbkach w czasie krótszym niż T_s . Istnieje wiele algorytmów realizujących to zadanie i znanych pod wspólną nazwą FFT (*Fast Fourier Transform*) [20]. Aby zaadaptować znane algorytmy, wprowadza się współczynnik:

$$W = e^{-j2\pi n/N} \quad (43)$$

KODOWANIE I PRZEPLATANIE

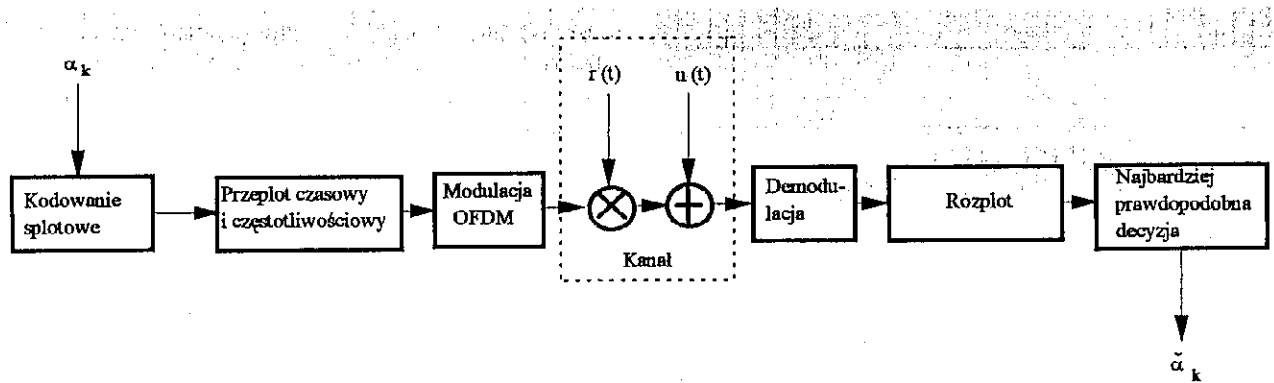
Potrzeba kodowania kanałowego

System OFDM eliminuje efekty selektywności kanału. Wartości $Y_{i,k}$, otrzymane z analizy FFT, pozwalają na wyznaczenie emitowanego symbolu $C_{i,k}$ przez wykorzystanie zależności:

$$C_{i,k} = Y_{i,k}/H_{i,k} \quad (45)$$

gdzie $H_{i,k}$ jest transmitancją kanału przy częstotliwości f_k i chwili czasu iT_s .

Przy braku zakłóceń emitowane symbole mogą być rozpoznane bezbłędnie w związku z eliminacją wpływu selektywności kanału przez modulację OFDM opisaną wcześniej. Jednakże

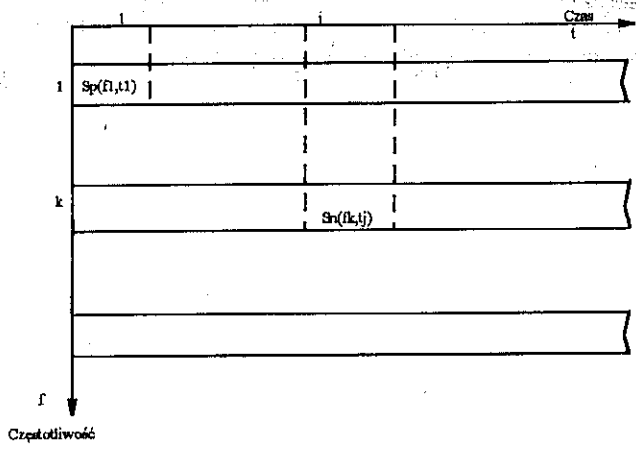


Rys. 13. Zasada transmisji cyfrowej COFDM w nieselektywnym kanale Rayleigha; α_k – symbol wejściowy, $\hat{\alpha}_k$ – symbol wyjściowy, $r(t)$ – proces Rayleigha, $n(t)$ – proces Gaussa

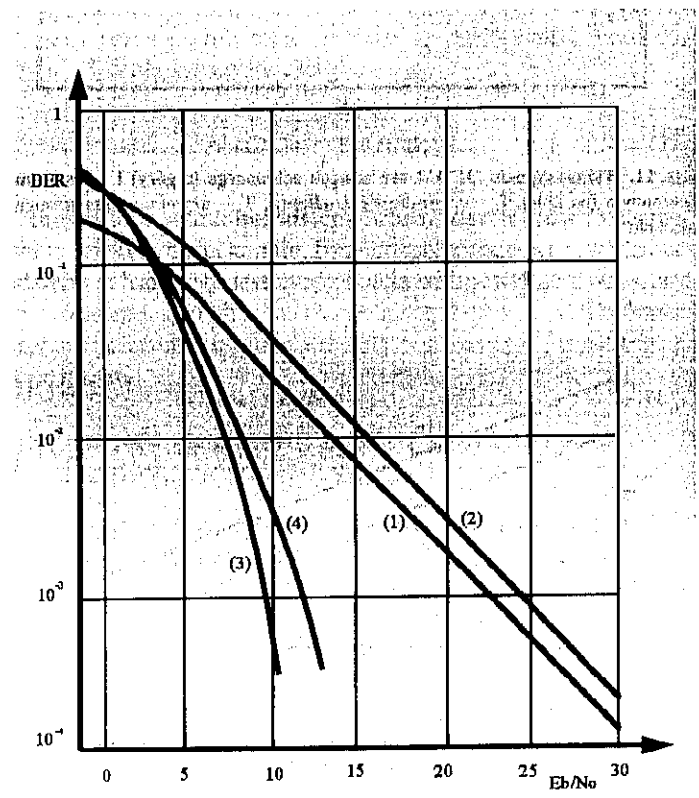
Wówczas wartość Y_k można obliczyć przy użyciu transformaty FFT:

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n W^{nk} \quad (44)$$

Ponieważ ze wszystkich nadawanych nośnych sygnału OFDM N jest odbierany tylko jeden z L programów, należy poddać analizie jedynie M nośnych ($N = ML$). Szczegółowy opis procedury zaimplementowanej do DAB oraz przykłady można znaleźć w [16].



Rys. 14. Zasada przeplotu czasowego i częstotliwościowego: zaznaczono dwa kolejne bajty informacji



Rys. 15. Zależność BER od E_b/N_0 , w [dB] w nieselektywnym kanale Rayleigha dla następujących warunków: (1) – brak kodowania i przeplotu, (2) – kodowanie bez przeplotu, (3) – kodowanie z przeplotem o głębokości 8, (4) – kodowanie z przeplotem o głębokości 4

zmiana elementowej stopy błędów w zależności od stosunku E_b/N_0 (średniej energii bitu do gęstości widmowej mocy szumu) jest bardzo wolna. Jest to znane szczególnie w wąskopasmowej radiotelefonii, gdzie zmiana BER z 10^{-2} do 10^{-5} , w przypadku modulacji BPSK z koherentną demodulacją, wymaga zwiększenia E_b/N_0 o 30 dB! W tym przypadku należy zastosować bardzo silne kodowanie źródłowe, które pozwala odbierać sygnał z $BER = 10^{-2}$.

W podejściu zaprezentowanym poniżej zastosowano całkowicie odmienną filozofię: zupełnie oddzielono kodowanie źródłowe od kodowania kanałowego, którego zadaniem jest zapewnienie bezbłędnej transmisji w kanale.

Na rys. 13 przedstawiono zasadę transmisji sygnału w nieselektywnym kanale Rayleigha. Strumień bitów jest poddany kodowaniu splotowemu, a następnie przeplotowi w dziedzinie czasu i częstotliwości. Następnie zostaje on zmodulowany OFDM. W kanale transmisyjnym na sygnał mają dodatkowy wpływ: multiplikatywny proces Rayleigha $r(t)$ oraz addytywny szum Gaussowski $n(t)$. Widmo procesu Rayleigha zostało podane wcześniej (11). Widmo szumu $n(t)$ jest białe o gęstości widmowej N_0 .

Czasowy i częstotliwościowy przeplot bitów

Na rys. 14 przedstawiono zasadę przeplotu w dziedzinie czasu i częstotliwości. Kolejne bity wejściowe (S_p i S_n) są przesyłane w niezależnych od siebie odległych chwilach na niezależnych podnośnych. Zapewnia to całkowitą niezależność kolejnych bitów, co w przypadku zaników oznacza utratę pojedynczych bitów.

Na przykład [23] jeśli zastosujemy kodowanie splotowe o sprawności $1/2$ i $d_{min} = 5$ oraz przeplot przez L kolejnych bitów oraz dekodery, którego decyzja zależy od średniej energii przypadającej na bit E_b , otrzymane charakterystyki przedstawione na rys. 15. Na podstawie wykresów widać wyraźną korzyść z zastosowania kodowania splotowego wraz z przeplotem. Stosowanie przeplotu wraz z kodowaniem znacznie

zmniejsza elementową stopę błędów (BER), co jest szczególnie ważne, gdyż umożliwia stosowanie nadajników o mniejszej mocy oraz bardziej uodpornia system na zakłócenia.

Dla przepływności D niezależność między dwoma symbolami odległymi o P bitów jest uwarunkowana zależnością:

$$P \geq \frac{2,5Dc}{2\pi f_0 v} \quad (46)$$

gdzie: f_0 – częstotliwość środkowa sygnału OFDM, v – prędkość poruszania się pojazdu.

Oznacza to, że stosując przeplot czasowy dla $L = P$ otrzymuje się kanał niezależny w dziedzinie częstotliwości.

Należy zauważyć również, że przeplot w dziedzinie czasu gwarantuje niezależność kanału od prędkości v pojazdu.

Kodowanie splotowe

Przeplot czasowy i częstotliwościowy, połączony z modulacją OFDM, likwiduje efekt selektywności kanału Rayleigha i częściowo uodpornia system na zakłócenia, szumy i zaniki. Aby zwiększyć odporność systemu, jest niezbędne zastosowanie kodowania przed przeplotem. Podczas prac nad systemem COFDM specjaliści z CCETT wykonali wiele analiz systemu dla różnych rodzajów kodów: splotowych, RS (*Reed-Solomon*), CSRS (*Cyclotomatically Shortened Reed-Solomon*), splotowy + RS, splotowy + CSRS dla kanału Rayleigha i Gaussa zarówno dla demodulacji koherentnej, jak i różnicowej [16]. Ze względu na podobne osiągnięcia wymienionych kodów oraz ze względu na prostszą strukturę dekodera, można zastosować kod splotowy lub ewentualnie kod splotowy połączony z CSRS. Kody RS o zmiennej sprawności mimo dobrych wyników, nie są tak proste w implementacji i nie nadają się obecnie do zastosowań w sprzęcie powszechnego użytku.

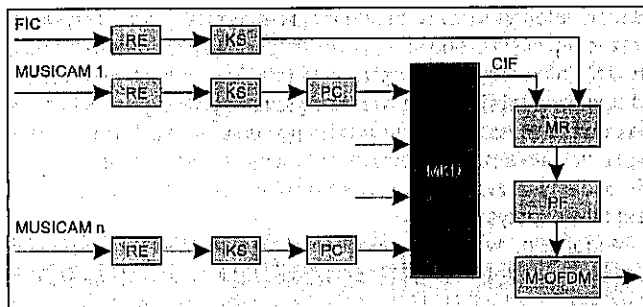
(Dokończenie artykułu oraz wykaz literatury zostanie zamieszczony w numerze 3'96)

(Artykuł dostarczony do red. – czerwiec 1995 r.)

COFDM – kodowanie kanałowe i modulacja systemu DAB – część III¹⁾

Schemat układu COFDM dla radiofonii DAB

Na rysunku 16 przedstawiono schemat COFDM dla radiofonii cyfrowej DAB. Sygnał wejściowy jednego z podkanałów jest podany na układ rozpraszania energii (*energy dispersal*), którego celem jest uzyskanie w nadawanym sygnale równomiernego rozkładu zer i jedynek, a tym samym brak długich sekwencji



■ Rys. 16. Schemat układu COFDM dla radiofonii DAB. Oznaczenia: CIF – *Common Interleaved Frame* – cyfrowy sygnał na wyjściu multiplexera, który zawiera kanał główny służby MSC, wspólny dla wszystkich trybów i zawierający 55 296 bitów; RE – rozpraszanie energii; KS – kodowanie splotowe; PC – przeplot w czasie; MKD – multiplexowanie kanałów dźwięku; MR – multiplexer ramki; PF – przeplot częstotliwości; M-OFDM – modulator OFDM

o stałej energii (samyh zer lub samych jedynek) mających niekorzystny wpływ na układy transmitujące. Następnie sygnał jest podany na koder splotowy i układ przeplotu w czasie. Po zmultiplexowaniu wszystkich podkanałów i dodaniu kanału szybkiej informacji FIC (*Fast Information Channel*) sygnał przechodzi do transmisji ziemskiej w paśmie VHF, szczególnie w przypadku operację przeplotu częstotliwościowego i modulacji OFDM.

Parametry COFDM dla radiofonii DAB

Sygnał DAB jest opisany następująco [10]:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{2j\pi f_0 t} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-K/2}^{K/2} z_{m,l,k} \cdot g_{k,l}(t - mT_F - + T_{NULL} - (l-1) T_s) \right\} \quad (47)$$

* Instytut Łączności, Wrocław

¹⁾ Ciąg dalszy artykułów z nr 10'95 i 12'95 PTIWT. Zachowano kolejną numerację rysunków i wzorów

gdzie:

$$g_{k,l}(t) = \begin{cases} 0 & \text{dla } l = 0 \\ e^{2j\pi k(t-\Delta)/T_u} \cdot \text{Rect}(t/T_s) & \text{dla } l = 1, 2, \dots, L \end{cases}$$

oraz $T_s = T_u + \Delta$.

$$\text{Rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{dla } 0 \leq x < 1 \\ 0 & \text{dla innych } x \end{cases}$$

Definicje parametrów są następujące:

- L – liczba symboli w nadawanej ramce (wyluczając symbol zerowy),
- K – liczba nadawanych nośnych,
- T_F – czas trwania ramki,
- T_{NULL} – czas trwania symbolu zerowego,
- T_s – całkowity czas trwania symbolów OFDM o indeksach $l = 1, 2, 3, \dots, L$,
- T_u – użyteczny czas trwania symbolu i odwrótne odległości między nośnymi,
- Δ – czas trwania odstępu ochronnego,
- f_0 – częstotliwość środkowa sygnału,
- $z_{m,l,k}$ – l -ty symbol DQPSK nadawany na nośnej OFDM o indeksie k w ramce m . Dla $k = 0$ $z_{m,l,k} = 0$; częstotliwość środkowa nie jest modulowana.

Parametry te są określone dla trzech trybów pracy sygnału DAB: I, II i III podanych w tabeli 1. Wartości w tej tabeli są wielokrotnością elementarnego okresu równego $T = 1/2048000$ [s]. Pierwszym symbolem OFDM jest symbol zerowy o czasie trwania T_{NULL} . W tym czasie $s(t) = 0$. Pozostałą część nadawanej ramki zajmują dalsze symbole, każdy o czasie trwania T_s .

Każdy z trybów różni się przede wszystkim czasem trwania symbolu oraz odstępu ochronnego. Różne tryby są przeznaczone dla różnych zakresów częstotliwości: tryb I jest przeznaczony do lokalnej emisji ziemskiej i mieszanej (satelitaro-ziemskiej) w paśmie VHF i L (1,5 GHz), tryb III do emisji satelitarnej i mie-

■ Tabela 1. Definicja parametrów trybów nadawania I, II, III.

Parametry	Tryb I	Tryb II	Tryb III
L	76	76	153
K	1536	684	192
T_F	196808 T 96 ms	49152 T 24 ms	49152 T 24 ms
T_{NULL}	2688 T 129 μs	684 T 324 μs	684 T 324 μs
T_s	2552 T 1246 μs	638 T 312 μs	319 T 156 μs
f_0	64 T 16 μs	672 T 256 μs	256 T 125 μs
Δ	504 T 246 μs	126 T 62 μs	63 T 31 μs

szanej w zakresie do 3 GHz. Tryb III jest również zalecany do transmisji w sieciach kablowych, gdyż może pracować w dowolnym zakresie częstotliwości (do 3 GHz). Jednakże w przypadku wykorzystywania niższych częstotliwości jest możliwe również stosowanie w transmisji kablowej trybu I i II. Tryb I zapewnia największą odporność na zakłócenia i pozwala na największe odległości między nadajnikami pracującymi w sieci jednoczęstotliwościowej SFN, dlatego jego głównym przeznaczeniem są sieci SFN pokrywające swym zasięgiem duże obszary.

Minimalna wartość stosunku mocy sygnału do szumu wystarczająca do dobrego odbioru dla COFDM w DAB zależy od rodzaju kanału transmisyjnego: Gaussa czy Rayleigha. W przypadku kanału Gaussa punktem granicznym stosunku E_b/N_0 jest wartość około 7 dB (poniżej tej wartości odbiór jest niemożliwy). W wielodrogowym środowisku elektromagnetycznym w warunkach krytycznych (kanał Rayleigha) wartość ta jest znacznie większa i wynosi typowo około 14 dB. Punkt, w którym występuje początek zmniejszenia jakości sygnału znajduje się o około 2 dB ponad punktem krytycznym w przypadku kanału Gaussa i około 7 dB ponad punktem krytycznym w przypadku kanału Rayleigha. Powyższe dane dotyczą kanału teoretycznego w warunkach symulacji komputerowej. W warunkach rzeczywistych pomiarów w stosunku do wartości teoretycznych wartość E_b/N_0 musi być większa o około 1 dB. Dla odbioru wysokiej jakości wystarczy osiągnięcie wartości stopy błędów $BER = 10^{-4}$.

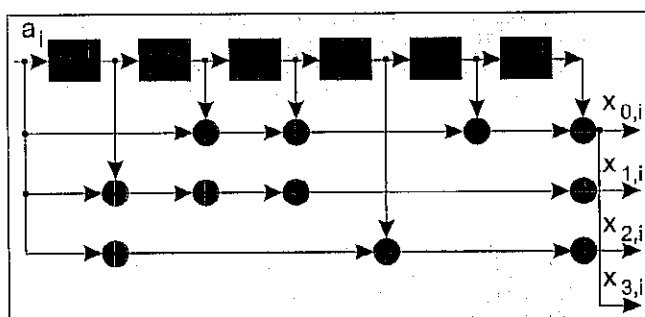
Kodowanie sygnału cyfrowego

Dla systemu T-DAB wybrano kod splotowy o długości wymuszonej $K = 7$. Kodowanie odbywa się według następującej reguły:

$$\begin{aligned} x_{0,i} &= a_i \oplus a_{i,2} \oplus a_{i,3} \oplus a_{i,5} \oplus a_{i,6}; \\ x_{1,i} &= a_i \oplus a_{i,1} \oplus a_{i,2} \oplus a_{i,3} \oplus a_{i,6}; \\ x_{2,i} &= a_i \oplus a_{i,1} \oplus a_{i,4} \oplus a_{i,6}; \\ x_{3,i} &= a_i \oplus a_{i,2} \oplus a_{i,3} \oplus a_{i,5} \oplus a_{i,6}; \end{aligned} \quad (48)$$

gdzie a_i jest i -tym bitem wejściowym, $x_{0,1,2,3,i}$ są i -tymi bitami wyjściowymi z wyjścia 0,1,2,3, dla $i = 0, 1, 2, \dots, l-5$.

Dla i nie należącego do przedziału $\{0, 1, 2, \dots, l-1\}$ a_i powinno być równe zero. Kodowanie to może być zrealizowane za pomocą układu podanego na rys.17. Kod ten jest poddany operacji selek-



■ Rys. 17. Schemat układu realizującego kodowanie splotowe w systemie DAB; Z^{-1} – elementy opóźniające o jeden takt

tywnego wymazywania bitów (*puncturing*) [2, 27] w celu zmniejszenia wypadkowej przepływności kanału. Wymazywanie polega na usuwaniu niektórych bitów z ciągu na wyjściu kodera splotowego według specjalnego algorytmu, z pozostawieniem wystarczających informacji służących do detekcji i korekcji błędów. Rozróżnia się 24 profile wymazywania, które umożliwiają uzyskanie różnej sprawności kodu (od 8/9 do 8/32). Zastosowanie wymazywania umożliwia stosowanie tego samego dekodera do kodu bez względu na jego sprawność, która jest zmienna i zale-

ży od przepływności wyjściowego sygnału cyfrowego. Możliwe jest stosowanie zarówno równomiernego, jak i nierównomiernego zabezpieczenia przed błędami UEP (*Unequal Error Protection*). Nierównomierne zabezpieczenie przed błędami UEP zapewnia lepsze zabezpieczenie tych fragmentów strumienia bitów, które są bardziej wrażliwe na zakłócenia. W systemie DAB polega ono na podziale strumienia bitów na cztery części, przyporządkowaniu każdej części grupy bitów, a następnie przeprowadzaniu wymazywania oddzielnie dla każdej części według innego profilu. W zależności od przepływności wyjściowego sygnału cyfrowego i poziomu protekcji (od 1 do 5) w systemie DAB

■ Tabela 2. Minimalne odległości Hamminga dla wybranych sprawności kodu splotowego.

Sprawność R	Odł. Hamminga d_H
1/3	19
1/4	14
1/5	10
2/7	7
3/8	6
4/9	4

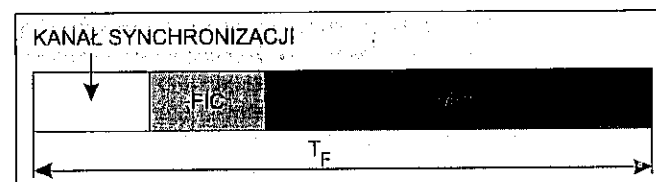
występują 64 różne rodzaje kodowania z nierównomiernym zabezpieczeniem przed błędami UEP. Średnia sprawność kodów wyjściowych wynosi od 0,34 dla poziomu protekcji 1 do 0,75 dla poziomu protekcji 5. Możliwe jest również kodowanie z równomiernym zabezpieczeniem przed błędami dla czterech poziomów protekcji (od 1 do 4) odpowiadających sprawnościom 1/4, 3/8, 1/2 i 3/4.

Kanał szybkiej informacji FIC jest kodowany z sprawnością około 1/3. Jest to uzyskane przez podział strumienia bitów na porcje składające się z dwóch części i stosowanie wymazywania w pierwszej części dla sprawności 1/3 i drugiej jak dla sprawności 8/23.

Minimalne odległości Hamminga kodu splotowego stosowanego w systemie DAB dla wybranych sprawności podano w tabeli 2.

Przeplot czasowy i częstotliwościowy

Na rys. 18 przedstawiono sygnał wyjściowy COFDM w czasie trwania jednej ramki. Na początku występują impulsy synchronizacji kanału. Następnie jest przesyłany kanał szybkiej informacji FIC oraz kanał główny służby MSC (*Main Service Channel*). W kanale FIC są przesyłane informacje dodatkowe (niedźwiękowe), które nie powinny podlegać opóźnieniu (np. informacja



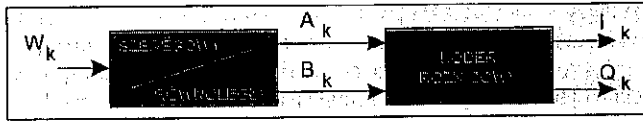
■ Rys. 18. Struktura ramki na wyjściu kodera COFDM; opis symboli w tekście

o zmianie konfiguracji multipleksu). Dlatego informacje w kanale FIC nie są poddane przeplotowi w czasie, a jedynie przeplotowi w częstotliwości. Kanał MSC jest poddany operacji przeplotu w czasie oraz przeplotu w częstotliwości.

W systemie DAB stosowany jest przeplot czasowy o głębokości 16 ramek logicznych (grupa bitów zawierających informację o podkanale o czasie trwania 24 ms – np., ramka na wyjściu kodera MUSICAM). Po przeplotcie czasowym i zmultipleksowaniu kanałów MSC i FIC następuje podział strumienia bitów na bloki odpowiadające liczbie nośnych OFDM. Dla każdego bloku jest przeprowadzany następnie przeplot częstotliwościowy przez przydział kolejnym symbolom, w znormalizowany sposób, oddalonych od siebie nośnych OFDM.

Modulacja DQPSK nośnych OFDM

W systemie DAB każda nośna OFDM jest modulowana sygnałem różnicowego czterowartościowego kluczowania fazy DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying). Zasadę



■ Rys. 19. Koder sygnałów DQPSK

DQPSK pokazano na rys. 19. Bity wejściowe przetwarzane są do postaci równoległej. Następnie ciągi 2-bitowe przetwarzane są według reguły:

$$\begin{aligned} I_k &= \overline{(A_k \oplus B_k)} (A_k \oplus I_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) (B_k \oplus Q_{k-1}) \\ Q_k &= \overline{(A_k \oplus B_k)} (B_k \oplus Q_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) (A_k \oplus I_{k-1}) \end{aligned} \quad (49)$$

Wyjściowe ciągi 2-bitowe reprezentują bity danych modulacji QPSK – I i Q. Przykład sposobu kodowania DQPSK podano

■ Tabela 3. Przykład kodowania dla modulacji DQPSK.

Ciąg informacyjny	A	B	1	0	0	0	0
Ciągi wyjściowe	A	B	1	0	0	0	0
Faza sygnału nadanego	$\pi/4$	$3\pi/4$	$5\pi/4$	$7\pi/4$	$7\pi/4$	$7\pi/4$	$5\pi/4$

w tabeli 3. Widmowa efektywność tej modulacji wynosi teoretycznie 2 bit/s/Hz. Po zastosowaniu kodowania splotowego osiąga ona wartość 1,6 bit/s/Hz.

* * *

Transmisja radiowa za pomocą COFDM jest bardzo atrakcyjnym sposobem przekazu informacji cyfrowej do odbiorców będących w ruchu, dzięki eliminacji wpływu zjawisk wielodrogowości i efektu Dopplera. Bardzo ważną cechą tego sposobu transmisji jest możliwość tworzenia sieci jednoczęstotliwościowych SFN. Nadajniki pracujące na tej samej częstotliwości zachowują się jak dodatkowe echa sygnału (odbicia wielokrotne) i o ile różnica czasu opóźnień sygnałów pochodzących od różnych nadajników nie przekracza odstępów ochronnych, sygnały te dodają się powodując w ten sposób efekt wzmocnienia. W przypadku odbioru sygnałów z kilku nadajników w sieci można otrzymać dodatkowe wzmocnienie, zwane zyskiem sieciowym, o wartości do kilkunastu decybeli. Należy podkreślić, że ten sposób transmisji zapewnia wysoką efektywność widmową i mocową. Jest to sposób bardzo „ekologiczny”, gdyż pozwala na stosowanie mniejszych mocy nadajników niż przy transmisji analogowej oraz zajmuje stosunkowo niewielką część coraz bardziej niewystarczającego widma elektromagnetycznego. Do wad COFDM należą niewątpliwie skomplikowane układy kodujące i dekodujące, zwiększające koszty urządzeń nadawczych i odbiorczych. W przypadku transmisji w sieci jednoczęstotliwościowej SFN pewnym utrudnieniem jest ponadto zapewnienie synchronizacji nadajników. Wydaje się jednak, że wady te w zupełności są rekompensowane przez zalety systemu.

Poza radiofonią DAB i telewizją cyfrową DVB, być może w przyszłości znajdzie się inne zastosowanie COFDM, np. w radiowych sieciach komputerowych czy systemach łączności ruchomej. Również w amerykańskim systemie HDTV *Grand Alliance* obecnie jest rozważana możliwość wprowadzenia COFDM. Skandynawskie konsorcjum HD-DIVINE opracowuje także odpowiednie założenia i przeprowadza konieczne testy. Wprowadzenie COFDM w cyfrowej telewizji amerykańskiej będzie jednak możliwe jedynie w przypadku zwiększenia osiągnięć systemu przy użyciu COFDM w stosunku do proponowanej tam modulacji jednej nośnej 8-VSB.

Autor pragnie przekazać podziękowania dla Pana Damiana Castelaina z CCETT oraz Pana Marka Maddocksa z BBC za konsultacje w trakcie pisania artykułu.

LITERATURA

- [1] Bem D. J.: *Radiofonia cyfrowa DAB* – cz. I i cz. II. SAT-Audio-Video nr 2, 1992 i nr 4, 1992
- [2] Cain J.B. and Clark G. C.: *Punctured convolution codes of rate n-1/n and simplified maximum likelihood decoding*. IEEE Transactions on Information Theory, styczeń 1979
- [3] Cassas E. F. and Leung C.: *OFDM for data communication over mobile radio FM channels – part 1: analysis and experimental results*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-39, No. 5, May 1991
- [4] Chang R. W.: *Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission*. Bell Sys. Tech. J., grudzień 1966
- [5] Chang R. W.: *Orthogonal Frequency Division Multiplex*. U. S. Patent 3488445, filed Nov. 14 1966, issued Jan. 6, 1970
- [6] Chang R. W. and Gibbey R. A.: *A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-16, sierpień 1968
- [7] Cimini L. J.: *Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-33, lipiec 1985
- [8] Doelz M. L., Heald E. T. and Martin D. L.: *Binary data transmission techniques for linear systems*. Proc. IRE, vol. 45, maj 1957
- [9] Draft revision of Report ITU-R BS. 1203 – *Digital sound broadcasting to vehicular, portable and fixed receivers using terrestrial transmitters in the UHF/VHF bands*. 3 maj 1994
- [10] Europejski Standard Telekomunikacyjny ETS 300401: *Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*. ETSI, luty 1995
- [11] ITU-R, Report 955 (Mod F), Annex IV *Link margins and service quality objectives*. Geneva 1990
- [12] Hirosaki B.: *An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-29, lipiec 1981
- [13] Hirosaki B., Hasegawa S., and Sabato A.: *Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed QAM system*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-34, czerwiec 1986
- [14] Hirosaki B.: *A maximum likelihood receiver for an orthogonally multiplexed QAM technique*. IEEE Int. Conf. Commun. Rec., vol 1, 1984
- [15] Jacks W. C.: *Microwave mobile communications*. Published by John Wiley, New York, 1974
- [16] Lassalle R. and Alard M.: *Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers*. EBU Review – Technical nr 224, sierpień 1987
- [17] Lee W. C. Y.: *Mobile communication engineering*. Published by McGraw-Hill, 1982
- [18] Le Floch B., Halberl-Lassalle R., and Castelain D.: *Digital sound broadcasting to mobile receivers*. IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 35, sierpień 1989
- [19] Maddocks M.C.M.: *An introduction to digital modulation and OFDM techniques*, BBC Research Department Report No 1993/10
- [20] Oppenheim A. V., Schafer R. W.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. WKŁ Warszawa 1979
- [21] Plenge G.: *DAB – A new sound broadcasting system. Status of the development – Routes to its introduction*. EBU Review – Technical nr 246, kwiecień 1991
- [22] *Proceedings of First International Symposium on Digital Audio Broadcasting, Montreaux, 8-9 June 1992*. EBU, Geneva 1992

- [23] Pommier D. and Wu Yi: *Interleaving or spectrum-spreading in digital radio intended for vehicles*. EBU Review – Technical nr 217, czerwiec 1986
- [24] Porter G. C.: *Error distribution and diversity performance of a frequency-differential PSK HF modem*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-16, sierpień 1968
- [25] Saltzberg B. R.: *Performance of an efficient data transmission system*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-19, grudzień 1967
- [26] Viterbi A. J.: *Convolutional codes and their performance in communication system*. IEEE Trans. Commun. Technol., vo. COM-19, październik 1971
- [27] Yasuda Y., Kashiki K, and Hirata Y.: *High rate punctured convolutional codes for soft decision decoding*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-32, marzec 1984
- [28] Weinstein S. B. and Ebert P. M.: *Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol COM-19, październik 1971
- [29] Więcek D.: *MUSICAM – kodowanie źródłowe sygnału DAB – część I i II*. Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 12/1994 i nr 1/1995
- [30] Zimmerman M. S. and Kirch A. L.: *The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio*. IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-15, kwiecień 1967

(Artykuł nadesłano do red. – wrzesień 1995)