

PROBLEMY WIELODROGOWOŚCI SYGNAŁU RADIOWEGO W SYSTEMACH MOBILNYCH

W referacie zaprezentowano krótką charakterystykę zjawiska wielodrogowości sygnału radiowego. Dokonana została analiza przyczyn powstawania wielodrogowości oraz jej skutków. Przedstawiono stosowane w praktyce metody ich eliminowania.

RADIO SIGNAL MULTIPATCH PROBLEMS IN MOBILE SYSTEMS

The paper contains short characteristic of radio signal multipatch phenomenon. There is an analysis of multipatch forming reasons and its effects. Elimination methods of multipatch effects have been presented.

1 WSTĘP

Od pewnego czasu obserwujemy gwałtowny rozwój systemów, których funkcjonalność opiera się na wykorzystywaniu fal radiowych. Szerokie spektrum systemów rozpościera się od urządzeń powszechnego użytku jak np. telefonia komórkowa, czy radiofonia i telewizja poprzez wszelkiego rodzaju systemy sterowania po wysoce specjalizowane urządzenia radionawigacyjne i radiolokacyjne. Działanie wszystkich systemów, od najprostszych po najbardziej wyrafinowane, podlega bezkompromisowym regułom wyznaczanym przez fizykę. Czynnikiem ograniczającym zasięg łączności radiowej jest wiele. Zależą one przede wszystkim od zakresu częstotliwości w jakim pracujemy (fale długie, średnie, krótkie, UKF, mikrofałe), od rodzaju systemu radiowego (naziemny, satelitarny) oraz od stopnia jego mobilności (mobilny, stacjonarny). W niniejszej pracy chciałbym zawęzić zakres rozważań do problemów występujących w mobilnych systemach naziemnych pracujących w zakresie fal ultrakrótkich i mikrofal. W tego typu systemach swobodną propagację fal radiowych utrudniają czynniki takie jak: tłumienie przeszkód terenowych oraz odbicia, ugięcia czy rozpraszanie prowadzące do zjawiska wielodrogowości.

Na wstępie można by się zastanowić jak optymistycznie wyglądałby zasięg radiowy systemów mobilnych gdyby nie wyżej wymienione czynniki. Gdyby w obszarze działania systemu nie było żadnych przeszkód to jedynym czynnikiem ograniczającym zasięg byłoby, przy założeniu bezstratności powietrza, tzw. tłumienie propagacyjne, które powoduje, że moc sygnału jest odwrotnie proporcjonalna do kwadratu odległości. Założenie bezstratności powietrza można przyjąć dla częstotliwości poniżej 2GHz dla których tłumienie wynikające ze strat w ośrodku nie przekracza 0.01dB/km. Wraz ze wzrostem częstotliwości straty w powietrzu rosną. Na częstotliwości 25GHz występuje

tłumienie związane z absorpcją molekularną cząsteczek wody w atmosferze (0.2dB/km), a na częstotliwości 60GHz z absorpcją cząsteczek tlenu (tłumienie 20dB/km) [1].

Załóżmy, że nadajnik o mocy P_T pracujący na częstotliwości f podłączyliśmy (dla uproszczenia bezstratnym kablem) do anteny o zysku G_T , a odbiornik znajdujący się w odległości d od nadajnika do anteny o zysku G_R . Propagacja sygnału odbywa się w swobodnej przestrzeni, a ośrodek jest bezstratny. W takiej sytuacji odbiornik odbierze sygnał o mocy P_R określonej wzorem:

$$P_R(d) = P_T \frac{G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi \cdot d)^2} \quad (1)$$

gdzie długość fali λ wynosi:

$$\lambda \cong \frac{300}{f[\text{MHz}]} [m] \quad (2)$$

W przypadku, gdy moce wyrazimy w jednostkach dBm, a zyski anten w dBi wzór (1) przybierze postać:

$$p_R(d) = p_T + G_T + G_R + 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) - 20 \log(d) \quad (3)$$

Z powyższego wynika, że system radiokomunikacyjny pracujący w paśmie 870MHz ($\lambda=0.34m$) posiadający nadajnik o mocy 0.5W (27dBm) i odbiornik o czułości – 100dBm oraz wyposażony w anteny o zysku 5dBi w swobodnej i bezstratnej przestrzeni miałby zasięg ok. 200km! Niestety, takie warunki propagacji są niemożliwe do uzyskania dla lądowych systemów mobilnych. Muszą one pracować w warunkach, w których fala propaguje przy powierzchni Ziemi napotykając na przeszkody terenowe, co sprawia, że analiza zasięgu staje się o wiele bardziej skomplikowana.

2 PRZYCZYNY POWSTAWANIA WIELODROGOWOŚCI

Wielodrogowość jest powszechnie występującym w systemach radiołomunikacji lądowej zjawiskiem prowadzącym do niemonotonicznego rozkładu natężenia pola elektromagnetycznego wzdłuż drogi propagacji. Dzieje się tak, ponieważ sygnały pochodzące od różnych odbić docierają do odbiornika z różnymi fazami, które zależą od konfiguracji przestrzennej systemu. Na zjawisko wielodrogowości największy wpływ mają odbicia, lecz nie bez znaczenia pozostają również dyfrakcja oraz rozpraszanie.

Zjawisko odbicia fali elektromagnetycznej występuje na granicy dwóch ośrodków określanych przez parametry μ , ϵ , σ . W praktyce prawie zawsze mamy do czynienia z sytuacją, w której fala pada ukośnie na obiekt ją odbijający. W takiej sytuacji fala padająca może mieć różną polaryzację w stosunku do płaszczyzny padania co wpływa na wartość współczynnika odbicia. Z uwagi na to, że falę o dowolnej polaryzacji możemy przedstawić jako superpozycję fal o polaryzacjach równoległej (wektor pola E leży w płaszczyźnie padania) i prostopadłej (wektor pola E jest prostopadły do płaszczyzny padania) ograniczę się do analizy tych dwóch przypadków.

Większość systemów radiokomunikacji ruchomej wykorzystuje fale o polaryzacji pionowej. Fale te doznają odbicia a płaszczyzn pionowych (ściany) i poziomych (podłoga, sufit, powierzchnia Ziemi). W przypadku odbicia tak spolaryzowanej fali od płaszczyzny poziomej współczynnik odbicia określany jest zależnością [1]:

$$R_V = \frac{\epsilon'_r \cdot \sin \gamma - \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \gamma}}{\epsilon'_r \cdot \sin \gamma + \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \gamma}} \quad (3)$$

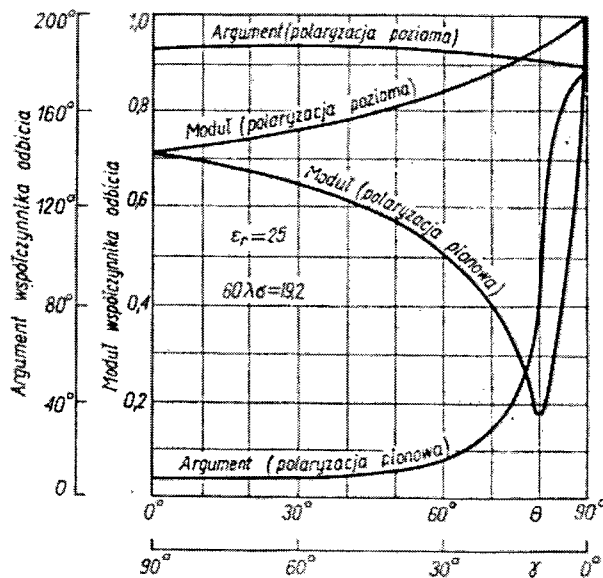
W przypadku fali spolaryzowanej poziomo:

$$R_H = \frac{\sin \gamma - \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \gamma}}{\sin \gamma + \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \gamma}} \quad (4)$$

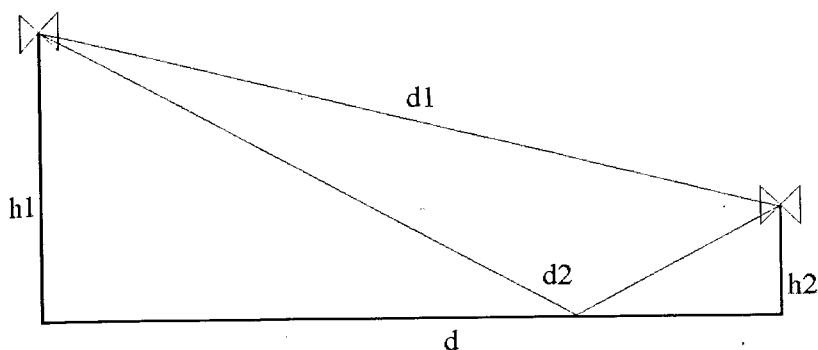
gdzie γ jest dopełnieniem kąta padania do 90° , a

$$\epsilon'_r = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon_0} = \epsilon_r - j60 \cdot \lambda_0 \cdot \sigma \quad (5)$$

ϵ_r , σ - względna przenikalność elektryczna oraz konduktywność ośrodka odbijającego.



Rys. 1 Przykładowa zależność współczynnika odbicia od kąta padania (źródło: [1])



Rys. 2 Odbicie fali od płaszczyzny poziomej

Powyższy rysunek przedstawia sytuację, w której fala odbija się od płaszczyzny poziomej. Ponieważ $h_1, h_2 \ll d$ kąt γ jest bliski 0 a $d_1 \approx d_2 \approx d$ możemy przyjąć, że współczynnik odbicia $R_V = -1$. W takim przypadku moc sygnału odbieranego określa poniższy wzór:

$$P_R(d) = P_T \frac{G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi \cdot d)^2} |1 - e^{j\Delta\phi}|^2 \quad (6)$$

Przy założeniu, że $h_1, h_2 \ll d$ dopuszczalne jest przybliżenie:

$$\Delta d = d_2 - d_1 \approx \frac{2h_1 \cdot h_2}{d} \quad (7)$$

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta d \quad (8)$$

Dla małych kątów $\Delta\phi$ można przyjąć:

$$|1 - e^{j\phi}| \approx |\Delta\phi| \quad (9)$$

ostatecznie:

$$P_R(d) = P_T G_T G_R \frac{h_1^2 h_2^2}{d^4} \quad (10)$$

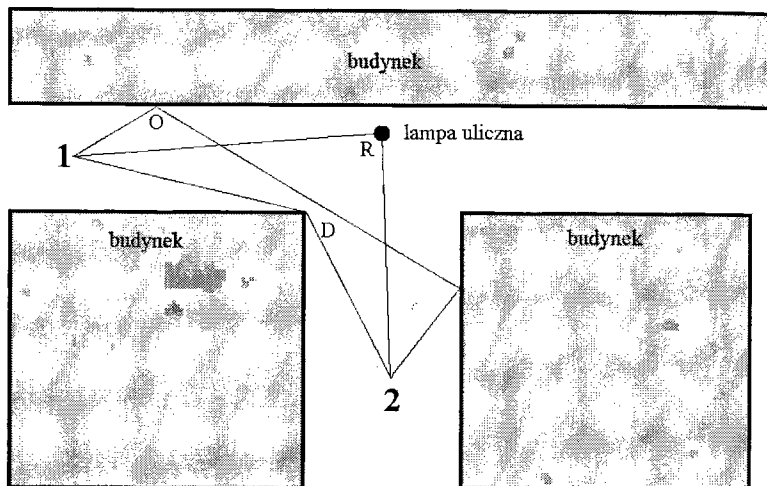
a w skali decybelowej:

$$p_R(d) = p_T + G_T + G_R + 20 \log(h_1 h_2) - 40 \log(d) \quad (11)$$

Z powyższego wzoru wynika, że przy dwudrogowości spadek mocy sygnału odbieranego wynosi 40dB na dekadę odległości [3].

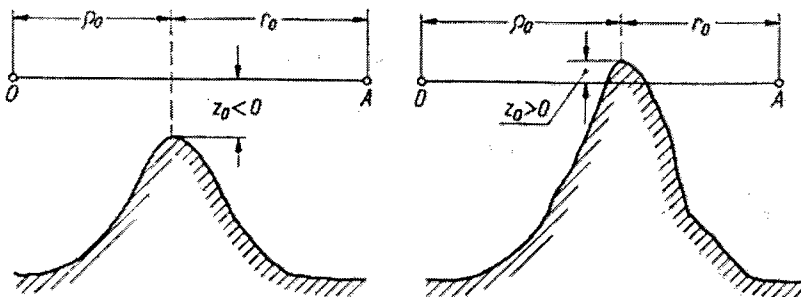
Przeanalizujemy jeszcze raz system z rozdziału 1. Załóżmy, że antena nadawcza znajduje się na wysokości $h_1 = 2\text{m}$, a odbiorcza $h_2 = 1\text{m}$. Pozostałe parametry pozostają bez

zmian. Obliczony na podstawie wzoru (11) zasięg takiego systemu wynosi 3.7km. Z porównania widać wyraźnie jak istotny wpływ na zasięg ma zjawisko wielodrogowości. W sytuacji, gdy system pracuje w pomieszczeniach zamkniętych lub w warunkach gęstej zabudowy znaczący wpływ na propagację sygnału mają odbicia od płaszczyzn pionowych, dyfrakcja (ugięcie) oraz rozpraszanie. Przykładowe ścieżki sygnału na które zjawiska te mają wpływ przedstawia poniższy rysunek.



Rys. 3 Wpływ odbić (O), dyfrakcji (D) oraz rozpraszania (R) na propagację sygnału radiowego w warunkach gęstej zabudowy

Do dyfrakcji fali dochodzi na krawędzi przeszkody znajdującej się na jej drodze.



Rys. 4 Wpływ przeszkody na propagację fal radiowych (źródło: [1])

Niech O będzie źródłem fali, a A punktem obserwacji. Natężenie pola w punkcie A w przypadku braku przeszkody wynosi [1]:

$$E(A) = E_0 \frac{e^{-jk(\rho_0+r_0)}}{\rho_0+r_0} \quad (12)$$

Pojawienie się przeszkody powoduje zmianę wartości natężenia pola elektromagnetycznego proporcjonalną do współczynnika osłabienia $W(u_0)$.

$$E(A) = E_0 \frac{e^{-jk(\rho_0+r_0)}}{\rho_0+r_0} \cdot W(u_0) \quad (13)$$

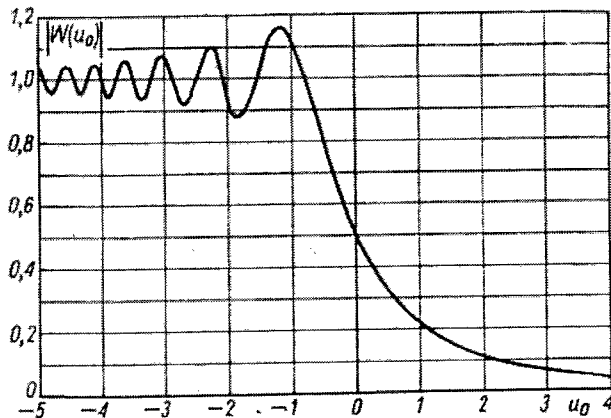
Zespolony współczynnik osłabienia można wyznaczyć analitycznie ze wzoru:

$$W(u_0) = \sqrt{\frac{j}{2}} \cdot \int_{u_0}^{\infty} e^{-j\frac{\pi}{2}u^2} du \quad (14)$$

gdzie:

$$u_0 = z_0 \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{\rho_0} + \frac{1}{r_0} \right)} \quad (15)$$

Moduł współczynnika osłabienia można wyznaczyć z wykresu:



Rys. 5 Moduł współczynnika osłabienia (źródło: [1])

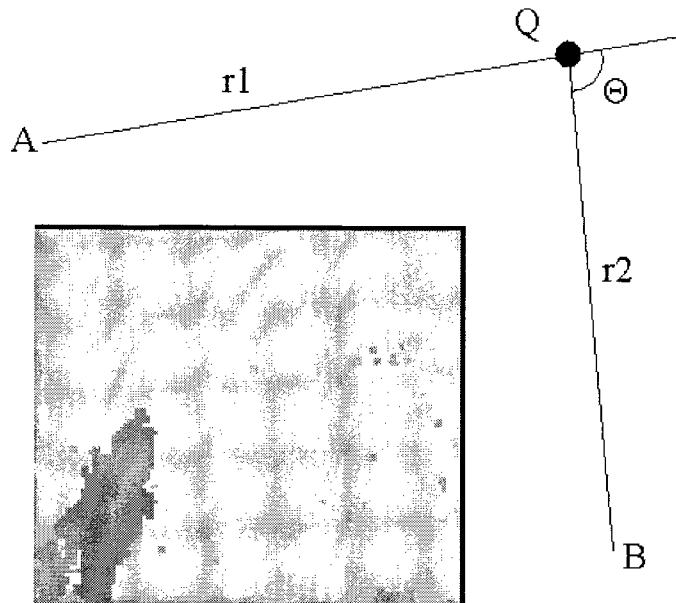
Moc sygnału za przeszkodą wyrażona jest zależnością:

$$P(A) = P_{BP}(A) \cdot |W(u_0)|^2 \quad (16)$$

gdzie P_{BP} jest mocą sygnału w punkcie A w przypadku braku przeszkody.

Kolejnym czynnikiem mającym wpływ na wielodrogowość jest rozpraszanie. Załóżmy, że fala wysyłana jest z punktu A z mocą P_T , rozprzasa się na elemencie Q i odbierana jest w punkcie B. Dla obiektu rozpraszającego definiuje się jego skuteczną powierzch-

nię rozpraszającą w kierunku anteny odbiorczej $\sigma(\theta)$. Załóżmy, że obiekt rozpraszający znajduje się w odległości r_1 od źródła sygnału (rys.6).



Rys. 6 Rozpraszanie fali

Jeśli zysk anteny nadawczej w kierunku Q wynosi G_T to powierzchniowa gęstość mocy w punkcie Q wyniesie [2]:

$$S_{inc} = \frac{G_T \cdot P_T}{4\pi \cdot r_1^2} \quad (17)$$

moc odbita od obiektu rozpraszającego w kierunku B wynosi:

$$P_{inc} = \sigma(\Theta) \cdot S_{inc} \quad (18)$$

do odbiornika w punkcie B dociera fala o powierzchniowej gęstości mocy równej:

$$S_{scat} = \frac{P_{inc}}{4\pi \cdot r_2^2} \quad (19)$$

Ostatecznie w antenie odbiornika zaindukuje się moc o wartości:

$$P_R = P_T \frac{\lambda^2 \cdot G_R \cdot G_T \cdot \sigma(\Theta)}{(4\pi)^3 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2} \quad (20)$$

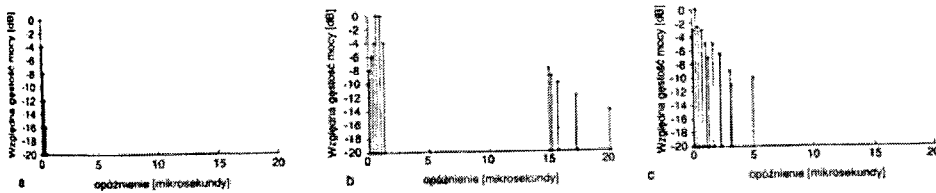
3 SKUTKI WIELODROGOWOŚCI SYGNAŁU

Wielodrogowość jest szczególnie uciążliwa w przypadku systemów mobilnych, w których anteny nadajnika i odbiornika mają dookólną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej i są zainstalowane nisko nad ziemią. Obecność fali odbitej od ziemi skutkuje szybszym spadkiem poziomu sygnału (40dB na dekadę odległości) i nie powoduje zaników szybkich w odległości d większej od tej, dla której Δd (wzór 7) jest równe długości fali. W przypadku systemu radiowego robotów SR-12 i SMR100 odległość powyżej której nie występują zaniki spowodowane odbiciem od powierzchni Ziemi wynosi kilkanaście metrów. Odbicia fal od ścian budynków i przeszkód terenowych są głównie odpowiedzialne za powstawanie zaników szybkich, czyli silnych fluktuacji poziomu sygnału występujących co odległość porównywalną z długością fali. Dzieje się tak, ponieważ różnica dróg Δd jakie przebywają fala padająca i odbita jest o wiele większa od długości fali. W ogólności sygnał docierający do odbiornika $r(t)$ pomijając efekt Dopplera możemy zapisać następująco:

$$r(t) = \sum_{k=1}^M r_k(t) \quad (21)$$

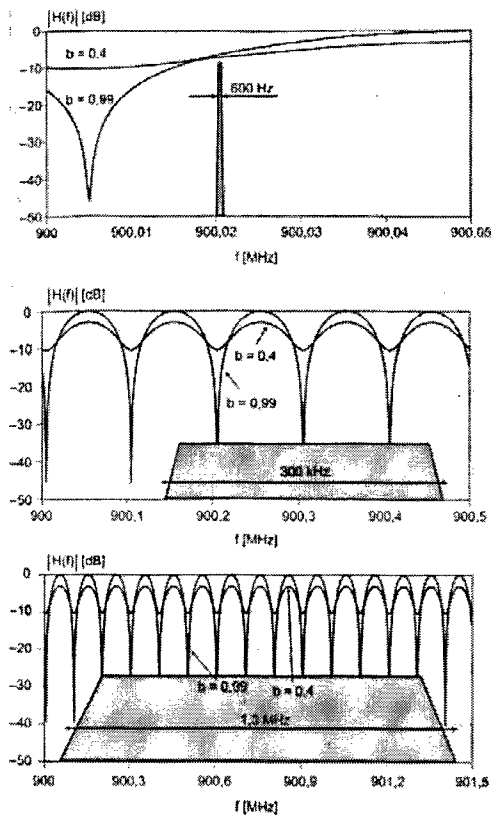
$$r(t) = s(t) \cdot \sum_{k=1}^M c_k \quad (22)$$

We wzorze (22) $s(t)$ jest sygnałem nadawanym, a c_k jest transmitancją kanału dla k -tej ścieżki propagacji.



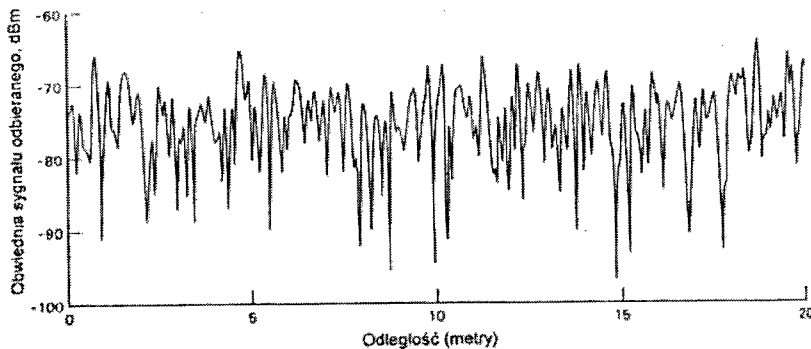
Rys. 7 Gęstość mocy w funkcji opóźnienia dla różnych rodzajów terenu: a) obszar niezabudowany (płaski), b) obszar górzysty, c) obszar miejski (zabudowany) (źródło: [3])

Kanał radiowy, w którym występuje wielodrogowość można analizować w dziedzinie częstotliwości jako filtr o określonej transmitancji. Przyjmijmy dla uproszczenia, że mamy do czynienia z dwudrogowością. Na poniższym rysunku widzimy jak transmitancja kanału oddziałuje na widma sygnałów o różnych szerokościach pasma.



Rys. 8 Widmo sygnałów o różnych szerokościach pasma na tle modułu transmitancji kanału $|H(f)|$ ($\tau_{op}=10\mu s$) (źródło: [3])

Powyższe charakterystyki dotyczą sytuacji, w których tłumienie fali odbitej w stosunku do tłumienia fali padającej wyrażone parametrem b wynosi 0.99 i 0.4. W przypadku sygnału wąskopasmowego ($B=600\text{Hz}$) kanał nie zniekształca jego widma. Występuje jedynie silne tłumienie sygnału w przypadku zsumowania się fal padającej i odbitej w przeciwfazie. Zjawisko to nosi nazwę zaniku płaskiego. W drugim przypadku występuje zjawisko tłumienia stosunkowo szerokich wycinków widma sygnału zwane zanikiem selektywnym. W dziedzinie czasu powoduje ono trudne do skorygowania zniekształcenia sygnału, co w systemach cyfrowych prowadzi do interferencji międzysymbolowej i wzrostu stopy błędów. W przypadku, gdy w paśmie sygnału zawartych jest wiele minimów transmitancji kanału również mamy do czynienia ze zniekształceniem sygnału. W tej sytuacji możliwe jest jednak wyeliminowanie echa poprzez wyodrębnienie sygnałów bezpośredniego i odbitego przy pomocy odpowiednich metod korelacyjnych



Rys. 9 Przykładowy przebieg obwiedni sygnału w funkcji przemieszczenia w warunkach wielodrogowości (źródło: [4])

4 METODY PRZECIWDZIAŁANIA NIEKORZYSTNYM SKUTKOM WIELODRGOWOŚCI

Najczęściej stosowaną metodą przeciwdziałania zanikom związanym z wielodrogowością sygnału jest odbiór zbiorczy. Można wyróżnić następujące techniki odbioru zbiorczego: odbiór zbiorczy przestrzenny, odbiór zbiorczy częstotliwościowy, odbiór zbiorczy czasowy oraz odbiór zbiorczy polaryzacyjny. Odbiór zbiorczy przestrzenny polega na wykorzystaniu kilku odbiorników, których anteny są oddalone od siebie na tyle, aby zapewnić statystyczną niezależność pomiędzy występowaniem zaników sygnałów odbieranych przez każdy z nich. W praktyce odległość ta wynosi od kilku do kilkunastu długości fali. System realizujący odbiór zbiorczy przestrzenny sumuje wektorowo poszczególne sygnały tak, aby uzyskać maksymalny stosunek sygnału do szumu. O wiele prostszą, lecz mniej skuteczną metodą realizacji odbioru zbiorczego przestrzennego jest wybieranie sygnału z odbiornika odbierającego aktualnie najsilniejszy sygnał lub po prostu przełączanie anten, gdy poziom sygnału spadnie poniżej ustalonej wartości. W przypadku odbioru zbiorczego częstotliwościowego informacja przesyłana jest równoległe na kilku częstotliwościach oddalonych od siebie na tyle, aby zaniki występujące na nich były statystycznie niezależne, tzn. różnica częstotliwości była większa od pasma koherencji w kanale [4]. Wadą tej metody jest konieczność wykorzystania kilku nadajników, a przez to szerszego pasma częstotliwości. Odbiór zbiorczy czasowy dokonywany jest poprzez kilkukrotną transmisję danej informacji. Metoda ta jest skuteczna w przypadku kanału niestacjonarnego, czyli jeżeli jego charakterystyka zmienia się w czasie, a sygnał jest wąskopasmowy. W przypadku sygnałów szerokopasmowych odbiór zbiorczy czasowo realizowany jest za pomocą odbiornika RAKE i polega na wektorowym sumowaniu przesuniętych w czasie sygnałów z uwzględnieniem odpowiednich współczynników wagowych. Odbiór zbiorczy polaryzacyjny polega na sumowaniu sygnałów, które zostały nadane z różnymi polaryzacjami [3].

Inną metodą walki ze skutkami wielodrogowości jest rozpraszanie widma. Istnieją trzy metody rozpraszania widma: bezpośrednia (DS-SS), poprzez „skakanie” po częstotliwościach (FH-SS) oraz poprzez „skakanie” w czasie (TH-SS). W pierwszym przypadku sygnał informacyjny przemnażany jest przez rozpraszający ciąg pseudolosowy (PN) co poszerza jego pasmo, a więc skraca czas korelacji. Dzięki temu odbiornik na tle słabo

skorelowanego sygnału jest w stanie wykryć silnie skorelowaną z nim jego replikę będącą skutkiem odbicia i wyeliminować ją. Rozpraszanie widma przez skakanie po częstotliwościach dzielimy na rozpraszanie z wolnymi przeskokami, przy których czas trwania pojedynczego przeskoku jest wielokrotnością czasu trwania bitu sygnału informacyjnego oraz na rozpraszanie z przeskokami szybkimi, kiedy to czas trwania bitu jest wielokrotnością czasu trwania pojedynczego przeskoku. Z punktu widzenia przeciwdziałania zanikom istotna jest ta druga odmiana rozpraszania. Metoda ta w pewnym sensie opiera się na sekwencyjnym odbiorze zbiorczym częstotliwościowym, gdyż każdy bit transmitowany jest sekwencyjnie na różnych częstotliwościach. Eliminacja sygnału odbitego w systemach TH-SS dokonywana jest przez tzw. unik. Bit informacji w tym systemie transmitowany jest w pseudolosowo wybranej szczelinie czasowej. Odbiornik wie, w której szczelinie czasowej nadejdzie sygnał użyteczny i otwiera bramkę tylko na czas trwania tej szczeliny. Ochrona przed sygnałem pochodzącym od odbić opiera się na tym, że prawdopodobieństwo dotarcia do odbiornika sygnału odbitego w czasie otwarcia bramki odbiornika jest bardzo małe.

Jeszcze innym sposobem jest zastosowanie modulacji COFDM. Modulacja ta polega na wykorzystaniu do transmisji informacji wielu częstotliwości podnośnych. Dzięki temu, że każda podnośna jest demodulowana niezależnie, wytłumienie na skutek wielodrogowości pewnej grupy podnośnych nie uniemożliwia bezbłędnego odbioru sygnałów na innych. W tym przypadku warunkiem bezbłędnego odbioru całej informacji jest stosowanie nadmiarowych kodów korekcyjnych, tj. redundancji w dziedzinie podnośnych. Dzięki temu, że czas trwania symbolu modulacji COFDM jest o wiele dłuższy od czasu trwania bitu przesyłanej informacji nie występuje tu zjawisko interferencji międzysymbolowej.

5 PODSUMOWANIE

Przedstawione w pracy zjawisko wielodrogowości jest dość istotnym problemem występującym przy przesyłaniu informacji drogą radiową powodującym pogorszenie jakości odbieranego sygnału. Aby skutecznie wyeliminować skutki wielodrogowości należy wybrać odpowiednią metodę przeciwdziałania na podstawie analizy zjawisk występujących w kanale radiowym w konkretnej sytuacji. Rozważania ograniczyłem do zakresu fal ultrakrótkich i mikrofal z uwagi na to, iż praktycznie tylko te pasma wykorzystywane są w systemach mobilnych. Na innych pasmach częstotliwości (fale średnie i krótkie) również występują zaniki związane z wielodrogowością sygnału z tą tylko różnicą, że na tych pasmach fala odbija się od jonosfery, a zaniki obserwowane są w odległościach od kilkuset do kilku tysięcy kilometrów od nadajnika.

6 LITERATURA

- [1] D. J. Bem „Anteny i rozchodzenie się fal radiowych” WNT Warszawa 1973
- [2] J. Szóstka „Fale i Anteny” WKŁ Warszawa 2001
- [3] K. Wesołowski „Systemy radiokomunikacji ruchomej” WKŁ Warszawa 1998
- [4] S. Haykin „Systemy telekomunikacyjne” WKŁ Warszawa 1998