

Model odbiornika DVB-T do analizy kompatybilności

Dariusz Więcek

Przedstawiono matematyczny model odbiornika naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T, opracowany do wyznaczania kryteriów kompatybilności międzysystemowej za pomocą symulacji komputerowych. Podano przykład zastosowania oraz wyznaczone za jego pomocą współczynniki ochronne, które porównano z wartościami zmierzonymi.

telewizja cyfrowa, DVB-T, kompatybilność, modelowanie odbiornika

Wprowadzenie

Zasadniczym problemem podczas wdrażania nowych systemów radiowych jest zagadnienie kompatybilności elektromagnetycznej z innymi systemami. Prace w tym zakresie rozpoczynają się w momencie ukończenia standaryzacji systemu i trwają często wiele lat (z powodu różnorodności systemów występujących w różnych krajach oraz czasochłonnych i kosztownych pomiarów). Wielokrotnie nowe systemy nie są wprowadzane w pasmach współużytkowanych z innymi pracującymi systemami radiowymi tylko dlatego, że nie są znane kryteria kompatybilności międzysystemowej, a ze względu na bezpieczeństwo nie można dopuścić do ewentualnych zakłóceń. Określenie zatem kryteriów kompatybilności jest niezwykle istotne, gdyż nie tylko nie dopuszcza do wzajemnych zakłóceń, ale również umożliwia efektywne wykorzystanie widma radiowego, na które zapotrzebowanie jest ogromne, podczas gdy jego zasoby pozostają niezmiennie. Jest to zadanie ważne dla każdego kraju. Wiele jest bowiem systemów narodowych, dla których wykorzystanie badań przeprowadzonych w innych krajach przy opracowywaniu kryteriów kompatybilności jest ograniczone.

Prace dotyczące kompatybilności systemu naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial*) są prowadzone od połowy lat 90. w krajach należących do CEPT, w Zespole Projektowym PT FM24, zajmującym się kompatybilnością DVB-T z innymi służbami radiodifuzyjnymi, a także w Zespole Projektowym PT SE27, pracującym nad zagadnieniem kompatybilności DVB-T z innymi niż radiodifuzyjne służbami. Do chwili obecnej nie ustalono wielu kryteriów kompatybilności międzysystemowej, zwłaszcza w odniesieniu do systemów nie występujących w Europie Zachodniej. W Polsce też występują systemy radiowe, głównie wojskowe, które nie mają wciąż określonych kryteriów kompatybilności, m.in. z powodu czasochłonnych i kosztownych badań, wymagających np. korzystania z testowych samolotów wojskowych.

Podstawowym kryterium kompatybilności międzysystemowej są tzw. współczynniki ochronne (*protection ratio*), precyzujące, jaki musi być zapewniony stosunek mocy sygnału użytecznego do zakłócającego, aby nie wystąpiły niedozwolone zakłócenia. Z reguły wyznacza się je na podstawie przeprowadzonych serii pomiarów, przeważnie w różnych laboratoriach na świecie, a następnie uzgadnia na forum międzynarodowym na posiedzeniach grup CEPT lub ITU. Kryteria kompatybilności mogą być również wyznaczane analityczne i metodą symulacji komputerowych, których opracowanie wymaga wprawdzie dużego nakładu pracy, ale za to są potem niedrogie w użytkowaniu.

W niniejszym artykule przedstawiono opracowany analitycznie model odbiornika systemu DVB-T, który służy do analizy kompatybilności przez symulacyjne wyznaczanie (z wykorzystaniem komputera) współczynników ochronnych systemu DVB-T zakłócanego przez inne systemy.

Modelowanie odbiornika DVB-T

Jakość transmisji

Głównym celem kompatybilności elektromagnetycznej jest zapewnienie odpowiedniej jakości sygnału użytecznego przy maksymalizowaniu poziomu sygnału zakłócającego. Zasadniczym kryterium oceny jakości transmisji w odbiorniku cyfrowym jest znajomość elementowej stopy błędów BER (*Bit Error Rate*). Umożliwia ona stwierdzenie, czy odbiór w danym momencie można uznać za prawidłowy, czy też nie. W przypadku sygnału DVB-T wartość BER, zapewniająca odpowiednią jakość transmisji, wynosi $2 \cdot 10^{-4}$ na wyjściu dekodera Viterbiego [4].

Kluczowym zagadnieniem modelowania odbiornika DVB-T jest więc wyznaczenie zależności elementowej stopy błędów BER na wyjściu dekodera Viterbiego w funkcji stosunku sygnału do szumu (C/N) i sygnału do zakłócenia (C/I) na wejściu tego dekodera w kanale z addytywnym białym szumem gaussowskim (AWGN – jako podstawowym w przypadku wyznaczania współczynników ochronnych) dla różnych trybów transmisji DVB-T (różnych modulacji nośnych i różnych sprawności kodu spłotowego). Znajomość tych funkcji umożliwia symulacje komputerowe elementowej stopy błędów w zależności od parametrów sygnału użytecznego DVB-T, parametrów szumowych toru transmisyjnego oraz poziomu sygnałów zakłócających.

Zależność C/N od E_b/N_o

W dalszej części artykułu zostanie określona elementowa stopa błędów BER w funkcji stosunku E_b/N_o (energii przypadającej na bit do gęstości szumu). Aby opisać związek między E_b/N_o a stosunkiem sygnału do szumu na wejściu demodulatora C/N , można wykorzystać następującą zależność, prawdziwą dla sygnałów z modulacją OFDM o różnym odstępnie ochronnym Δ , czasie trwania symbolu T_u i sprawności kodu R_c [14]:

$$C/N = \log_2 M \frac{E_b}{N_o} R_c \frac{1}{1 + \Delta/T_u}, \quad (1)$$

gdzie: M – liczba stanów modulatora (4 dla QPSK, 16 dla 16 QAM i 64 dla 64 QAM).

Na podstawie zależności (1) można jednoznacznie wyznaczyć C/N za pomocą znanej wartości E_b/N_o i na odwrót. Umożliwi to przejście od parametrów sygnałowych odbiornika (mocy sygnału użytecznego i mocy szumów) do wartości E_b/N_o i wyznaczenie dzięki temu wartości BER.

Kodowanie spłotowe w DVB-T

W systemie DVB-T dekodery Viterbiego dekodują kod spłotowy, w którym zastosowano wymazywanie bitów (*puncturing*). Długość wymuszona kodu wynosi 8. Wykorzystywana jest różna sprawność kodu, uzyskiwana za pomocą funkcji wymazywania, co umożliwia transmisję ze sprawnościami R_c : 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8. Podstawowym parametrem kodu spłotowego jest wolna odległość Hamminga d_{free} (*free distance*), określająca minimalną odległość kodów. Kod stosowany w DVB-T opiera się na generatorze matce (171, 133). Jeżeli w kodzie tym zastosuje się wymazywanie bitów, to zgodnie z [17] uzyskuje się wolne odległości d_{free} przedstawione w tablicy 1.

Znajomość d_{free} umożliwia łatwą ocenę jakości transmisji sygnału w przypadku braku dodatkowej demodulacji za pomocą klasycznych zależności, podanych np. w [11]. Jednakże, w systemie DVB-T sygnał cyfrowy jest poddany nie tylko kodowaniu, ale także i modulacji (QPSK, 16 QAM lub 64 QAM), która ma znaczny wpływ na wypadkową stopę błędów. System DVB-T wykorzystuje również transmisję na wielu nośnych jednocześnie (wariant 2k lub 8k), lecz nie wpływa to na jakość transmisji w kanale z addytywnym szumem gaussowskim. Elementowa stopa błędów systemów o wielu nośnych jest bowiem taka sama, jak elementowa stopa błędów systemu jednej nośnej o takim samym kodzie i takim samym sposobie modulacji, a zatem liczba nośnych nie ma znaczenia.

Tabl. 1. Kod spłotowy

Sprawność kodu R_c	Wolna odległość d_{free}	Współczynnik $\beta_{d=d_{free}}$
1/2	10	36
2/3	6	1,5
3/4	5	14
5/6	4	18,4
7/8	3	1,3

W związku z tym należy uwzględnić wpływ modulacji nośnych oraz kodu na wypadkową elementową stopę błędów BER. Ponadto będzie ona też zależeć od sposobu detekcji: twardego (*hard decision decoding*) lub miękkiego (*soft decision decoding*). W dalszej części artykułu zaprezentowano analizę BER dla obu tych sposobów dekodowania.

Dekodowanie twardego

Podczas wykonywania detekcji twardego w algorytmie Viterbiego, jeśli d jest nieparzyste, wybranie poprawnej ścieżki decyzyjnej występuje, jeśli liczba błędów w odebranej sekwencji jest mniejsza niż $(d+1)/2$. W efekcie prawdopodobieństwo selekcji złej ścieżki jest następujące [11]:

$$P_2(d) = \sum_{k=(d+1)/2}^d \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k}, \quad (2)$$

gdzie: p – prawdopodobieństwo błędu w binarnym kanale symetrycznym, zależne od rodzaju zastosowanej modulacji.

W przypadku gdy d jest parzyste, zła ścieżka jest wybierana wtedy, gdy liczba błędów w sekwencji przekracza $d/2$. W konsekwencji prawdopodobieństwo wyboru złej ścieżki jest następujące [11]:

$$P_2(d) = \sum_{k=d/2+1}^d \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k} + \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} p^{d/2} (1-p)^{d/2}. \quad (3)$$

Elementowa stopa błędów będzie zależeć od prawdopodobieństwa selekcji złej ścieżki $P_2(d)$. Można ją oszacować przez określenie kresu górnego elementowej stopy błędów jako sumy prawdopodobieństw dla różnych możliwych ścieżek [11]:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_2(d), \quad (4)$$

gdzie: β_d – współczynniki pochodnej funkcji przenoszenia kodu $T(D, N)$ dla $N = 1$.

Współczynniki te na ogół są podane dla większości wykorzystywanych kodów w formie tabelarycznej. Dla kodu zastosowanego w DVB-T (171, 133) można je znaleźć, np. w [17]. Wystarczającym przybliżeniem jest obliczenie wartości P_b dla $\beta_{d=d_{free}}$, którego wartości dla kodu (171, 133) przedstawiono w tablicy 1.

Dekodowanie miękkoodecyzyjne

Dekodowanie miękkoodecyzyjne jest optymalnym algorytmem dekodowania kodów spłotowych w kanałach bez pamięci, dlatego wykorzystuje się je we wszystkich odbiornikach DVB-T. Jest ono zalecane w normie systemowej. We wszelkich dalszych algorytmach obliczeniowych będą wykorzystywane więc zależności dla tego typu detekcji.

W przypadku kanału z szumem białym gaussowskim (AWGN) symbolowe prawdopodobieństwo błędu P_M jest oszacowane od góry jako [11]:

$$P_M < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_2(d), \quad (5)$$

gdzie: $P_2(d)$ – prawdopodobieństwo wyboru złej ścieżki,
 β_d – współczynniki pochodnej funkcji przenoszenia kodu $T(D, N)$ dla $N = 1$
 (ich wartości można odczytać z odpowiednich tabel).

Bitowa stopa błędu P_b może być wyznaczona na podstawie wartości P_M dzięki zastosowaniu odpowiedniego współczynnika konwersji.

W przypadku dekodowania miękkoodecyzyjnego prawdopodobieństwo selekcji złej ścieżki $P_2(d)$ jest obliczane następująco [11]:

$$P_2(d) = \frac{1}{2^{2d-1}} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{2} R_c d\right) \sum_{i=0}^{d-1} K_i \left(\frac{\gamma_b}{2} R_c d\right)^i, \quad (6)$$

gdzie:

$$K_i = \frac{1}{i!} \sum_{l=0}^{d-1-i} \binom{2d-1}{l}, \quad (7)$$

przy czym: γ_b – stosunek energii bitu do szumu (E_b/N_o),
 R_c – sprawność kodu.

Można również wykorzystać wartości przybliżone prawdopodobieństwa selekcji złej ścieżki podawane w literaturze, np. [7]:

$$P_2(d) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{d E_s / N_o}, \quad (8)$$

gdzie: E_s/N_o – stosunek energii symbolu do szumu, równy $k E_b/N_o$ (gdzie k jest liczbą bitów przesyłanych w jednym symbolu).

W przypadku modulacji PSK prawdopodobieństwo bitowej stopy błędu P_b można też wyznaczyć z zależności przybliżonej [11]:

$$P_b \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{R_c d_{\min} E_b}{N_o}}. \quad (9)$$

Opisane prawdopodobieństwa selekcji złej ścieżki są określane w warunkach kanału Gaussa – kanału z addytywnym szumem gaussowskim. W przypadku transmisji w kanale z zanikami bez fali bezpośredniej (kanał Rayleigha) $P_2(d)$ będzie można wyznaczyć za pomocą wartości przybliżonej [11]:

$$P_2(d) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + E_s/N_o} \right)^d. \quad (10)$$

Prawdopodobieństwo błędu dla różnych typów modulacji nośnych

Jak wcześniej wspomniano, za pomocą wzoru (4) można określić elementową stopę błędów w przypadku dekodowania twardego. We wzorze tym występuje prawdopodobieństwo błędu w binarnym kanale symetrycznym p , którego wartość będzie zależeć od typu modulacji nośnych wykorzystywanych w systemie DVB-T. Odnosi się ono do sygnałów niekodowanych. W normie dotyczącej tego systemu [4] zezwolono na modulację nośnych za pomocą: QPSK, 16 QAM i 64 QAM. Poszczególne prawdopodobieństwa błędów dla tych rodzajów modulacji są następujące [11]:

- dla QPSK:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right), \quad (11)$$

- dla 16 QAM:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{5N_o}} \right), \quad (12)$$

- dla 64 QAM:

$$P_b = \frac{1}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{7N_o}} \right). \quad (13)$$

Funkcję $\operatorname{erfc}(x)$ dla $x \gg 1$ do celów praktycznych można przybliżyć za pomocą wzoru:

$$\operatorname{erfc}(x) \cong \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi x}}. \quad (14)$$

Do symulacji można również wykorzystać gotową funkcję erfc zaimplementowaną w pakiecie MS Office.

Uwzględniając powyższe zależności oraz korzystając z przybliżonej wartości stopy błędów podanej we wzorze (4), można wyznaczyć elementową stopę błędów dla sygnałów kodowanych splotowo i jednocześnie modulowanych za pomocą QPSK, dekodowanych miękkoodecyzyjnie, czyli w warunkach, w jakich będą pracować odbiorniki DVB-T.

Elementowa stopa błędów dla sygnału modulowanego QPSK jest następująca [11]:

$$P_b \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{R_c d_{\min} E_b}{N_o}} \right). \quad (15)$$

Korzystając z zależności (15) oraz porównując zależność (15) z zależnością (11) dla systemu QPSK bez kodowania splotowego można w analogiczny sposób określić zależność dla pozostałych rodzajów

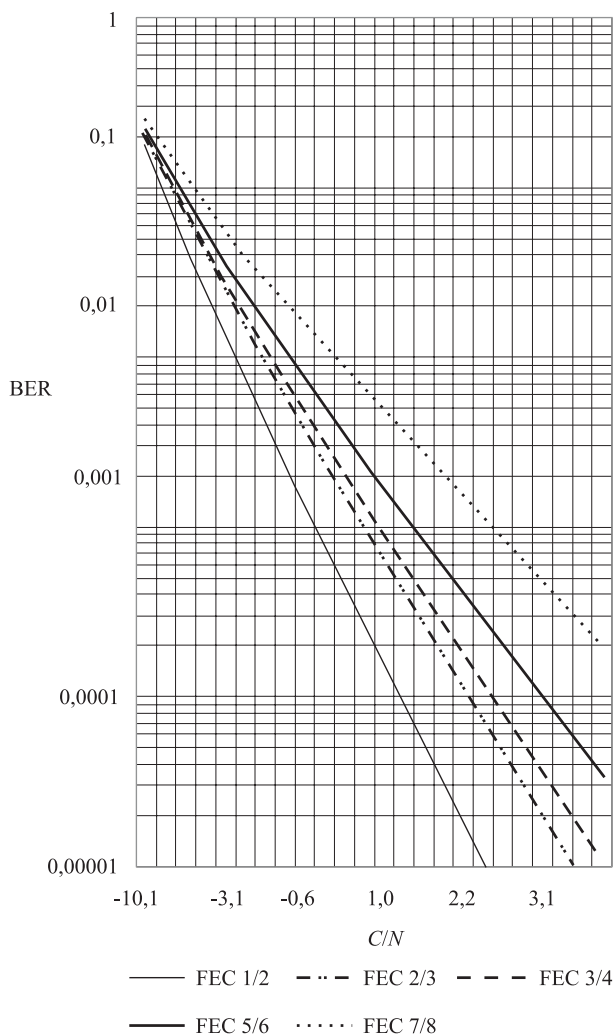
modulacji. Proponuje się przyjęcie następujących zależności przybliżonych dotyczących elementowej stopy błędów:

- dla sygnału 16 QAM:

$$P_b \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2R_c d_{\min} E_b}{5N_o}} \right), \quad (16)$$

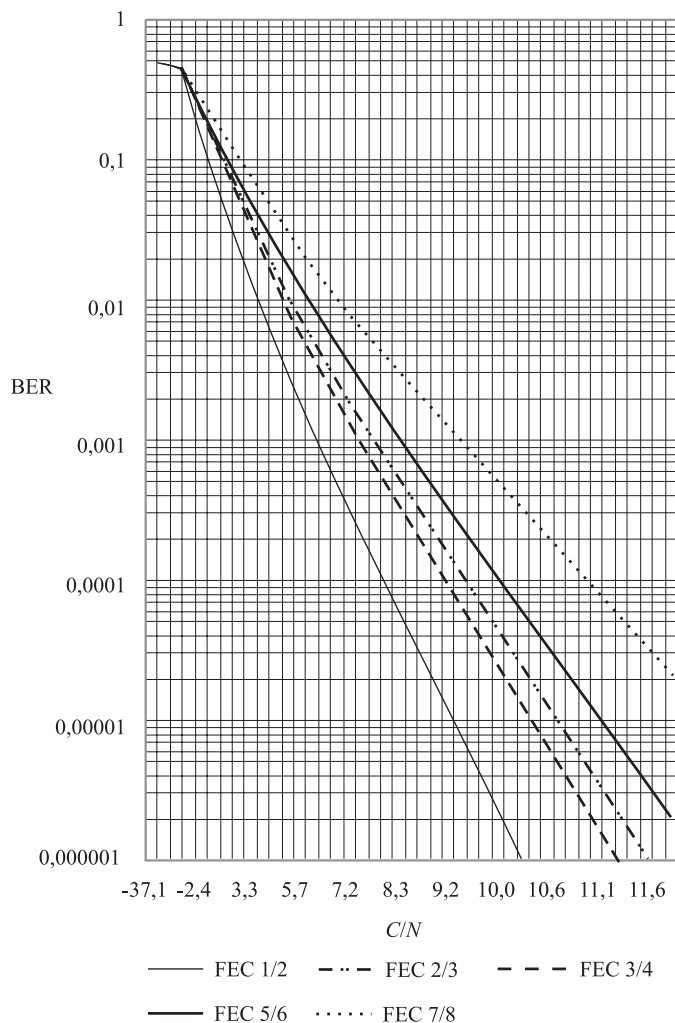
- dla sygnału 64 QAM:

$$P_b \cong \frac{1}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{R_c d_{\min} E_b}{7N_o}} \right). \quad (17)$$



Rys. 1. Zależność BER od C/N wyznaczona na podstawie wzorów symulacyjnych dla DVB-T z modulacją QPSK dla różnych sprawności kodu

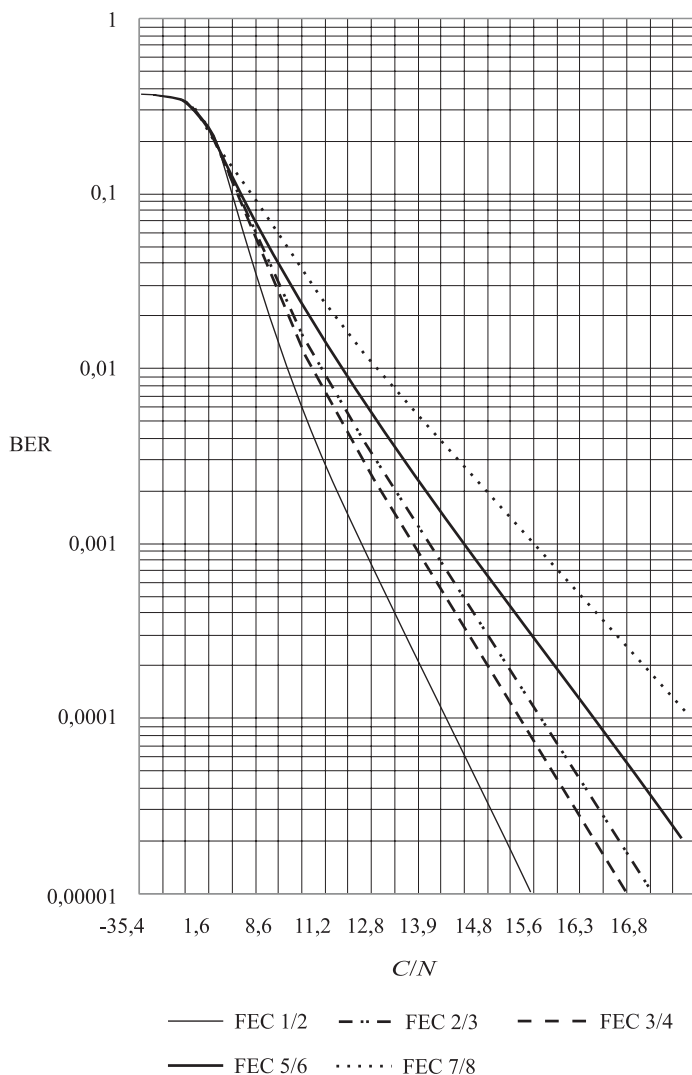
Wzory (15), (16) i (17) zostaną wykorzystane w symulacjach komputerowych, umożliwiając określenie elementowej stopy błędów w warunkach bez zakłóceń oraz w czasie zakłóceń od innych systemów radiowych.



Rys. 2. Zależność BER od C/N wyznaczona na podstawie wzorów symulacyjnych dla DVB-T z modulacją 16 QAM dla różnych sprawności kodu

Charakterystyki BER otrzymane za pomocą wzorów (15), (16) i (17) pokazano na: rys. 1 (dla QPSK), rys. 2 (dla 16 QAM) i rys. 3 (dla 64 QAM). Ich zgodność z charakterystykami wyznaczonymi pomiarowo jest duża i pozwala na wykorzystanie wyprowadzonych zależności w dalszych analizach.

Wyznaczone na podstawie wzorów zależności zostały porównane z wartościami zmierzonymi i podanymi w artykule [1]. Na tej podstawie stwierdzono, że są one zbliżone w sposób wystarczający do przeprowadzania analizy kompatybilności.



Rys. 3. Zależność BER od C/N wyznaczona na podstawie wzorów symulacyjnych dla DVB-T z modulacją 64 QAM dla różnych sprawności kodu

Wyznaczanie współczynników ochronnych

Założenia metody

Do określenia warunków kompatybilności międzysystemowej jest niezbędne wyznaczenie współczynników ochronnych, czyli podanie minimalnego stosunku mocy sygnału użytecznego do zakłócającego, który zapewni poprawną pracę odbiornika. Wyznaczanie współczynników ochronnych można przeprowadzić eksperymentalnie lub analitycznie. Metody eksperymentalne wymagają znacznych nakładów finansowych, ponieważ są to pomiary subiektywne, należy wykonywać je na grupie osób [8] lub prze-

prowadzać serię pomiarów na różnych odbiornikach, w ściśle ustalonych warunkach, uwzględniających np. specyfikę masek widma sygnałów użytecznych i zakłócających. W przypadku metod analitycznych jest możliwe wykorzystanie teoretycznych masek widma sygnału i zależności teoretycznych modelujących dany odbiornik.

W celu analitycznego wyznaczenia współczynników ochronnych proponuje się wyznaczenie widmowej gęstości mocy sygnałów zakłócających oraz przyjmowanie wpływu sygnałów jako wzrostu mocy szumów na wejściu odbiornika.

Opierając się na krzywej określającej zależność BER od C/N dla odbiornika DVB-T oraz na minimalnych wartościach C/N zapewnionych na wejściu odbiornika DVB-T, można wyznaczyć poziom dodatkowego szumu, powodującego przekroczenie dopuszczalnej wartości BER. Analizę tego typu należy przeprowadzić równoległe dla wszystkich nośnych sygnału OFDM transmitowanego w całym kanale, a wypadkową stopę błędów BER obliczyć jako średnią arytmetyczną BER wyznaczonego dla poszczególnych nośnych.

Przyjmując, że wpływ sygnału zakłócającego będzie analogiczny do wpływu szumu o identycznym widmie, można potraktować sygnały zakłócające jako szum addytywny z szumem własnym odbiornika DVB-T.

Charakterystyka widmowa sygnałów zakłócających dla wybranych systemów radiokomunikacyjnych pracujących w Polsce (systemy IS-95, RSBN, IFF) jest zbliżona do widma szumu. Można zatem potraktować te sygnały jako dodatkowy szum wnoszony do sygnału DVB-T. Wymagać to będzie jednak odrębnej analizy.

Weryfikacja metody

W celu sprawdzenia poprawności zaproponowanej metody wykonano obliczenia dla różnych wariantów systemu DVB-T zakłócanego przez sygnał DVB-T. Najpierw wyznaczono stosunek sygnału do szumu na wejściu odbiornika, korzystając z danych zawartych w normie ETSI [4].

W tabelicy 2 podano wartości poziomów E_b/N_o wg [4]. Natomiast w tabelicy 3 przedstawiono minimalne wymagane wartości stosunku sygnału do szumu na wejściu dekodera Viterbiego, zaczerpnięte z normy ETSI (poziomy C/N) [4] i przeliczone na odpowiednie wartości E_b/N_o .

Odbiornik DVB-T powinien mieć zagwarantowany taki stosunek sygnału do szumu, jak w tabl. 2 i 3.

Minimalne wartości określone w normie [4] zapewniają wartość BER, która w rzeczywistych warunkach pracy odbiornika umożliwi poprawną jego pracę, mimo wprowadzania dodatkowych zakłóceń, które nie wpływają na zauważalne pogorszenie jakości odbioru. Poziom dopuszczalnych zakłóceń będzie zależeć od sumarycznej elementowej stopy błędu BER, wynoszącej $2 \cdot 10^{-4}$.

Wprowadzając zakłócenie jako dodatkowy szum do odbiornika, można wyznaczyć sumaryczną elementową stopę błędów dla zakłóceń na poszczególnych nośnych OFDM jako średnią arytmetyczną elementowych stop błędów na poszczególnych nośnych (BER_i):

$$BER = \sum_i \frac{BER_i}{i}, \quad (18)$$

gdzie: i – numer nośnej,
 BER_i – BER dla nośnej i .

Wyznaczając stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy dodatkowego szumu wprowadzanego do kanału, otrzymuje się wartości współczynników ochronnych.

Tabl. 2. Zależność E_b/N_o na wejściu odbiornika DVB-T dla różnych kodów dla modulacji

Wariant systemu DVB-T	Sprawność kodu R_c	C/N (kanał Gaussa) [dB]	E_b/N_o na wejściu odbiornika (wartości bezwzględne)	E_b/N_o [dB]
A1	1/2	3,1	2,106	3,23
A2	2/3	4,9	2,393	3,79
A3	3/4	5,9	2,695	4,31
A5	5/6	6,9	2,84	4,53
A7	7/8	7,7	3,018	4,80
B1	1/2	8,8	3,915	5,93
B2	2/3	11,1	4,983	6,97
B3	3/4	12,5	6,12	7,87
B5	5/6	13,5	6,93	8,41
B7	7/8	13,9	7,24	8,60
C1	1/2	14,4	9,5	9,78
C2	2/3	16,5	11,5	10,6
C3	3/4	18	14,5	11,6
C5	5/6	19,3	17,6	12,46
C7	7/8	20,1	20,1	13,03

W tablicy 4 podano wyznaczone współczynniki ochronne dla systemu DVB-T zakłócanego sygnałem DVB-T o takiej samej (8 MHz) szerokości pasma. Otrzymane wyniki porównano z wartościami zmierzonymi, wskazanymi w zaleceniu ITU-R BT.1368 [9].

Jak widać z tego zestawienia (tabl. 4), uzyskane wartości symulacyjne są zbliżone z wartościami podanymi w zaleceniu ITU-R [9]. Należy podkreślić, że na forum ITU-R są uzgadniane wartości, będące wynikiem serii pomiarów przeprowadzonych w różnych krajach, na różnym sprzęcie pomiarowym, z uwzględnieniem analizy różnych odbiorników. Wartości przedstawione w zaleceniu stanowią zatem swego rodzaju przybliżenie i uśrednienie dokładnych wartości pomiarowych. Ponieważ różnice między symulacjami a wartościami zawartymi w zaleceniu ITU-R [9] są minimalne, można uznać zaproponowany model odbiornika za wystarczająco dokładny do analizy kompatybilności międzysystemowej.

Można też wyznaczyć analogiczne wartości współczynników ochronnych od innych systemów czy nawet od dowolnych sygnałów zakłócających o znanym widmie. Korzystając z analizy komputerowej, można wykreślić zależność współczynnika ochronnego od odstrojenia wzajemnego sygnałów zakłócających (offsetu), poprzez analizę wzajemnych dopuszczalnych mocy sygnałów zakłócającego i użytecznego. W celu przeprowadzenia analizy w zależności od offsetu można użyć maski widma sygnału DVB-T, opisanej w normie ETSI [4]. Wyniki tego typu analiz dla DVB-T i kompatybilności z innymi systemami radiowymi zaprezentowano w pracach [6, 10].

Tabl. 3. Elementowa stopa błędów dla poziomów E_b/N_o odpowiadających minimalnym wartościom podanym w normie dotyczącej systemu DVB-T [4], dla różnych kodów i wariantów systemu

Wariant systemu DVB-T	Sprawność kodu R_c	E_b/N_o [dB]	BER
A1	1/2	3,23	$2,23 \cdot 10^{-6}$
A2	2/3	3,79	$6,06 \cdot 10^{-6}$
A3	3/4	4,31	$3,46 \cdot 10^{-6}$
A5	5/6	4,53	$6,77 \cdot 10^{-6}$
A7	7/8	4,80	$3,44 \cdot 10^{-5}$
B1	1/2	5,93	$3,79 \cdot 10^{-5}$
B2	2/3	6,97	$3,28 \cdot 10^{-5}$
B3	3/4	7,87	$9,14 \cdot 10^{-6}$
B5	5/6	8,41	$8,59 \cdot 10^{-6}$
B7	7/8	8,60	$4,82 \cdot 10^{-5}$
C1	1/2	9,78	$7,66 \cdot 10^{-5}$
C2	2/3	10,6	$9,62 \cdot 10^{-5}$
C3	3/4	11,6	$2,7 \cdot 10^{-5}$
C5	5/6	12,46	$6,03 \cdot 10^{-6}$
C7	7/8	13,03	$3,44 \cdot 10^{-5}$

Tabl. 4. Porównanie współczynników obliczonych i zmierzonych

Modulacja	Kod	Współczynnik zmierzony	Współczynnik obliczony
QPSK	1/2	5	4,91
QPSK	2/3	7	6,56
16 QAM	2/3	13	12,63
64 QAM	2/3	19	19,96

W dalszej analizie kompatybilności międzysystemowej jest niezbędne ustalenie wartości natężenia pola sygnału użytecznego, która zapewnia poprawną pracę odbiornika. Do tego jest konieczna znajomość parametrów toru radiowego: zysku anteny lub współczynnika antenowego, tłumienia doprowadzeń i czułości odbiornika. Na podstawie tych danych można określić, jakie powinno być natężenie pola, które umożliwi poprawną pracę odbiornika DVB-T. Czułość odbiornika można określić za pomocą wartości minimalnej mocy na wejściu odbiornika lub wyznaczyć ją na podstawie współczynnika

szumów odbiornika i wymaganego stosunku sygnału do szumu na wejściu demodulatora, sprecyzowanych w międzynarodowych normach dotyczących standardu DVB-T. Można również wykorzystać wartości natężenia pola przyjęte przez forum międzynarodowe na konferencji w Chester [5]. Wystarczy wówczas tylko określić dopuszczalny poziom sygnału zakłócającego na podstawie wskazanych tam wartości sygnału użytecznego i wyznaczonych współczynników ochronnych.

Wnioski

Opracowany model odbiornika DVB-T do analizy kompatybilności został wykorzystany do wyznaczania współczynników ochronnych, które zweryfikowano z wartościami zmierzonymi sygnałów o podobnym charakterze (DVB-T, T-DAB). Uzyskane wyniki potwierdzają poprawność modelowania. Komputerowa implementacja opisanej metody umożliwia szybką i efektywną ocenę kompatybilności międzysystemowej. Metoda ta może być wykorzystana nie tylko w Polsce, ale i w innych krajach, wszędzie tam, gdzie ze względów finansowych nie można wykonać odpowiednich pomiarów. Trzeba pamiętać, że przeprowadzenie serii pomiarów zakłóceń pochodzących od nadajników zlokalizowanych i zintegrowanych z samolotami wojskowymi wiązałoby się z ogromnymi kosztami. Potwierdzenie możliwości zastosowania omówionej metody, skutecznie stosowanej w przypadku systemów radiodifuzji cyfrowej (DVB-T, T-DAB), do analizy kompatybilności DVB-T z sygnałami wojskowymi będzie wymagać weryfikacji pomiarowej i analitycznej. Wykorzystanie metody symulacyjnej umożliwiłoby ogromną redukcję kosztów i uzyskanie wystarczająco poprawnych wyników potrzebnych zarówno do prac krajowych, jak i do koordynacji międzynarodowej.

Bibliografia

- [1] Armada A. G., Bardon B., Calvo M.: *Parameter optimization and simulated performance of a DVB-T Digital Television Broadcasting System*. IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 44, no. 1, 1998
- [2] Bossert M.: *Channel Coding for Telecommunications*. Wiley, 1999
- [3] Cain J. B., Clark G. C., Geist J. M.: *Punctured convolutional codes of rate $(n-1)/n$ and simplified maximum likelihood decoding*. IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-25, no. 1, 1979
- [4] ETSI, ETS 300 744: *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T)*. 1997
- [5] European Conference of Postal and Telecommunications Administrations: *The Chester 1997 Multilateral Coordination Agreement relating to Technical Criteria, Coordination Principles and Procedures for the introduction of Terrestrial Digital Video Broadcasting (DVB-T)*. Chester, 1997
- [6] *Gospodarka widmem częstotliwości radiowych – rozwój nowych systemów radiokomunikacyjnych, modele, metody analiz i badań kompatybilności przy współużytkowaniu widma*. Wrocław, Instytut Łączności, 2001
- [7] Hagenauer J.: *Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications*. IEEE Transactions on Communications, vol. 36, no. 4, 1988
- [8] ITU-R, Rec. BT.500-11: *Methodology for the subjective assessment of the quality of television pictures*. 2002
- [9] ITU-R, Rec. BT.1368: *Planning criteria for digital terrestrial television services in the VHF/UHF bands*. 2002

- [10] *Kompatybilność elektromagnetyczna telewizji cyfrowej DVB-T – metody badania*. Wrocław, Instytut Łączności, 2000
- [11] Proakis J.: *Digital Communications*. Mc-Grew Hill, 1996
- [12] *Radio Regulations*. Geneva, ITU-R, 2001
- [13] Rozporządzenie Rady Ministrów z dnia 16 stycznia 2003 r. w sprawie Krajowej Tablicy Przeznaczeń Częstotliwości. Dz. U., 2003, nr 22, poz. 187
- [14] Sostawa B., Speidel J.: *Investigations on bit error performance for video over DAB*. IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 44, no. 4, 1998
- [15] Viterbi A. J.: *Convolutional codes and their performance in communication system*. IEEE Transactions on Communications Technology, vol. COM-19, no. 5, 1971
- [16] Wilson S. G.: *Digital Modulation and Coding*. New Jersey, Prentice Hall, 1996
- [17] Yasuda Y., Kashiki K., Hirata Y.: *High-rate punctured convolutional codes for soft decision Viterbi decoding*. IEEE Transactions on Communications, vol. COM-32, no. 3, 1984

Dariusz Więcek



Mgr inż. Dariusz Więcek (1967) – absolwent Wydziału Elektroniki Politechniki Wrocławskiej (1992); pracownik naukowy Instytutu Łączności we Wrocławiu (od 1993), współpracujący z CEPT i ITU; doktorant na Politechnice Wrocławskiej (od 1998); zainteresowania naukowe: nowoczesne systemy radiowe i telewizyjne, kompatybilność systemów, zagadnienia planowania sieci radiowych.
e-mail: d.wiecek@il.wroc.pl