

Małgorzata GÓRSKA¹
Sylwester GRZYWACZ²

MOŻLIWOŚCI POPRAWY JAKOŚCI TRANSMISJI W SYSTEMIE UMTS

W referacie omówiono metody poprawy jakości transmisji w systemie UMTS poprzez redukcję zakłóceń wąskopasmowych oraz międzykomórkowych. Rozważania mają istotne znaczenie w związku z rozpatrywanym wykorzystaniem UMTS w sieci heterogenicznej jako jednego ze znaczących systemów w globalnym systemie poszukiwania użytkowników dróg publicznych wg ustalonych cech.

POSSIBILITIES OF IMPROVING BROADCAST QUALITY IN UMTS SYSTEM

This report discusses the methods of improving broadcast quality in UMTS system by reduction of narrowband and intercellular interferences. These considerations have important meaning in connection with the use of UMTS in heterogeneous networks as one of significant system in global system of searching for public roads users according to established features.

1. WSTĘP

System UMTS jest jednym z systemów 3G, które są następcami obecnie rozpowszechnionych systemów komórkowych 2G i 2.5G (np. GSM, GSM-EDGE). UMTS został zaprojektowany od początku zarówno do transmisji głosu, jak i danych pakietowych.

W Politechnice Radomskiej podejmuje się prace studyjne nad globalnym krajowym systemem poszukiwania pojazdów drogowych o określonych cechach, poruszających się po drogach. Do obiegu informacji w ramach rozważanego projektu oprócz sieci opartych na warstwie fizycznej np. IEEE 802.11 wraz z rozszerzeniami, względnie IEEE 802.16, planuje się również wykorzystanie systemu UMTS.

W artykule zostaną przedstawione metody eliminacji zakłóceń wąskopasmowych, a także międzykomórkowych mających znaczny wpływ na jakość transmisji w systemie UMTS w zależności od wybranych parametrów systemu, istotnych w planowanej do opracowania aplikacji.

¹Technical University of Radom, Faculty of Transport and Electrical Engineering, POLAND;
Radom 26-600; Malczewskiego 29. Phone: + 48 48 361-77-40, E-mail: malgorzata.gorska@pr.radom.pl

²Technical University of Radom, Faculty of Transport and Electrical Engineering, POLAND;
Radom 26-600; Malczewskiego 29. Phone: + 48 48 361-77-40, E-mail: s.grzywacz@pr.radom.pl

2. ZNACZENIE UMTS W SIECI HETEROGENICZNEJ

Przyjmując, że sieć heterogeniczna jest cztero poziomowa, wówczas poziom 2 celowo jest tworzyć na bazie bezprzewodowych sieci szerokopasmowych, które powinny działać na dużym obszarze w charakterze zarówno sieci dostępowych dla użytkowników mogących się do nich bezpośrednio podłączyć, jak i sieci szkieletowych dla sieci poziomu 3.

W systemie UMTS przewiduje się transmisję z szybkościami do 2 Mbit/s. Rozmiar komórki waha się w zależności od jej typu: od kilkunastu metrów w przypadku pikokomórki do kilkunastu kilometrów w przypadku makrokomórki. Wpływ na rzeczywistą maksymalną prędkość transmisji mają oczywiście zarówno warunki radiowe, jak i szybkość przemieszczania się użytkownika, jednak średnią szybkość transmisji dla użytkownika poruszającego się z prędkością pieszego szacuje się na poziomie 384 kbit/s. Do chwili obecnej zastosowanym interfejsem radiowym jest głównie WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) [2].

Połączenie wielu sieci, jakie planuje się w opracowywanej aplikacji, opartych na różnych standardach w jedną heterogeniczną sieć rodzi wiele problemów, jednym z nich jest mobilność użytkowników.

Do podstawowych wymagań i oczekiwań użytkowników ruchomych należy [10]:

- zagwarantowanie możliwości przemieszczania się zarówno w skali mikro jak i makro;
- zapewnienie jednoznacznej identyfikacji danego użytkownika, bez względu na miejsce jego przyłączenia do sieci;
- zagwarantowanie nienaruszalności połączenia;
- zapewnienie wiarygodności połączenia;
- zapewnienie kompatybilności z różnymi architekturami i stosami protokołów;
- proponowane rozwiązania muszą zapewniać pełną mobilność obu użytkowników.

Zwróćmy uwagę, że UMTS spełnia w pełni wymienione wymagania w przeciwieństwie do innych technik, w których problemy te znajdują się obecnie na etapie ich rozwiązywania.

Ze względu na planowane pokrycie (początkowo tereny miejskie, z czasem pokrycie zbliżone do obecnych systemów 2G), dość wysoką dostępną przepływność binarną i zapewniane gwarancje połączenia (wsparcie dla QoS), system UMTS znakomicie nadaje się do uzupełnienia sieci heterogenicznej i zapewnienia jej użytkownikom dostępu do sieci na dużym obszarze również tam, gdzie nie funkcjonują inne sieci [4].

System UMTS wprowadza wiele usprawnień i dodatkowych mechanizmów, m.in. HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*), umożliwiający transmisję do użytkownika z prędkościami maksymalnymi do 14,4 Mbit/s, zwiększoną odporność na zakłócenia interferencyjne, miękkie przełączanie MS pomiędzy komórkami, wykorzystanie anten inteligentnych oraz efektywne sterownie mocą nadajników MS. Niektóre z wymienionych ulepszeń zwiększają pojemność w komórkach inne natomiast zmniejszają ją stwarzając alternatywne zalety systemowe.

3. MOŻLIWOŚCI ELIMINACJI ZAKŁÓCEŃ WĄSKOPASMOWYCH WYNIKAJĄCYCH Z WYKORZYSTANIA SYGNAŁÓW SSDS

3.1. Możliwości estymacji zakłóceń wąskopasmowych

Filtracja wstępna sygnału odebranego przed obliczeniem funkcji korelacji skośnej powoduje w znacznym stopniu poprawienie jakości odbioru w systemie SSDS zakłócanym przez sygnały wąskopasmowe.

W filtrze dopasowanym do sygnału $g(t)$ opisującym pojedynczy chip jest filtrowany sygnał odebrany $r(t)$. Sygnał po filtrze jest próbkowany synchronicznie z rytmem sygnału pseudolosowego. Próbki te podawane są na wejście cyfrowego liniowego filtra transwersalnego. Zadaniem tego filtra jest estymacja zakłóceń wąskopasmowych, które zostaną wytłumione.

Sygnał wyjściowy jest mnożony przez ciąg pseudolosowy i następnie dekodowany. Przyjmujemy, że sygnał odebrany po przejściu przez filtr dopasowany do pojedynczego chipu i po spróbkowaniu ma postać [7] :

$$r_j = s_j + i_j + n_j \quad (1)$$

gdzie:

- r_j - sygnał odebrany
- s_j - sygnał użyteczny
- i_j - zakłócenie wąskopasmowe
- n_j - szum szerokopasmowy

Zadaniem filtra transwersalnego jest estymacja składowej i_j na podstawie sygnału odebranego, a następnie jej usunięcie z sygnału odebranego. Do estymacji zastosowano metodę predykcji liniowej. Jest to uzasadnione tym, że próbki zakłócenia wąskopasmowego są skorelowane, a więc możliwe jest wykorzystanie do tego celu próbek sygnału odebranego zawierającego jako składową również próbki zakłócenia wąskopasmowego. Natomiast próbki szumu szerokopasmowego nie są skorelowane z założenia, a próbki sygnału użytecznego są nie skorelowane w obrębie całego ciągu pseudolosowego. Stąd przyjmujemy, że estymata zakłócenia wąskopasmowego w takcie j wyraża się wzorem:

$$\hat{i}_j = \sum_{l=1}^m a_{ml} r_{j-l} \quad (2)$$

gdzie:

- m - rząd predyktora zaś
- $a_{ml}, l = 1, 2, \dots, m$ - współczynniki predykcji, które należy obliczyć.

Jako kryterium jakości estymacji przyjmujemy błąd średniokwadratowy pomiędzy wartością próbki sygnału odebranego r_j a estymatą zakłócenia wąskopasmowego \hat{i}_j . Zakładamy tu, że znane są własności statystyczne ciągu próbek $\{r_j\}$ i że są one stacjonarne:

$$\varepsilon(m) = E \left[\left(r_j - \hat{i}_j \right)^2 \right] = E \left[\left(r_j - \sum_{l=1}^m a_{ml} r_{j-l} \right)^2 \right] \quad (3)$$

gdzie:

ε^* - błąd średniokwadratowy
 E^* - operator uśredniania

Optymalny zbiór współczynników predykcji $\{a_{ml}^0\}$ otrzymujemy poprzez minimalizację $\varepsilon(m)$ względem $\{a_{ml}\}$. Warunkiem koniecznym istnienia minimum $\varepsilon(m)$ jest to, aby pochodna spełniała warunek:

$$\frac{\sigma \varepsilon(m)}{\sigma a_{mk}} = 0 \quad \text{dla} \quad k=1, 2, \dots, m \quad (4)$$

Zatem różniczkując równanie (3) otrzymujemy:

$$\frac{\sigma \varepsilon(m)}{\sigma a_{mk}} = E \left\{ 2 \left(r_j - \sum_{l=1}^m a_{ml} r_{j-l} \right) \frac{\sigma}{\sigma a_{mk}} \left(- \sum_{l=1}^m a_{ml} r_{j-l} \right) \right\} = -2 E \left\{ \left(r_j - \sum_{l=1}^m a_{ml} r_{j-l} \right) r_{j-k} \right\} = 0 \quad (5)$$

Stąd:

$$E \left\{ r_j r_{j-k} - \sum_{l=1}^m a_{ml}^{opt} r_{j-l} r_{j-k} \right\} = 0 \quad (6)$$

$$E \{ r_j r_{j-k} \} = \sum_{l=1}^m a_{ml}^{opt} E \{ r_{j-l} r_{j-k} \} \quad (7)$$

Z założenia stacjonarności $\{r_j\}$ otrzymujemy:

$$\Phi(k) = \sum_{l=1}^m a_{ml}^{opt} \Phi(k-l) \quad \text{dla} \quad k=1, 2, \dots, m \quad (8)$$

gdzie:

$\Phi(k) = E \{ r_j r_{j-k} \}$ - jest funkcją autokorelacji sygnału odebranego $\{r_j\}$.

Powyższe równanie możemy zapisać w postaci macierzowej:

$$\vec{\Phi} = \vec{a}_{opt} \underline{\Phi} \quad (9)$$

gdzie:

$$\vec{\Phi} = [\Phi(1)\Phi(2)\dots\Phi(m)]^T$$

$$\vec{a}_{opt} = [a_{m1}^{opt} a_2^{opt} \dots a_{mm}^{opt}]^T$$

Równanie macierzowe: $\vec{\Phi} = \vec{a}_{opt} \underline{\Phi}$ nosi nazwę równania predykcyjnego Yule-Walkera.

Szukany wektor \vec{a}_{opt} możemy obliczyć z równania:

$$\vec{a}_{opt} \underline{\Phi} = \vec{a}_{opt} \underline{\Phi}^{-1} \vec{\Phi} \quad (10)$$

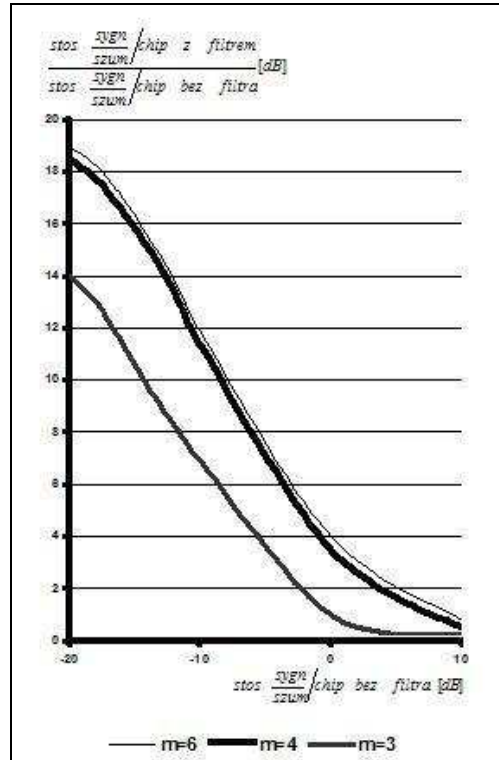
co wymaga obliczenia macierzy odwrotnej do macierzy Toeplitza $\underline{\Phi}$.

Efektywnym numerycznie algorytmem odwracania macierzy tego typu jest algorytm Levinsona-Durbina. Ponieważ funkcja autokorelacji $\Phi(k)$ w praktyce nie jest znana i może się zmieniać w czasie, zatem konieczne jest znalezienie metody pozwalającej na bieżące obliczanie współczynników predykcji a_{mk}^{opt} ; $k=1,2,\dots,m$ na podstawie wartości próbek sygnału odebranego $\{r_j\}$. Z praktycznych względów przy tym nie uwzględnia się wszystkich próbek r_j , lecz jedynie N ich ostatnich wartości.

Możliwe są tu różne metody estymacji funkcji autokorelacji na podstawie bloku N próbek. Poniżej przedstawiona jest skrótowo jedna z nich, często stosowana. Estymatą funkcji autokorelacji z N próbek jest zależność:

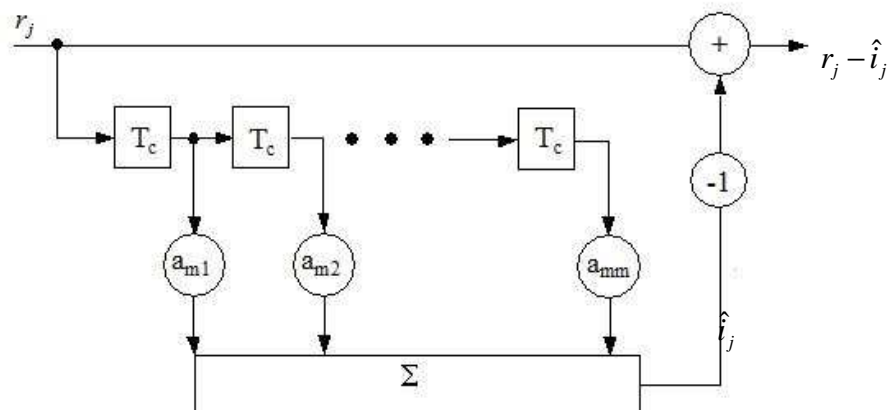
$$\hat{\Phi}(k) = \sum_{l=0}^{N-k} r_l r_{l+k} \quad \text{dla} \quad k=0, 1, \dots, m \quad (11)$$

Estymata ta może być podstawiona do wzoru $\vec{\Phi} = \vec{a}_{opt} \underline{\Phi}$ i następnie wektor \vec{a}_{opt} może być wyznaczony za pomocą efektywnego obliczeniowo algorytmu numerycznego Levinsona-Durbina, odwracania macierzy Toeplitza. Mając obliczone współczynniki predykcji możemy obliczyć estymatę zakłócenia wąskopasmowego \hat{i}_j i odjąć ją od sygnału odebranego, który zawiera sygnał zakłócenia wąskopasmowego i_j .



Rys.1. Polepszenie jakości transmisji po zastosowaniu filtru tłumiącego zakłócenia

Filtr usuwający zakłócenia wąskopasmowe oprócz korzystnego działania (tłumienia zakłócenia) powoduje jednocześnie zniekształcenie sygnału użytecznego, gdyż działa on jak filtr zaporowy w paśmie zajmowanym przez zakłócenie wąskopasmowe.



Rys.2. Układ usuwania zakłóceń wąskopasmowych

W związku z tym filtracja optymalna sygnału oczyszczonego z zakłócenia wąskopasmowego powinna uwzględniać to zniekształcenie. Poprawę uzyskuje się wprowadzając zintegrowany filtr, zawierający w sobie filtr tłumiący zakłócenie wąskopasmowe i filtr dopasowany do tego zakłócenia.

Poprawienie jakości transmisji wskutek zastosowania filtra tłumiącego zakłócenie wąskopasmowe, mierzone zwiększeniem stosunku sygnału do szumu w odniesieniu do odbiornika bez filtru jest znaczne. Przedstawia to rysunek 1. Uzyskany efekt ilustruje dobrze stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy zakłócenia wąskopasmowego, w odniesieniu do pojedynczego chipu, na wyjściu układu zmniejszającego zakłócenia wąskopasmowe do takiego samego stosunku, ale bez układu redukującego wymienione zakłócenia. Te ilorazy są obliczane w funkcji stosunku sygnału do szumu bez filtru tłumiącego zakłócenia wąskopasmowe. Najlepsze efekty jak widać z rys 1 uzyskuje się dla małych stosunków mocy sygnału do mocy zakłóceń – ujemnych w skali logarytmicznej.

3.2 Metody redukcji interferencji międzykomórkowych w systemie UMTS

Przyjmuje się, że komórki mają kształt heksagonalny o jednakowych parametrach oraz są otoczone kilkoma pierścieniami względem rozważanej komórki. Wszystkim komórkom przydzielono do pracy to samo podpasmo (zwrócimy uwagę, że jest to warunek miękkiego przełączania MS pomiędzy komórkami)[3]. Z pewnym przybliżeniem można stwierdzić, że wartość współczynników określających interferencje z komórek z kolejnych pierścieni k_1 , k_2 , k_3 , maleje z czwartą potęgą odległości pomiędzy badaną komórką, a pierścieniem komórek, od których pochodzi sygnał zakłóceń. W praktyce uwzględnia się wpływ do 4-tego pierścienia. W analizach, dla uproszczenia, moc interferencji pochodzących od użytkowników pracujących w komórkach sąsiednich jest zwykle odniesiona do mocy interferencji w komórce własnej i wyrażana za pomocą współczynnika frakcji interferencji q [8]:

$$q = \frac{I_s}{I_w} \quad (12)$$

gdzie: I_s – moc interferencji wnoszonych przez sąsiednie komórki,
 I_w – moc interferencji własnych komórki.

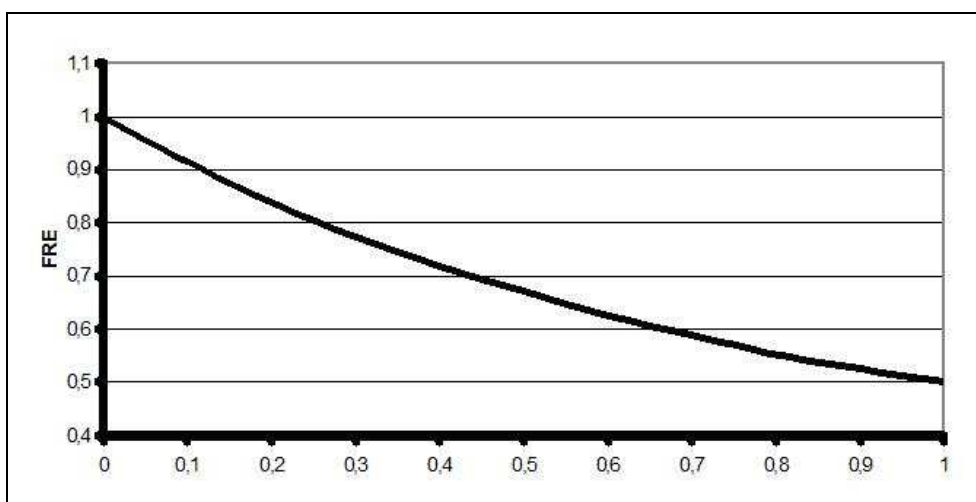
Stosunek pojemności interfejsu w przypadku występowania interferencji zewnętrznych m_z do pojemności interfejsu w przypadku braku interferencji zewnętrznych m_w , czyli dla komórki wyizolowanej, można wyrazić wzorem:

$$FRE = \frac{m_z}{m_w} = \frac{1}{1 + q} \quad (13)$$

Współczynnik FRE (*Frequency Reuse Efficiency*) nazywa się współczynnikiem efektywności wielokrotnego wykorzystania pasma. Wyniki obliczeń FRE przedstawiono na rys.3.

Interferencje własne komórki, jak również pochodzące od użytkowników z komórek sąsiednich, można dodatkowo zredukować, jeżeli zastosuje się anteny sektorowe lub inteligentne [1][9]. Transmisja dookólna w komórce może być wówczas zastąpiona transmisją wiązek przez kilka anten kierunkowych. Wzrost pojemności systemu uzyskany w wyniku zastosowania takich anten opisuje współczynnik sektoryzacji s , który definiowany jest jako stosunek całkowitej mocy interferencji odbieranych z anteny o dookólnej charakterystyce do mocy interferencji odebranych z anteny kierunkowej. Uwzględniając współczynnik frakcji interferencji q oraz współczynnika sektoryzacji uzyskujemy równanie [5] :

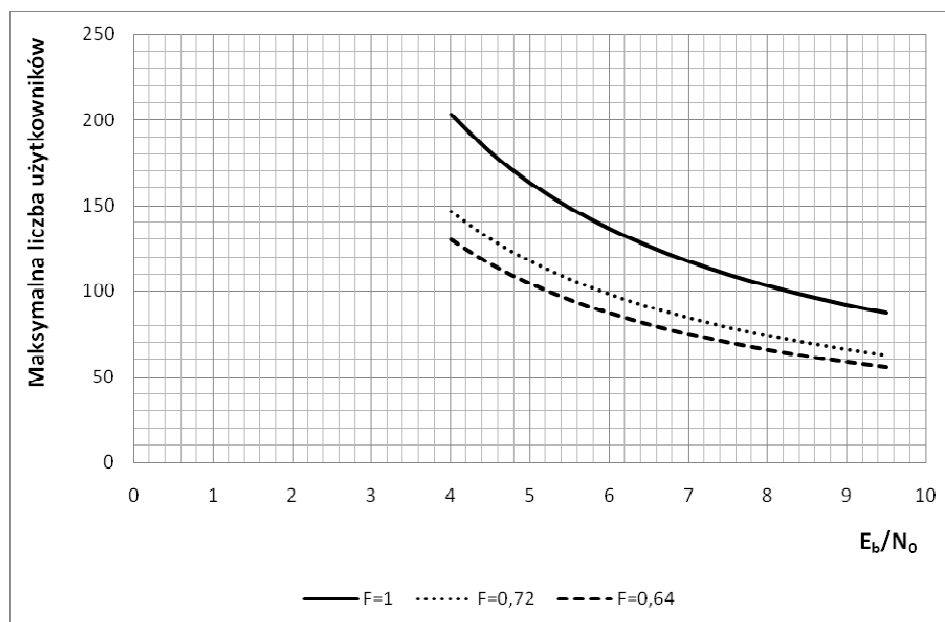
$$m = \left[\frac{G}{\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_n (1+q)} + 1 \right] \cdot \frac{ps}{v} \quad (14)$$



Rys.3. Zależność pomiędzy pojemnością komórki w przypadku występowania interferencji zewnętrznych, a pojemnością w komórce wyizolowanej

Analizując wykres (Rys.3) można stwierdzić, że pojemność ulega znacznemu zmniejszeniu w przypadku występowania interferencji. W sytuacji, gdy komórki systemu są równomiernie obciążone pod względem ruchu ($q=0,55$), co ma zwykle miejsce w godzinach największego ruchu w środowiskach miejskich, jej rzeczywista pojemność może zmaleć nawet o 35%. Zjawisko występowania interferencji współkanałowych zmniejsza pojemność całego systemu, jednak obniżając ich moc w komórkach sąsiednich, można wydatnie zwiększyć pojemność wybranej komórki. Ma to istotne znaczenie w realizowanym projekcie. Na rysunku 4 przedstawiono wyniki obliczeń wpływu

interferencji przenikających z sąsiednich komórek na maksymalną liczbę użytkowników w danej komórce dla trzech różnych współczynników interferencji przenikających.



Rys.4 Zależność maksymalnej liczby użytkowników w funkcji stosunku E_b/N_0 , dla trzech różnych współczynników zakłóceń przenikających z sąsiednich komórek

Korzystając z zależności (7) wyznaczono maksymalną liczbę użytkowników w zależności od stosunku E_b/N_0 dla trzech różnych współczynników zakłóceń -przedstawiono na rys 4. Największe wartości m uzyskuje się przy $q=0$, czyli dla samotnej komórki lub gdy otaczające komórki wykorzystują inne podpasma częstotliwości, bez wpływu innych komórek. Oczywiście jest to przypadek tylko teoretyczny, nie występujący w rzeczywistości. Najmniejsze wartości uzyskujemy w systemie komórkowym znajdującym się w mieście gdzie obciążenie ruchu jest dużo większe.

Współczynnik sektoryzacji s pokazuje jaki wpływ na pojemność systemu UMTS ma zastosowanie anten kierunkowych, co pozwala na zmniejszenie obszaru, z którego są odbierane sygnały interferujące. Współczynnik sektoryzacji można wyznaczyć ze stosunku $360^\circ/\alpha$, gdzie α jest szerokością wiązki anteny. Jednakże w sytuacji anten sektorowych obszary pokrycia przez wiązkę każdej z anten „zachodzą” na siebie w około 15%, dlatego dla komórek o trzech sektorach $s=(360^\circ/120^\circ)*0,85=2,55$, natomiast w przypadku komórki sześciosektorowej $s=(360^\circ/60^\circ)*0,85=5,1$. Jeżeli zastosuje się anteny inteligentne nie ma tego problemu, gdyż wiązki są kierowane bezpośrednio do terminala ruchomego. Jednak przy dużej ilości abonentów lub w czasie szybkiej zmiany położenia ich terminali, może się zdarzyć, iż obszary pokrycia przez wiązki będą na siebie „zachodzić”. Dodatkowo należy wziąć pod uwagę rodzaj użytych anten inteligentnych oraz zastosowany sposób

odbioru sygnałów. Współczynnik sektoryzacji dla anten inteligentnych należy pomnożyć przez współczynnik efektywności wykorzystania takiej anteny, który będzie wynosił 0,5[8].

4. WNIOSKI

Celowym jest tworzenie poziomu drugiego na bazie bezprzewodowych sieci szerokopasmowych, przyjmując, że sieć heterogeniczna jest cztero poziomowa. Powinny one działać na dużym obszarze w charakterze zarówno sieci dostępowych dla użytkowników mogących się do nich bezpośrednio podłączyć, jak i sieci szkieletowych dla sieci poziomu 3. W opracowywanej aplikacji, istotnymi elementami są wymagania użytkowników ruchomych sformułowane punkcie 2, które w obecnej chwili najlepiej spełnia system UMTS.

Poprawienie jakości transmisji w skutek zastosowania filtra tłumiącego zakłócenie wąskopasmowe, mierzone zwiększeniem stosunku sygnału do szumu w odniesieniu do odbiornika bez filtra jest znaczne (punkt 3.1). Istotną zaletą UMTS jest również możliwość dynamicznego kształtowania pojemności w wybranych komórkach (punkt 3.2), miękkie przenoszenie oraz zweryfikowany system identyfikacji użytkownika i ochrony przesyłania informacji. Wadą rozpatrywanego systemu jest niezadowalająca przepływność binarna. W standardowych rozwiązaniach drugiego poziomu będą dominować przede wszystkim sieci oparte o technikę 802.16 (WiMAX) i 802.20,802.22 (HiperLAN2).

5. BIBLIOGRAFIA

- [1] Balanis C. A., Ioannides P. I. : *Introduction to Smart Antennas*, Arizona State University, Morgan & Claypool Publishers 2007
- [2] Braithwaite C., Scott M. : *UMTS Network Planning and Development*, England, Elsevier 2004
- [3] Chrzan M., Górka M. : *Możliwości wykorzystania UMTS w bezprzewodowych sieciach heterogenicznych*, Zakopane, Konferencja TRANSCOMP, 2009
- [4] Gajewski P., Wszelak S., *Technologie Bezprzewodowe Sieci Teleinformatycznych*, Warszawa, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności 2008
- [5] Geerdes H. F. : *UMTS Radio Network Planning: Mastering Cell Coupling for Capacity Optimization*, Wiesbaden, Vieweg + Teubner, GWV Fachverlage GmbH 2008
- [6] Hołubowicz W., Szwaab M. : *Systemy Radiowe z Rozpraszaniem Widma CDMA*, Poznań, Wydawnictwo Holkom 1998
- [7] Jackowski S., *Telekomunikacja – cz.1.*, Radom, Wydawnictwo Politechnika Radomska 2003
- [8] Pawelec J.J., : *Radiokomunikacja Wybrane Problemy Kompatybilności*, Radom, Wydawnictwo Politechnika Radomska 2002
- [9] Rintamaki M. : *Adaptive Power Control in CDMA Cellular Communicaton Systems*, Helsinki University of Technology, Signal Processing Laboratory, Espoo 2005
- [10] Wesołowski K. : *Systemy Radiokomunikacji Ruchomej*, Warszawa, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności 2006