



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

Zakład Kompatybilności Elektromagnetycznej

**Adaptacyjny mechanizm ustalania parametrów symboli
OFDM ad hoc sieci WLAN – analiza warunków
implementacji**

Sprawozdanie Z21/21 30 003 6/ 1007/ 06

Wrocław, grudzień 2006 r.

SPIS TREŚCI

| | |
|---|-----------|
| 1. WSTĘP | 3 |
| 1.1. MOTYWACJA WPROWADZENIA SYSTEMÓW WLAN | 4 |
| 2. CHARAKTERYSTYKA SYSTEMU HIPERLAN/2 | 5 |
| 2.1. PODSTAWOWE CECHY SYSTEMU | 5 |
| 2.1.1. Specyfikacje systemów WLAN grupy BRAN | 5 |
| 2.2. FUNKCJE SIECI RADIOWEJ | 6 |
| 2.2.1. Dynamiczna selekcja częstotliwości DFS (ang. dynamic frequency selection) | 6 |
| 2.2.2. Adaptacja połączenia (ang. link adaptation) | 6 |
| 2.2.3. Anteny wielowiązkowe (ang. multi beam antennas) | 7 |
| 2.2.4. Przelącznie komórk radiowej (ang. radio cell handover) | 7 |
| 2.2.5. Kontrola mocy sygnału (ang. power control) | 7 |
| 2.3. ALOKACJA SPEKTRUM DLA SYSTEMU HIPERLAN/2 | 7 |
| 2.4. ARCHITEKTURA PROTOKOŁÓW SYSTEMU HIPERLAN/2 | 8 |
| 3. PARAMETRY WARSTWY FIZYCZNEJ SYSTEMU HIPERLAN/2 | 9 |
| 3.1. SCHEMAT PRZETWARZANIA SYGNAŁU W NADAJNIKU | 9 |
| 3.2. BUDOWA SYMBOLI OFDM SYSTEMU HIPERLAN/2 | 10 |
| 4. WARSTWA KONTROLI POŁĄCZEŃ (DLC) | 11 |
| 4.1. PROTOKÓŁ MAC | 11 |
| 4.1.1. Kanały transportu | 12 |
| 4.1.2. Kanały logiczne | 13 |
| 4.1.3. Relacje między kanałami logicznymi oraz transportu | 14 |
| 4.2. PROTOKÓŁ KONTROLI BŁĘDÓW EC | 14 |
| 4.3. KONTROLA ŁĄCZA RADIOWEGO RLC | 15 |
| 4.3.1. Budowa przedrostka ciągów logicznych (ang. preamble) | 16 |
| 4.3.2. Funkcja kontroli przyłączenia ACF (ang. Association Control Function) | 19 |
| 4.3.3. Kontrola DLC połączenia użytkownika DCC (ang. DLC user Connection Control) | 21 |
| 4.3.4. Kontrola zasobów radiowych RRC (ang. Radio Resource Control) | 21 |
| 5. WARSTWA KONWERCENCJI CL | 22 |
| 6. WARIANTY PARAMETRYZACJI DŁUGOŚCI PRZEDZIAŁU OCHRONNEGO W LOKALNYCH WARUNKACH PROPAGACYJNYCH | 23 |
| 6.1. OPTYMALIZACJA DŁUGOŚCI PRZEDZIAŁU OCHRONNEGO W WARUNKACH KWAZISTACJONARNYCH | 23 |
| 6.2. WARIANTY PARAMETRYZACJI DŁUGOŚCI PÓŁ SYMBOLI OFDM | 24 |
| 6.2.1. Stała długość pola użytecznego T_u | 24 |
| 6.2.2. Pole T_s o stałej długości | 25 |
| 6.3. WARSTWA DOSTĘPOWA (MAC) | 26 |
| a) Utrzymana zostaje stała długość ramki MAC (2 ms) | 26 |
| b) Utrzymana zostaje struktura ramki MAC | 26 |
| 7. DOSTOSOWANIE WARSTWY FIZYCZNEJ DO ADAPTACYJNEGO USTALANIA PRZEDZIAŁU OCHRONNEGO SYMBOLI OFDM | 28 |
| 7.1. Aktualizacja parametrów symboli OFDM w poszczególnych częściach ramki MAC | 28 |
| 7.2. Aktualizacja sekwencji przetwarzania sygnału w nadajniku | 28 |
| 8. ZALEŻNOŚĆ WARSTW LOGICZNYCH SYSTEMU H/2 OD ADAPTACYJNEJ PARAMETRYZACJI WARSTWY FIZYCZNEJ | 29 |
| 8.1. DOSTOSOWANIE WARSTWY DOSTĘPOWEJ DO SIECI W PRZYPADKU ADAPTACYJNYCH PARAMETRÓW SYMBOLI OFDM | 29 |
| 8.2. DOSTOSOWANIE ALGORYTMU ZAŁĄCZANIA STACJI RUCHOMEJ MT DO SIECI H/2 | 30 |
| 8.2.1. Warstwa kontroli połączenia DLC. Analiza stosowalności aktualnej organizacji w warunkach adaptacyjnych | 30 |
| 9. WARSTWA KONWERCENCJI (ETHERNET, IP, ATM, UMTS) | 30 |

| | |
|--|-----------|
| 10. ROLA WSTĘPU (PREAMBLE) W PROCESIE ESTYMACJI T_{MAX} | 31 |
| 11. PODSTAWOWE ALGORYTMY PROPONOWANE DO ESTYMACJI T_{MAX} | 32 |
| 11.1. KLASA ALGORYTMÓW PODPRZESTRZENI SYGNAŁOWEJ: ROZKŁAD SPEKTRALNY MACIERZY KOWARIANCJI | 33 |
| 11.1.1. <i>Algorytm MUSIC</i> | 33 |
| 11.1.3. <i>Algorytm ESPRIT</i> | 33 |
| 11.2. ALGORYTMY ROZKŁADU MACIERZY DANYCH | 34 |
| 11.2.1. <i>Rozkład QR</i> | 34 |
| 11.2.2. <i>Rozkład SVD</i> | 35 |
| 11.2.3. <i>Faktoryzacja Cholesky'ego macierzy współczynników modulacji</i> | 35 |
| 12. WARUNKI IMPLEMENTACJI ZMIAN ORGANIZACJI SIECI AD HOC HIPERLAN/2 Z UWZGLĘDNIENIEM ADAPTACYJNEJ WIELKOŚCI PRZEDZIAŁU OCHRONNEGO | 36 |
| 12.1. AD ALGORYTM ORGANIZOWANIA SIECI | 36 |
| 12.2. AD ZMIENNE W CZASIE (W RUCHU) WARUNKI PROPAGACYJNE: AKTUALIZACJA DANYCH {CP} | 37 |
| 12.3. AD ALGORYTM PRZYŁĄCZANIA NOWYCH STACJI | 37 |
| 13. WNIOSKI | 38 |
| LISTA AKRONIMÓW: | 40 |
| NORMY SYSTEMU HIPERLAN/2: | 43 |
| LITERATURA: | 44 |

1. Wstęp

Naturalnym etapem rozwoju metod komunikacji z wymianą danych multimedialnych jest tworzenie łączy bezprzewodowych zwalniających terminale z przywiązania do gniazdka sieciowego na odległość nie większą niż długość kabla. Swoboda organizacji łączy bezprzewodowych jest jednak ograniczana przez dostęp do eteru – dobra rzadkiego. W związku z tym dążenie do optymalnego wykorzystania dostępnych zasobów pasma częstotliwości staje się jednym z podstawowych zadań planowania nowych systemów, a poziom optymalizacji jednym z kryteriów oceny systemu komunikacyjnego.

Optymalizacja dostępnych zasobów osiągana jest poprzez wprowadzanie adaptacyjnych parametrów warstwy fizycznej transmisji dostosowujących je w sposób optymalny do lokalnych warunków propagacyjnych.

Na obecnym etapie rozwoju funkcje bezprzewodowych systemów dostępowych oraz komunikacyjnych wypełniają bezprzewodowe sieci lokalne WiFi (ang. Wireless Fidelity) oraz sieci WiMax (ang. Wireless Microwave Access). Najnowsze warianty proponowanych rozwiązań opierają się na transmisji sygnału w technologii wielotonowej OFDM. Taki typ kodera kanałowego został przyjęty w systemie IEEE 802.11a o przepustowości do 54 Mbps oraz europejskim standardzie HIPERLAN/2 o przepustowości w granicach 6 – 54 Mb/s. W warstwie fizycznej oba systemy różnią się marginalnie i stąd tendencja do opracowania dekodera OFDM z możliwością rekonfigurowania jego parametrów [lit.1] w celu adaptacji do istniejących oraz przyszłych standardów. Stosowanie systemów o rekonfigurowalnych układach w komunikacji bezprzewodowej analizowano w pracach [lit.2], czy [lit.3].

Jest to naturalna tendencja, jeśli rzadkie dobro, jakim jest eter, ma być wykorzystywane w optymalny sposób. Lub inaczej, jeśli pojemność komórek systemu ma być optymalnie zwiększana.

Dotychczasowe próby i analizy dotyczą różnych parametrów kodera OFDM z modulacją adaptacyjną. Jednak długość przedziału ochronnego symboli OFDM (cyklicznego przedrostka) utrzymywana jest jako parametr stały, lub – jak w przypadku systemu HIPERLAN/2 – z jedną dodatkową alternatywą [norm. 4, str 83], mimo jego oczywistej zależności od lokalnych warunków propagacyjnych.

Na użytek analiz działania systemu HIPERLAN/2 wyróżniono pięć typów modeli kanału na podstawie pomiarów w typowych warunkach propagacyjnych w budynkach oraz w swobodnej przestrzeni [lit.1]. Wymienione są one w **tabeli 1**.

| Typ | R.m.s rozrzut opóźnień | środowisko |
|-----|------------------------|---------------------------------|
| A | 50 ns. | Biuro (NLOS) |
| B | 100 ns | Otwarta przestrzeń / biuro NLOS |
| C | 150 ns | Duża otwarta przestrzeń NLOS |
| D | 140 ns | Duża otwarta przestrzeń NLOS |
| E | 250 ns | Duża otwarta przestrzeń NLOS |

Tabela 1. Średni rozrzut opóźnień ścieżek sygnału WLAN dla typów A - E

Jak widać z zamieszczonych danych - średni rozrzut czasów opóźnienia może wahać się w granicach 1:5. Stosowanie jednolitego czasu opóźnienia we wszystkich takich przypadkach to utrata czasu transmisji.

W pracy [lit.5] pokazano, że rozrzut czasów opóźnienia sygnału OFDM – warunkujący optymalną długość przedziału ochronnego – można estymować metodami analizy spektralnej macierzy kowariancji symboli modulujących podnośne OFDM. W ten sposób otwarta została możliwość wprowadzenia przedziału ochronnego symboli OFDM jako parametru adaptacyjnego m.in. do systemów WLAN z modulacją OFDM.

W prezentowanej pracy podejmujemy analizę wpływu adaptacyjnego przedziału ochronnego na działanie systemu. W szczególności chodzi o odpowiedź na pytania:

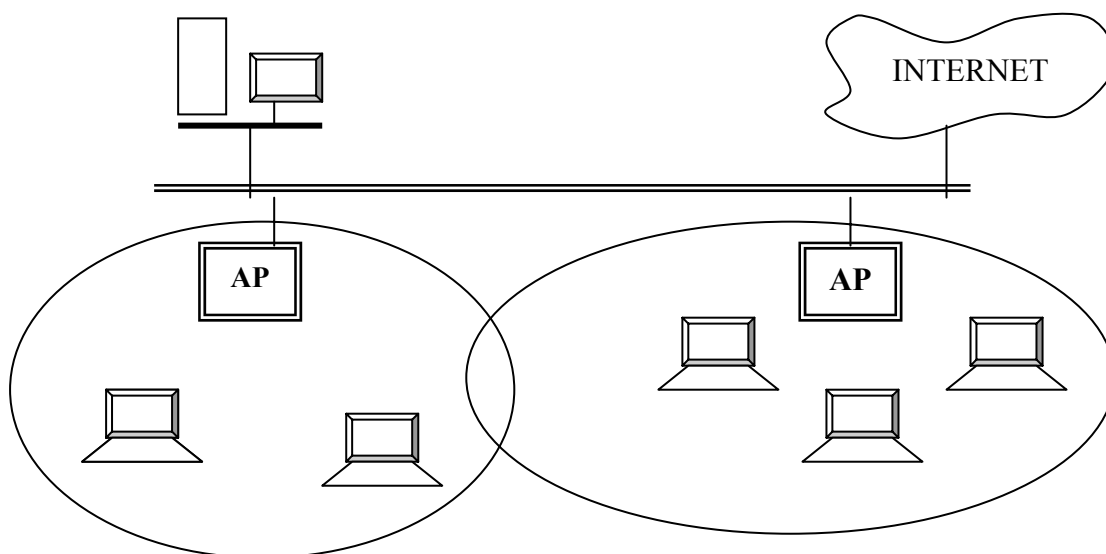
- Jakie elementy warstwy fizycznej będą naruszone poprzez zmiany długości przedrostka CP ?
- Czy elementy warstw logicznych są uzależnione od parametryzacji warstwy fizycznej ?
- Czy procedury uruchamiania sieci będą musiały ulec modyfikacji ?
- Jak powinno przebiegać przyłączanie nowych terminali do istniejącej sieci w nowych warunkach ?
- Co zmieni się w procedurach przechodzenia z komórki do komórki (roaming) o różnych wielkościach CP ?

Analizie powinny więc podlegać procedury działania całego systemu.

1.1. Motywacja wprowadzenia systemów WLAN

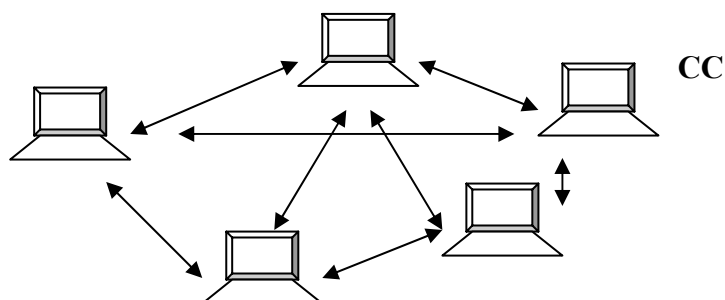
W świecie multimedialnym z zapotrzebowaniem na szybką transmisję danych wzrasta zapotrzebowanie na kanały o przepustowości do 10 Mb/sek. System UMTS zapewnia jedynie 2 Mb/sek, stąd pojawiła się inicjatywa opracowania specyfikacji systemów WLAN.

W zastosowaniach biurowych, gdzie łączność poprzez Internet odgrywa ważną rolę, łączność bezprzewodowa jest realizowana w komórkach z punktami dostępowymi, poprzez które realizowana jest łączność z Internetem. Schematycznie ukazuje to szkic z **rys. 1**.



Rys. 1. Szkic sieci z punktami dostępowymi

Często jednak występują sytuacje, kiedy łączność między terminalami organizowana jest spontanicznie, dla wypełnienia pewnego zadania, a łączność z Internetem może być realizowana jedynie bezprzewodowo. Mamy wtedy sieć typu **ad hoc**, bez dedykowanego punktu dostępowego. Rolę centralnego kontrolera pełni wówczas jeden z terminali ruchomych wyznaczany w sposób dynamiczny. Sytuację taką obrazuje **rys. 2**.



Rys.2. Szkic sieci ad hoc

Przykładem sieci ad hoc mogą być połączenia bezprzewodowe laptopów w salach wykładowych, na budowie, w budynkach bez okablowania, itp.

Inna kategoria sieci ad hoc to sieci sensorów.

2. Charakterystyka systemu HIPERLAN/2

2.1. Podstawowe cechy systemu

2.1.1. Specyfikacje systemów WLAN grupy BRAN

Kategorie systemów grupy projektu BRAN – Broadband Radio Access Network – ujęte są w tabeli 2.

Celem tej grupy jest opracowanie specyfikacji bezprzewodowych łącz z sieciami szkieletowymi, w tym ATM, czy IP, w relacji punkt – wielopunkt, wielopunkt – wielopunkt oraz punkt – punkt z szybkością nie mniejszą niż 25 Mb/s.

| Standard | Zakres częstotliwości [GHz] | Rok akredytacji | Technologie warstwy fizycznej | Zasięg | Maksymalna przepustowość użyteczna [Mb/s] |
|---|--|-----------------|-------------------------------|------------|---|
| HIPERLAN/ 1 (comp. wired LAN) | 5,15 – 5,25 | 1996 | GMSK | 50 m | 20 |
| HIPERLAN/ 2 | 5,15 – 5,35 5,470 – 5,725 | 2006 | OFDM | 30 - 150 m | 6 - 54 |
| HIPERLAN/ 3 (HIPERACCESS) Outdoor backbone | licencjonowane lub nielicencjo- nowane pasmo | | | 0.5 – 5 km | 25 |
| HIPERLAN/ 4 Stałe łącze (HIPERLINK) Indor backbone | 17.1 – 17.3 | 2003 | | 150 m | do 155 |

Tabela 2. Ogólna charakterystyka systemów HIPERLAN grupy BRAN

Treścią prezentowanej pracy jest analiza skutków wprowadzenia długości przedziału ochronnego symboli OFDM jako parametru adaptacyjnego w systemie HIPERLAN wersja 2.

2.2. Funkcje sieci radiowej

W standardzie HIPERLAN/2 zdefiniowane zostały funkcje pomiarowe i sygnalizacyjne ułatwiające działanie sieci radiowej. Konkretnie algorytmy dla realizacji tych funkcji pozostawione zostały do decyzji konstruktorów sprzętu radiowego.

2.2.1. Dynamiczna selekcja częstotliwości DFS (ang. dynamic frequency selection)

Dynamiczna selekcja częstotliwości pozwala na wybór optymalnego kanału częstotliwości dla danej sieci AD HOC. Kryterium wyboru stanowi poziom interferencji w dostępnych kanałach użytkowanych przez sąsiadujące komórki mierzony przez stację pełniącą rolę centralnego sterownika oraz stacje ruchome. Sygnałem odniesienia jest wstępny ciąg (ang. preamble) stanowiący początek każdego ciągu logicznego (patrz rozdział 4).

2.2.2. Adaptacja połączenia (ang. link adaptation)

Adaptacja połączenia jest funkcją, która pozwala utrzymać stałą jakość transmisji, niezależnie od zmieniającego się stosunku poziomu sygnału do interferencji C/I. Stosunek ten ulega zmianie nie tylko w funkcji propagacyjnych warunków otoczenia w danej komórce, ale zmienia się z natężeniem ruchu w sąsiednich komórkach. Adaptacja połączenia wykorzystuje pomiary jakości łącza w warstwie fizycznej. Zależnie od wyniku pomiaru dobierany jest tryb modulacji z konstelacji modulacji oraz wydajność kodu dla transmisji w kanale krótkim (SCH) oraz długim (LCH) w każdej ramce MAC.

2.2.3. Anteny wielowiązkowe (ang. multi beam antennas)

Anteny wielowiązkowe w systemie HIPERLAN/2 są wykorzystywane w celu zwiększenia pojemności systemu oraz podniesienia relacji C/I. Protokół MAC dopuszcza stosowanie do 7 wiązek antenowych.

2.2.4. Przełączanie komórki radiowej (ang. radio cell handover)

Z inicjatywą zgłoszenia procedury przełączania występuje stacja ruchoma. W wyniku pomiaru poziomów sygnału w sąsiednich komórkach następuje wybór komórki z największym C/I. Standard definiuje sygnalizację przełączania. Procedury pomiarowe nie są zdefiniowane w standardzie systemu HIPERLAN/2 i zależą od konstruktora sprzętu radiowego.

2.2.5. Kontrola mocy sygnału (ang. power control)

Kontrola poziomu mocy transmitowanego sygnału jest dokonywana zarówno po stronie stacji ruchomej jak i stacji sterującej. Pozwala to na uproszczenie oprogramowania nadajnika, gdyż informacje z MT zastępują funkcje automatycznej kontroli mocy (AGC, ang. Automatic Gain Control). Kontrola mocy sygnału stacji sterującej zapewnia ograniczenie interferencji na łączach z satelitarnymi systemami.

2.3. Alokacja spektrum dla systemu HIPERLAN/2

W Europie dla systemu HIPERLAN/2 udostępnione jest pasmo częstotliwości 455 MHz z podziałem na bloki, z ograniczeniami mocy transmitowanego sygnału:

| Zakres częstotliwości | Limit mocy EIRP | Komentarz |
|-----------------------|-----------------|-------------------|
| 5150 – 5350 MHz | 200 mW | wewnątrz budynków |
| 5470 – 5725 MHz | 1 W | zewnątrz budynków |

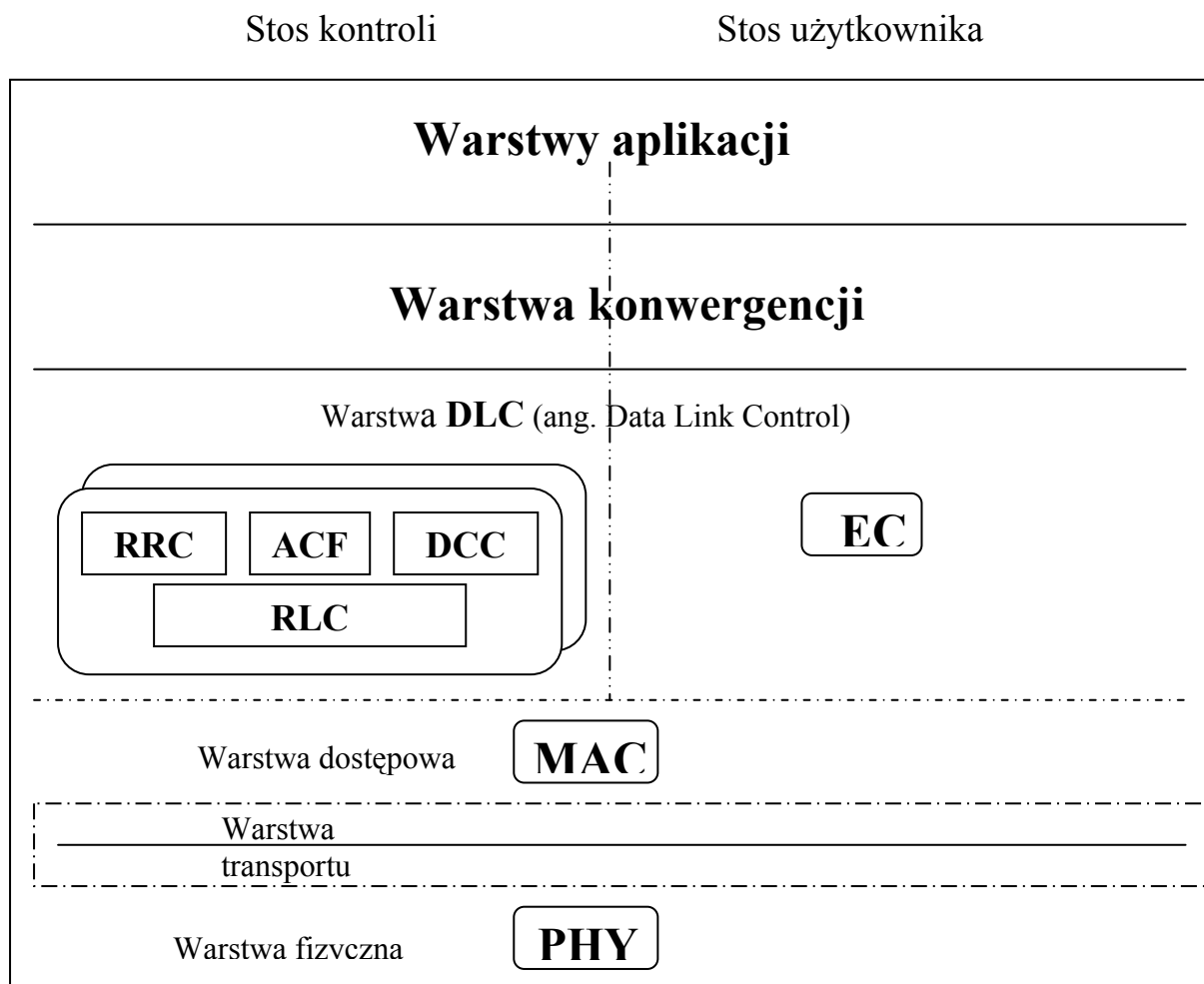
Tabela 3. Zakresy spektrum częstotliwości udostępnione dla systemu HIPERLAN/2 w Europie

W Stanach Zjednoczonych dla bezprzewodowego systemu LAN udostępniono 300 MHz w pasmie NII (National Information Infrastructure) obejmującym częstotliwości w zakresie 5.725 – 5.825 GHz..

W Japonii dla bezprzewodowego systemu LAN udostępniono 100 MHz w zakresie 5.15 – 5.25 GHz.

2.4. Architektura protokołów systemu HIPERLAN/2

Protokoły interfejsu radiowego systemu HIPERLAN/2 są przedstawione na **rys. 3**. Stos protokołów jest podzielony na część kontrolną oraz część użytkownika w ślad za semantyką podziału funkcyjnego systemu ISDN (ang. Integral Services Digital Network). W części użytkownika zawarte są funkcje transmisji zrealizowanych połączeń. Część kontrolna włącza funkcje kontroli zrealizowanych połączeń, zwolnień oraz nadzoru.



Rys. 3. Model odniesienia protokołów systemu HIPERLAN/2

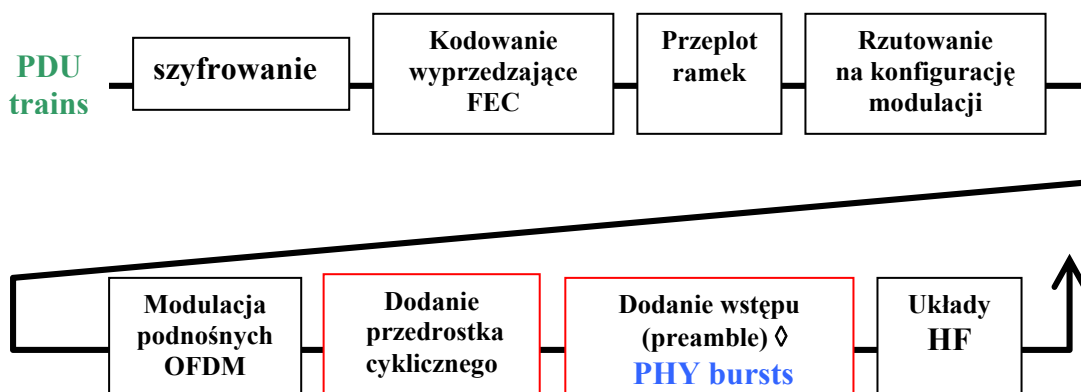
Protokół systemu HIPERLAN/2 uwzględnia trzy podstawowe warstwy:

- Warstwę fizyczną
- Warstwę kontroli połączeń danych (DLC, ang. Data Link Control layer) zawierającą:
 - a. Funkcje transportu danych, na które składają się:
 - i. Dostęp do medium MAC (ang. Medium Access Control)
 - ii. Kontrola błędów ER (ang. Error Control)
 - b. Funkcje kontroli łącza radiowego:
 - i. Kontrola zasobów radiowych RRC (ang. Radio Resource Control)
 - ii. Kontrola przyłączenia ACF (ang. Association Control Function)
 - iii. Kontrola połączenia DCC (ang. DLC Connection Control)
- Warstwę konwergencji CL (ang. Convergence layer)

3. Parametry warstwy fizycznej systemu HIPERLAN/2

3.1. Schemat przetwarzania sygnału w nadajniku

Blokowy schemat przetwarzania ciągu bitów (PDU train) w sygnał transmitowany przez centralny kontroler (CC) przedstawia rys. 4.



Rys. 4. Sekwencja operacji przetwarzania sygnału w nadajniku

Podstawowe operacje przetwarzania sygnału wejściowego:

- dodanie modulo dwa ciągu bitów skramblera,
- dodanie bitów kodera konwolucyjnego (*parametr adaptacyjny*),
- zastosowanie przeplotu
- zrzutowanie na konfigurację modulacji (*parametr adaptacyjny*)
- modulowanie kodera kanałowego OFDM ciągiem symboli,
- włączanie przedziałów ochronnych (przedrostków cyklicznych), obecnie o stałej długości.

Ciągi PDU (ang. PDU trains), korzystają z różnych kanałów transportu. W warstwie DLC zdefiniowanych zostało 6 różnych typów ciągów PDU:

- 1) Ciąg rozsiewczy PDU(ang. broadcast PDU train)
- 2) Ciąg ramki kanału FCH (ang. Frame Channel) oraz ciąg kanału dostępu ACH PDU (ang. ACH PDU train)
- 3) Ciąg PDU w dół (ang. Downlink PDU train)
- 4) Ciąg PDU w górę z krótkim wstępem (Uplink train with short preamble)
- 5) Ciąg PDU w górę z długim wstępem (Uplink train with long preamble)
- 6) Ciąg PDU połączenia bezpośredniego (ang. Direct link PDU train)

Dodanie do ciągów PDU wstępnych symboli (preambles) zbudowanych z pilotowych symboli OFDM oraz zrzutowanie pola informacyjnego na symbole OFDM przekształca ciągi PDU w ciągi logiczne PHY (ang. PHY bursts).

W specyfikacji systemu HIPERLAN/2 wyróżniono 5 rodzajów ciągów logicznych. Z wyjątkiem ciągu kanału FCH odpowiadają one ciągom PDU kanałów transportu:

2. Etap rozsiewczy (ang. Broadcast burst)
3. Etap w dół (ang. Downlink burst)
4. Etap w górę z krótkim wstępem (Uplink burst with short preamble)
5. Etap w górę z długim wstępem (Uplink burst with long preamble)
6. Etap łącza bezpośredniego (Direct link burst)

Przetwarzanie w odbiorniku w specyfikacji systemu nie zostało sprecyzowane, a jedynie określone poprzez podanie wymagań na jakość odbioru.

3.2. Budowa symboli OFDM systemu HIPERLAN/2

Symbol OFDM zawiera 48 podnośne informacyjne oraz 4 podnośne pilotowe. Opisane w specyfikacji systemu HIPERLAN/2 parametry symbolu zawierają 2 opcje długości przedziału ochronnego: $\frac{1}{4}$ długości pola informacyjnego, oraz $\frac{1}{8}$ długości pola informacyjnego.

Parametry symboli OFDM systemu H/2 przedstawione są w tabeli 4.

| Parametr | Wielkość | |
|--|---|----------------------|
| Częstotliwość próbkowania $f_s = 1/T$, $T = 50 \text{ ns}$ | 20 MHz | |
| Długość pola użytecznego T_U | $64T = 3,2 \text{ us}$ | |
| Długość przedziału ochronnego T_{CP} | 16T 0.8 us | 8T 0.4 us (opcja) |
| Długość symbolu OFDM | 80 T 4 us | 72 T 3,6 us |
| Liczba informacyjnych podnośnych N | 48 | |
| Liczba podnośnych pilotowych | 4 | |
| Systemy modulacji | BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM | |
| Wydajność kodu | $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$ | |
| Pojemność informacyjna symboli [B] | 3 – 27 | |
| Przepustowość użyteczna [Mb/s] | 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 | |
| Odstęp międzytonowy [kHz] ($1/T_U$) | 312,5 | |
| Blok częstotliwości | 16,25 MHz | |

Tabela 4. Parametry symboli OFDM systemu HIPERLAN/2

4. Warstwa kontroli połączeń (DLC)

Warstwa kontroli połączeń DLC stanowi logiczne łącze między punktem dostępowym komórki czy stacją sterującą a ruchomym terminalem (MT). Jej funkcje obejmują:

- Stos użytkownika
 - Dostęp do medium: protokół MAC – Medium Access Control
 - Transmisję: protokół EC – Error Control
- Stos kontroli
 - Realizacja połączenia zgodnie z protokołem RLC (ang. Radio Link Control):
 - ♣ Kontrola funkcji połączenia ACF (ang. Association Control Function)
 - ♣ Kontrola zasobów radia RRC (ang. Radio Resource Control)
 - ♣ Sygnalizacja DCC (ang. DLC Connection Control)

Niżej opisujemy funkcje poszczególnych części protokołu DLC.

4.1. Protokół MAC

Protokół MAC jest protokołem dostępu do medium (łącza radiowego) i wynikającej stąd transmisji danych. Kontrola tego procesu wykonywana jest przez terminal pełniący rolę jednostki centralnej (punktu dostępowego AP). Jednostka centralna przyjmuje zgłoszenia o zasoby od ruchomych terminali i – w przypadku realizacji transmisji – przydziela dostęp do łącza radiowego w określonym przedziale czasowym ramki MAC, czy w ciągu ramek MAC.

Protokół MAC stosuje pracę dwukierową z podziałem czasu oraz wielodostęp z podziałem czasu TDMA/ TDD (ang. Time Division Multiple Access / Time Division Duplex). Podział dostępu do medium poprzez szczeliny czasowe dopuszcza komunikację w obie strony (down-link oraz up-link) w ramach jednej ramki czasowej MAC systemu HIPERLAN/2. Szczeliny czasowe dla komunikacji w górę oraz w dół są przydzielane dynamicznie w zależności od zapotrzebowania na zasoby radiowe. Ramka MAC ma stałą długość 2 ms. i składa się z kanałów:

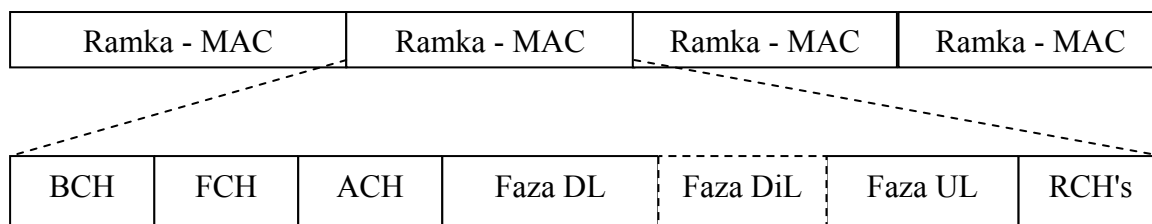
- Rozsiewczego BCH (ang. Broadcast channel)
- Kontroli (zawartości) ramki FCH (ang. Frame control channel)
- Kontroli dostępu ACH (ang. Access channel)
- Transmisji w dół DL (ang. Downlink channel)
- Transmisji bezpośredniej między terminalami ruchomymi DiL (ang. Direct Link channel)
- Transmisję w górę UL (Uplink channel)
- Dostępu losowego RCH (Random Access channel)

Poza kanałami dostępu losowego RCH, gdzie akces o dostęp uzyskuje się poprzez konkurencyjny proces, transmisja wyznaczana jest przez przydział szczelin czasowych przez jednostkę centralną.

Długość czasowa kanału rozsiewczego jest ustalona. Długość pozostałych kanałów zależy od stanu zapotrzebowania na medium.

Ramka MAC oraz kanały transportu stanowią interfejs między warstwą DLC oraz warstwą fizyczną.

Podstawową strukturę ramki MAC przedstawia **rys.5**.



Rys. 5. Podstawowa struktura ramki MAC

4.1.1. Kanały transportu

Kanał rozsiewczy BCH (ang. the Broadcast channel). Kanał BCH służy do transmisji w dół jednocześnie do wszystkich terminali ruchomych danej komórki. Zawiera informacje kontrolne przekazywane w każdej ramce MAC:

- o poziomach mocy sygnału transmisyjnego
- początku oraz długości ramki kanału FCH
- początku oraz długości ramki kanału losowego dostępu RCH
- wskaźnik pobudzenia, przejścia do stanu aktywnego (ang. wake-up indicator)
- identyfikator terminala pełniącego rolę punktu dostępowego
- identyfikator sieci HIPERLAN/2

Kanał kontroli ramki FCH (ang. the Frame control channel). Kanał FCH służy do transmisji w dół i zawiera opis rozmieszczenia przyznanego zasobów bezprzewodowego łącza dla fazy transmisji w ramach ramki MAC:

- w dół
- w górę
- dostępu losowego RCH

Kanał kontroli dostępu ACH (ang. the Access feedback channel). Kanał ACH służy jako łącze w dół, do przekazywania wyników wcześniejszego akcesu terminali do łącza poprzez kanał dostępu losowego RCH.

Faza łącza w dół DL (ang. Down link phase). Jest to faza pozwalająca na komunikację terminali ruchomych z punktem dostępowym poprzez ciągi PDU (ang. PDU trains). Ciąg PDU generalnie składa się z dwóch typów kanałów:

- **długiego kanału transportowego LCH** (ang. Long transport Channel) zbudowanego z ramek U-PDU (DLC User PDU; 54 bajty, w tym 48 bajtów danych użytkownika),
- **krótkiego kanału transportowego SCH** (ang. Short transport Channel) zbudowanego z ramek C-PDU (DLC Control PDU; 9 bajtów)

Faza łącza w górę UL (ang. Up link phase). Analogicznie jak wyżej, z kierunkiem w górę.

Kanał dostępu losowego RCH (ang. the Random access channel). Kanał RCH stosowany jest jako zdobywane konkurencyjnie łącze w górę, do stacji pełniącej rolę punktu dostępowego, w celu uzyskania dostępu do zasobów kanału (w czasie faz DL lub UL kolejnych ramek MAC). W kanale tym przesyłane są komunikaty sygnałów RLC. Dostęp do szczelin rywalizacji (ang. contention slots), z których zbudowana jest ramka kanału RCH, uzyskiwany jest poprzez procedurę losową. Informacja o wynikach procedury dostępowej umieszczana jest w kolejnej ramce MAC w polu ACH.

4.1.2. Kanały logiczne

Kanały transportowe SCH, LCH oraz kanał losowego dostępu RCH służą do przenoszenia ciągów logicznych zorganizowanych w kanały logiczne:

Rozsiewczy kanał kontroli BCCH (ang. Broadcast Control Channel)

Rozsiewczy kanał kontroli służy do transmisji w dół kontrolnych komunikatów dotyczących wszystkich stacji danej komórki. W ramach ramki MAC kanał BCCH zajmuje stałą długość. Typy komunikatów kanału BCCH:

- Komunikaty RLC kanału rozsiewczego
- Identyfikatory MAC-ID dla przyłączanych stacji ruchomych
- Potwierdzenia przełączenia (ang. handover)
- Informacje wyższych warstw systemu, np. warstwy konwergencji CL
- Parametry systemu kodowania

Wszystkie stacje ruchome w komórce mają dostęp do kanału BCCH, dla każdego elementu anteny w każdej ramce MAC.

Kanał kontroli ramki FCCH (ang. Frame Control Channel)

Kanał FCCH stosowany dla transmisji w dół w celu przenoszenia informacji o strukturze ramki MAC z przyznanymi zasobami łącza radiowego RGs (ang. Resource Grants). Zasoby RG obejmują długie i krótkie kanały odbioru i transmisji z wskazaniem ich położenia w ramce MAC, a także dane dotyczące wolnych miejsc ramki.

W kanałach LCH oraz SCH przesyłane są informacje kanałów RBCH, DCCH, LCCH, UBCH oraz UMCH.

Kanał zwrotny losowego dostępu RFCH (ang. Random access Feedback Channel). Kanał RFCH służy do informowania terminali MT, które w poprzedniej ramce aplikowały o dostęp do łącza radiowego poprzez kanał losowego dostępu RCH, o rezultatach ich starań.

Kanał rozsiewczy kontroli łącza radiowego RBCH

(ang. RLC Broadcast Channel).

Kanał RBCH przesyła z centralnego kontrolera informacje o stanie kanału rozsiewczego danej komórki. Są to informacje typu:

- komunikaty RLC
- identyfikatory MAC ID przyznawane przyłączanym terminalom
- dane dla generacji wektora inicjującego w koderach terminali MT

Kanał RBCH w dół jest transmitowany tylko w razie konieczności i nie częściej, niż raz w czasie ramki MAC dla każdej sektorowej anteny.

Dedykowany kanał kontroli DCCH (ang. the Dedicated Control Channel).

Kanał DCCH przenosi komunikaty warstwy RLC zdefiniowane **dla kontroli przyłączenia** oraz kontroli istniejącego połączenia DLC. Każdy podłączony terminal ma jedną ramkę DCCH po przyznaniu identyfikatora MAC-ID w celu kontroli sygnalizacji.

Kanał danych użytkownika UDCH (ang. the User Data Channel).

Warstwa DLC gwarantuje zachowanie sekwencyjnego przekazu ramek SDU (ang. service data unit) do warstwy konwergencji. Ramki te przekazywane są w kanale UDCH w ciągach PDU.

Kanał kontroli łącza radiowego LCCH (ang. the Link Control Channel).

Kanał LCCH przenosi funkcje warstwy kontroli błędów EC z terminala sterującego do MT dla wskazanych komunikatów UDCH oraz odpowiedzi terminala ruchomego w przydzielonej szczelinie czasowej wyznaczonej w polu FCH kolejnej ramki.

Kanał kontroli przyłączenia ASCH (ang. the Association Control Channel).

Kanał ASCH służy do przekazywania komunikatów występowania o przyłączenia do sieci oraz występowania o przełączenie do innej komórki (ang. handover) przez ruchomy terminal.

4.1.3. Relacje między kanałami logicznymi oraz transportu

Relacje między kanałami logicznymi oraz transportu obrazuje **rys. 6**.

Kanały transportowe z ich usytuowaniem zaznaczone są w ramce MAC. Na schemacie wskazano kanały logiczne oraz – strzałkami - ich odniesienie do kanałów transportowych.

4.2. *Protokół kontroli błędów EC*

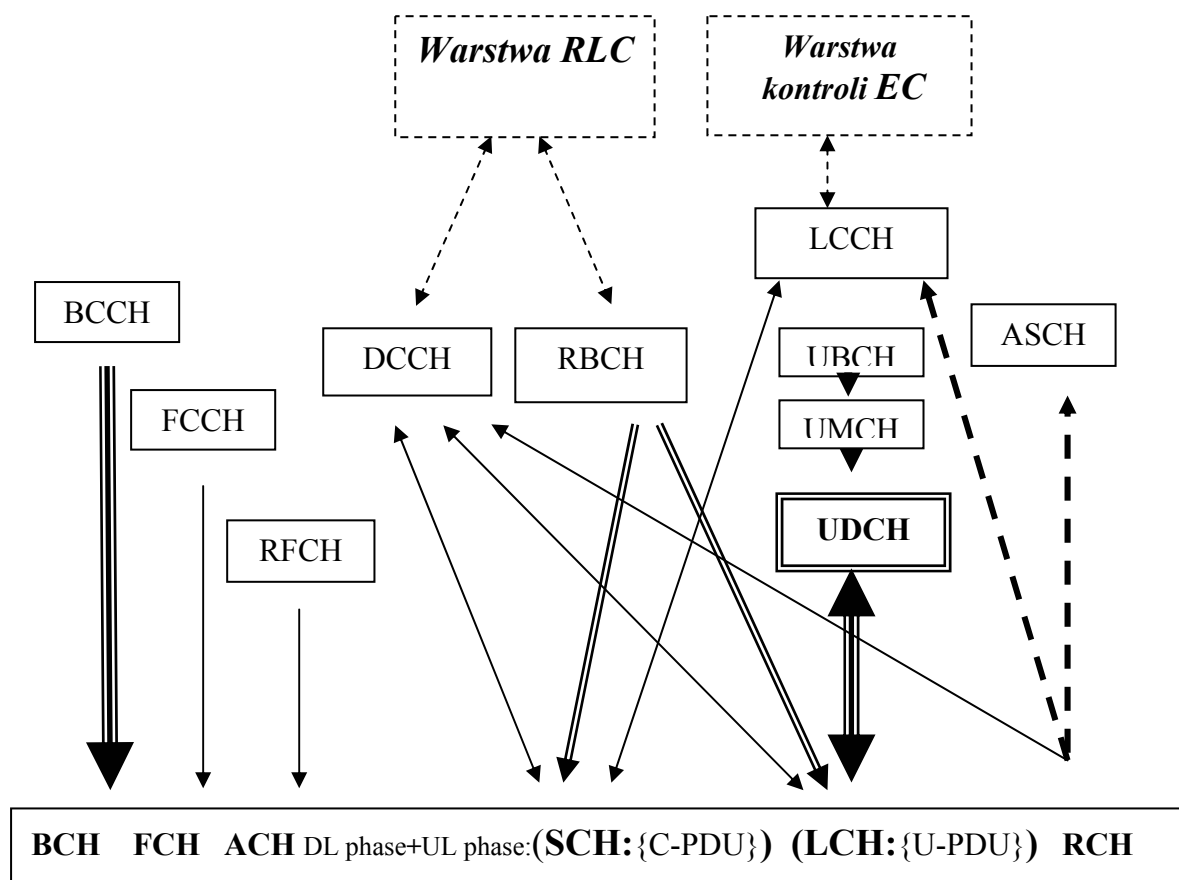
Mechanizm kontroli błędów (EC) w systemie HIPERLAN/2 pozwalający zwiększyć wiarygodność radiowych połączeń to **selektywne powtórzenia SR** (ang. Selective Repeat) procedury ARQ (ang. Automatic Repeat Request). Kontrola błędów składa się z operacji:

- Detekcja błędów bitowego
- Retransmisja uszkodzonego pola U-PDU w długim kanale transportu LCH ramki MAC

Komunikaty ARQ ACK/NACK są sygnalizowane w kanale kontroli połączenia LCCH.

Inne zadanie protokołu kontroli błędów to przydzielanie kolejnych numerów ramkom U-PDU dla każdej transmisji radiowej do warstwy konwergencji. W ten sposób można kontrolować **sekwencyjność przekazu**.

Kontrola jakości usługi QoS dla aplikacji, w których opóźnienia w trakcie transmisji stanowią parametr krytyczny, opiera się na usuwaniu opóźnionej ramki U-PDU oraz ramek z niższymi kolejnymi numerami. W efekcie w trakcie transmisji pojawiają się 'dziury' z zachowaniem aktywnego połączenia DLC. Odzyskanie brakujących danych – o ile konieczne - pozostaje zadaniem wykonywanym w ramach wyższych warstw systemu.



Rys. 6. Relacje między kanałami logicznymi oraz transportu w systemie HIPERLAN/2

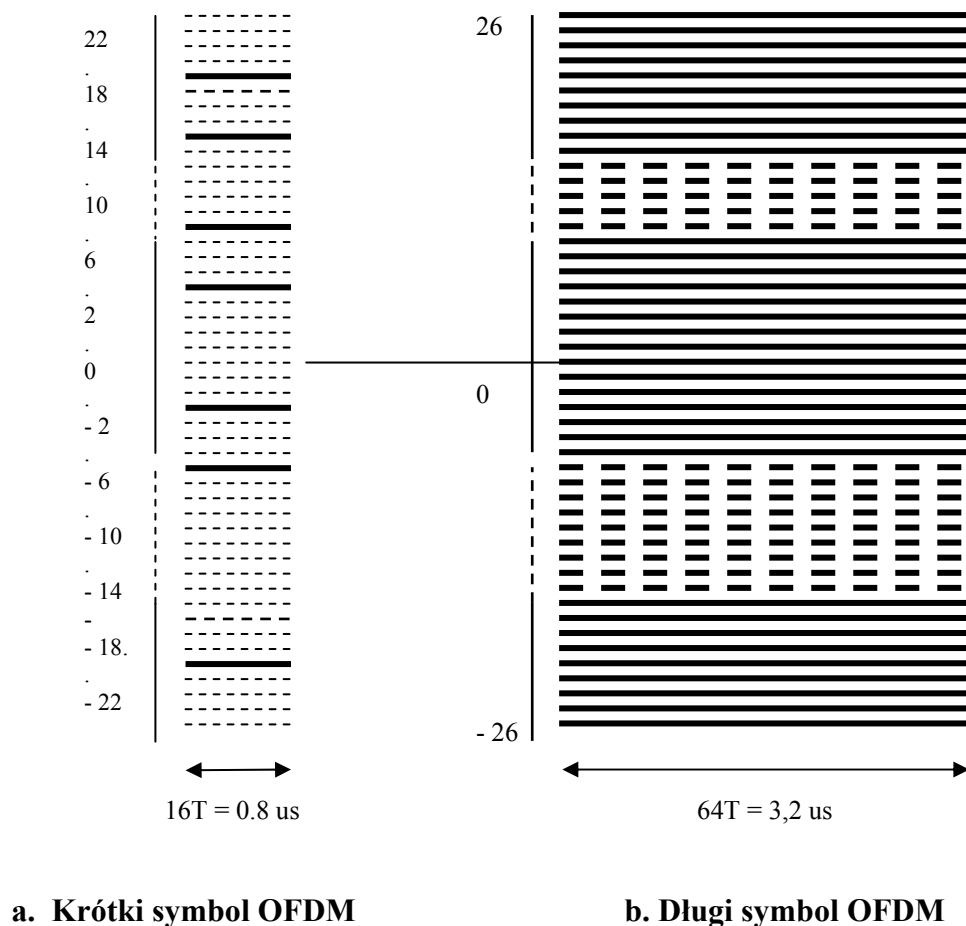
4.3. Kontrola łącza radiowego RLC

Wymiana sygnalizacji kontrolnych między stacją sterującą oraz ruchomą warstwy DLC w systemie HIPERLAN/2 odbywa się poprzez sygnalizację oraz kontrolę protokołu **RLC** (ang. Radio Link Control), który pełni zadania transportowe dla funkcji:

- Kontroli przyłączania stacji **ACF** (ang. Association Control Function)
- Kontroli DLC realizowanych połączeń użytkownika **DCC** (ang. DLC user Connection Control function)
- Kontroli zasobów radiowych łącza **RRC** (ang. Radio Resource Control)

4.3.1. Budowa przedrostka ciągów logicznych (ang. preamble)

Kontrola parametrów łącza radiowego wymaga przesyłania na początku każdego ciągu informacyjnego (ang. burst) ciągu symboli OFDM o znanych parametrach, tzw. symboli testowych (ang. training OFDM symbols). W systemie H/2 do budowy wstępu przyjęto dwa rodzaje symboli OFDM przedstawione na rys. 7.



Rys. 7. Symbole OFDM do budowy wstępu w ciągach logicznych (ciemne linie = niezerowe podnośne)

Ciąg czterech krótkich symboli jest to łącznie jeden symbol o długości T_U , lecz z rozstawieniem podnośnych co cztery (pozostałe wyzerowane), stąd

$$\Delta f = 4 \cdot 1/T_U = 1/(T_U/4)$$

co odpowiada symbolowi o długości pola użytecznego $T_U/4$. Zamiast więc mówić o jednym symbolu o długości T_U oraz rozstawie podnośnych co 4, można mówić o 4-ch symbolach długości $T_U/4$ i normalnym rozstawie przyjętym dla symboli OFDM.

Krótkie symbole OFDM ze względu na rzadsze odstępy międzytonowe służą przede wszystkim do zgrubej synchronizacji częstotliwości. Długie symbole, o normalnym

rozstawie podnośnych, pozwalają na dokładną synchronizację oraz estymację pozostałych parametrów.

Dla celu estymacji rozrzutu czasów opóźnienia ścieżek sygnału będą służyć długie symbole testowe ze znanymi 52 pilotowymi podnośnymi.

W systemie HIPERLAN/2 metody oceny parametrów propagacyjnych łącza nie zostały ujęte w specyfikacji, lecz określono – podobnie jak w odpowiednikach amerykańskim oraz japońskim – budowę wstępu ciągów logicznych, na podstawie których można parametry łącza estymować i synchronizować w układach odbiornika.

Budowa wstępu różnych ciągów logicznych (ang. PHY burst) zależy od kierunku i rodzaju transmisji. Struktura wstępu różnych typów ciągów przedstawiona została na **rys 8** [N4].

Na rysunku przyjęto oznaczenia:

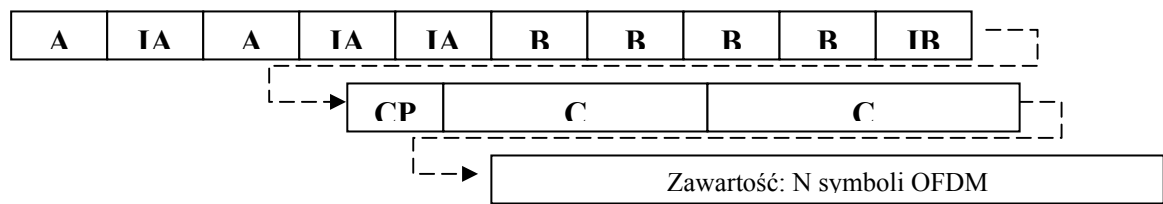
- **A, IA, A, IA, IA** – ciąg krótkich symboli o długości 5 x16 próbek, łącznie 4 us
Niezerowe pilotowe podnośne o numerach $\pm 2, \pm 6, \pm 10, \pm 14, \pm 18, \pm 22$.
Symbol **IA** = **A**.
- **B, B, B, B, IB** - ciąg krótkich symboli o długości 5 x16 próbek, łącznie 4 us
Niezerowe pilotowe podnośne o numerach $\pm 4, \pm 8, \pm 12, \pm 16, \pm 20, \pm 24$.
Symbol **IB** = - **B**
- **C** - symbol OFDM normalnej długości 3,2 us, o 52 znanych podnośnych pilotowych z zbioru (+1, -1)
- **CP** – podwójny cykliczny przedrostek = ostatnie 32 próbki symbolu C, łącznie 1,6 us

W celu wyrównania średniej mocy promieniowanej wszystkich symboli OFDM przyjęto dla 12 podnośnych krótkich symboli zwiększenie ich amplitud przez pomnożenie przez czynnik normujący K_{norm} . Jego wielkość wynika z porównania sumy mocy sygnałów podnośnych dla krótkiego oraz długiego symbolu:

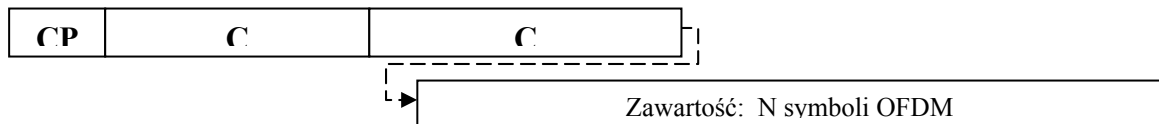
$$K_{\text{norm}} \cdot (12 \cdot [1+1]) = 52$$

skąd

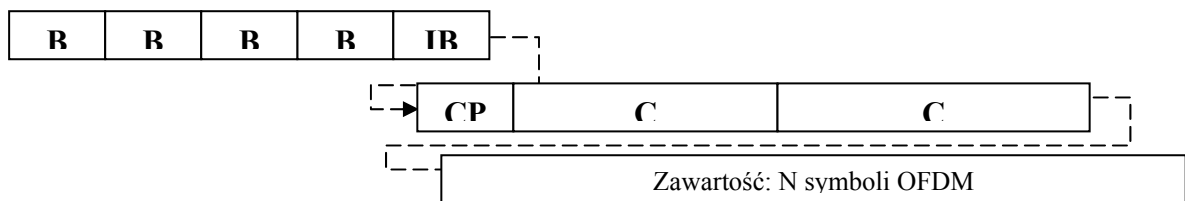
$$K_{\text{norm}} = \sqrt{13/6}$$



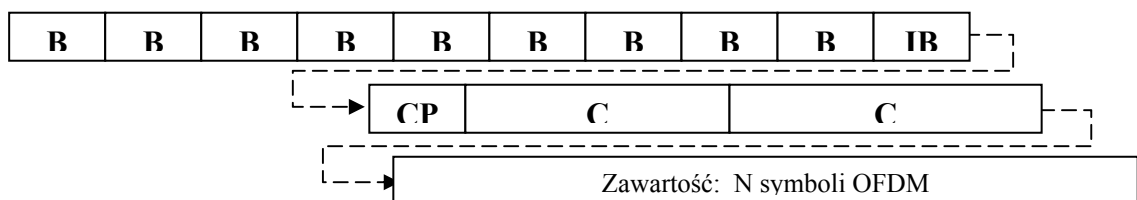
A. Struktura ciągu rozsiewczego



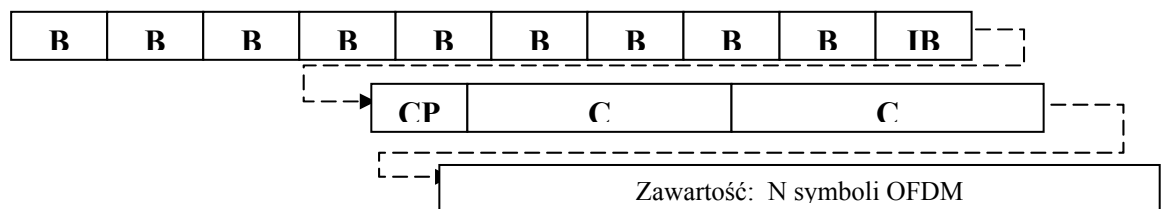
B. Struktura ciągu w dół



C. Struktura ciągu w górę z krótkim wstępem



D. Struktura ciągu w górę z długim wstępem



E. Struktura ciągu bezpośredniego

Rys. 8. Struktura ciągów logicznych w systemie H/2

4.3.2. Funkcja kontroli przyłączenia ACF (ang. Association Control Function)

Przyłączanie stacji ruchomej do sieci danej komórki składa się z kolejnych podstawowych procedur algorytmu kontroli dołączenia ACF zgodnie z **rys. 9** [N5]:

- Wybór sieci bezprzewodowej na podstawie najsilniejszego sygnału BCH ◇ identyfikacja sieci na podstawie *identyfikatora sieci* w **kanale SCH**
- Akces MT o identyfikator MAC-ID
- Akces MT o dostęp do łącza radiowego poprzez kanał ASCH (ASsociation control CHannel) w celu negocjacji i ustalenia:
 - Parametrów warstwy fizycznej
 - Wybranej warstwy konwergencji
 - Przyznanego upoważnienia i algorytmu szyfryzacji
 - ♣ Wymiana klucza Diffie-Helmana dla niejawnych sesji
 - ♣ Dla dalszej szyfryzacji algorytm DES lub 3-DES
 - ♣ Zakodowane klucze są okresowo zmieniane w celu uniknięcia deszyfryzacji
 - ♣ Potwierdzenie przez MT odbioru algorytmu szyfru oraz wspólnego klucza dla trybu bezpośredniego
- Po załączeniu MT może wystąpić o przydział dedykowanego kanału kontroli DCCH w celu ustalenia użytkowników łącza DLC

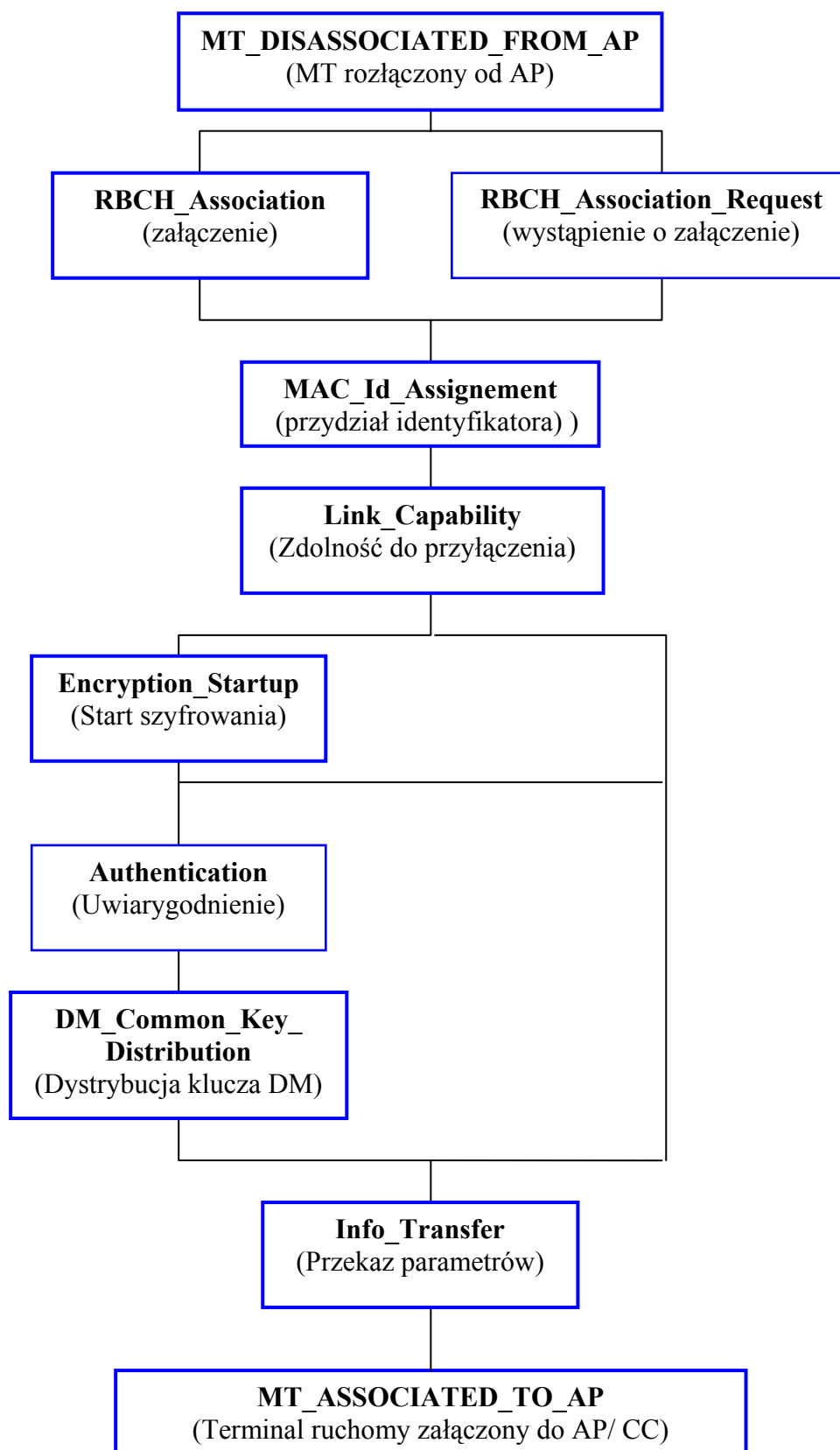
Odłączanie stacji MT może zostać zrealizowane:

1. Bezpośrednio

W trybie bezpośrednim MT komunikuje jednostce sterującej, że się rozłącza

2. Pośrednio

Gdy stacja przez określony czas znajduje się poza zasięgiem jednostki sterującej wszystkie jej zasoby związane ze stacją zostają usunięte



Rys. 9. Podstawowe procedury algorytmu załączania MT do sieci AP/ CC

4.3.3. Kontrola DLC połączenia użytkownika DCC (ang. DLC user Connection Control)

Komunikaty sygnalizujące zgłoszenie połączenia przesyłane są w kanale DCCH. Poprzez procedury kontrolne warstwy RLC sprawdzane są zasoby danego terminala MT (MAC-ID). Na żądanie podawane są parametry łącza. Ustalone łącze otrzymuje identyfikator DLC przydzielany przez stację pełniącą rolę centralnego kontrolera.

W odwrotnej kolejności łącze może być zwolnione.

4.3.4. Kontrola zasobów radiowych RRC (ang. Radio Resource Control)

Kontrola zasobów radiowych RRC (ang. Radio Resource Control) zawiera procedury:

- Dynamiczny wybór częstotliwości DFS (ang. Dynamic Frequency Selection)
- Kontrola uaktywnienia stacji ruchomej MT (ang. MT alive)
- Przejście MT w stan uśpienia (ang. power save)
- Przełączanie między komórkami (ang. handover)

5. Warstwa konwergencji CL

Warstwa konwergencji wypełnia dwie podstawowe funkcje:

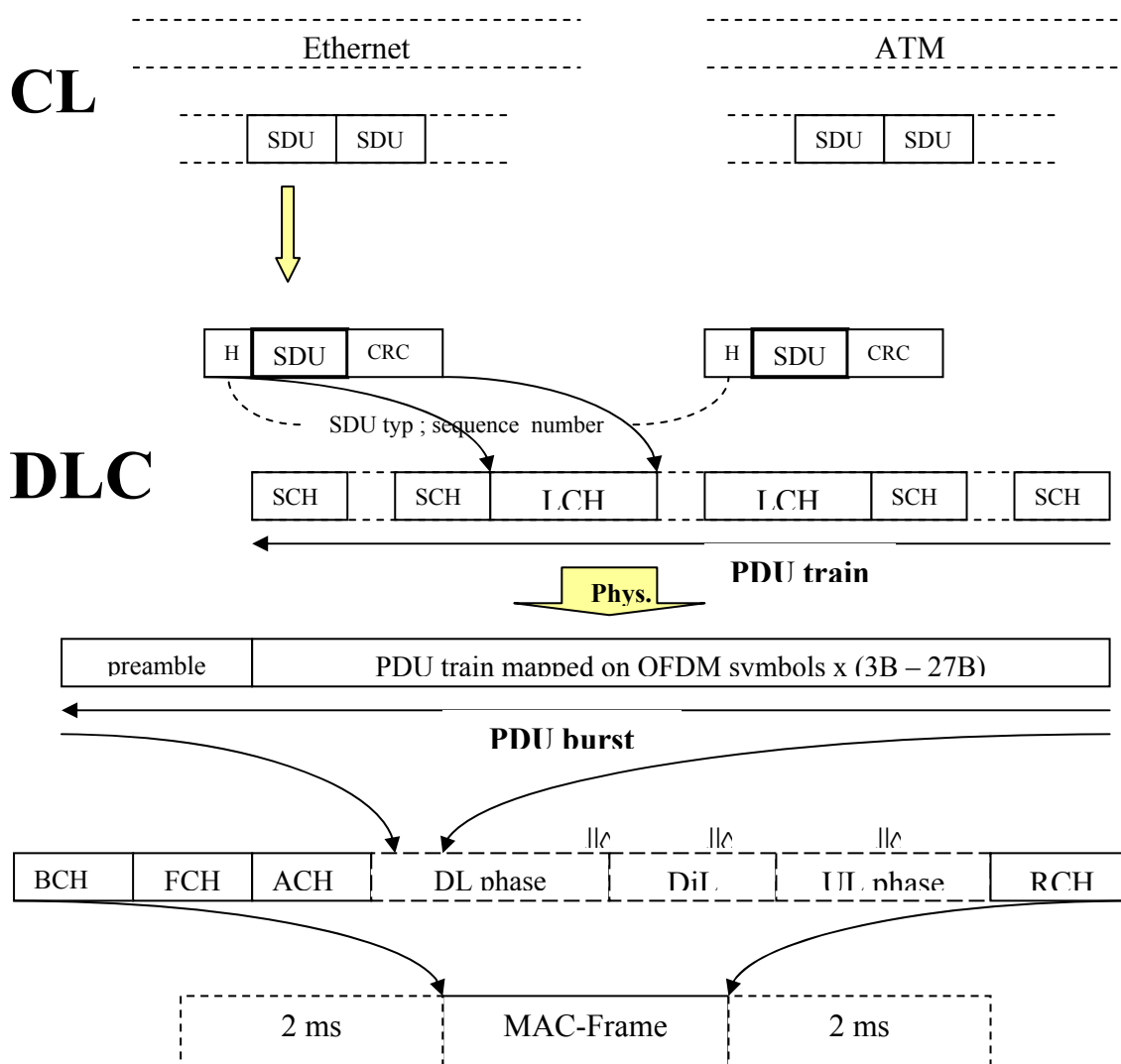
- Adaptacja aplikacji usług z warstwy wyższej do warstwy DLC
- Przekształcanie pakietów SDU (ang. Service Data Unit) wyższej warstwy o zmiennej czy stałej długości na pakiety o stałej długości stosowane w warstwie DLC

Segmentacja, dopełnianie, czy scalanie pakietów DSL SDU to podstawowe operacje pozwalające na standaryzację oraz implementację warstw DLC oraz PHY niezależnie od typu sieci, z którą HIPERLAN/2 może być stowarzyszony (Ethernet, IP, ATM, UMCS, etc).

Generalnie można wyróżnić dwie podwarstwy w warstwie CL:

- Pakietową
- Kontenerową (dla łącza z siecią ATM)

Relacje warstwy konwergencji z niższymi warstwami przedstawia rys. 10.



Rys. 10. Relacja warstwy konwergencji z warstwą DLC systemu HIPERLAN/2

6. Warianty parametryzacji długości przedziału ochronnego w lokalnych warunkach propagacyjnych

Oznaczmy:

$T(i,j)$ – długość rozrzutu opóźnień w komunikacji bezpośredniej między terminalami 'i' oraz 'j'. awaielkość ta wyznacza optymalną długość przedziału ochronnego T_g w danych lokalnych warunkach propagacyjnych. Ze względu na równość dróg propagacyjnych między terminalami w obu kierunkach zachodzi równość $T(i,j) = T(j,i)$.

A priori można wyróżnić kilka kategorii parametryzacji przedziału ochronnego w zbiorze terminali systemu Ad Hoc.

6.1. Optymalizacja długości przedziału ochronnego w warunkach kwazistacjonarnych

Algorytm ustalania wielkości T_g optimum

Kategorie przedziałów ochronnych ruchomych terminali w systemie Ad Hoc WLAN:

Komunikacja z jednym przedziałem ochronnym $T_g(i,j) = T_g$ dla wszystkich $i \neq j$.

Wszyscy uczestnicy sesji wysyłają i odbierają symbole o ustalonej a priori w specyfikacji wielkości przedziału ochronnego. Jest to przedział stosowany w obecnym standardzie (specyfikacji).

Wszyscy uczestnicy sesji wysyłają i odbierają symbole OFDM o ustalonej lokalnie w danej sieci długości przedziału ochronnego. Optymalnie winno to być supremum długości rozrzutów mierzonych w terminalach danej sieci.

Komunikacja kontrolera CC z każdym terminalem TM z indywidualnym przedziałem ochronnym $T_g(i) = T_g(C,i)$

- Komunikacja w systemie Ad Hoc WLAN prowadzona szeregowo (niezależnie od trybu wchodzenia do kolejki) \diamond każdy MT(i) może ustalać własny optymalny $T_g(i)$ dostosowany do warunków propagacyjnych łączy z stacją centralną
- Otwarcie sesji z symbolami OFDM o max T_g \diamond każdy uczestnik kolejno przesyła ramkę z kodem swego adresu do stacji centralnej \diamond każdy z pozostałych MT(j) wylicza $T_g(i,j)$, a następnie wylicza dla całego zbioru $\max_{(j \neq i)} T_g(i,j) = T_g(i)$
- O własnym optymalnym T_g każdy MT informuje wszystkich pozostałych, by zapamiętali adres startowy okna MT(j) dla odbioru jego symboli
- Pomiar poprzez analizę $\{R_k\}$ symboli OFDM przesłanych z pozostałych MT w szeregowym porządku – każdy po 1 symbolu do pozostałych
- W zmieniających się warunkach propagacyjnych procedura winna być powtarzana okresowo
- Nowa stacja włącza się szeregowo z sygnowanym jako wstępny symbolem OFDM z max T_g (jak dla otwarcia sesji)

Komunikacja każdy z każdym sąsiadem na indywidualnych warunkach

Dla każdej pary $i, j \in N$, gdzie $i \neq j$, ustalany jest indywidualny przedział ochronny $T_g(i, j)$.

6.2. Warianty parametryzacji długości pól symboli OFDM

W systemie HIPERLAN/2 przyjęta jest stała szerokość kanału częstotliwości B czyli różnica między częstotliwościami skrajnych podnośnych symboli OFDM.

Drugi podstawowy parametr warstwy fizycznej to długość pola użytecznego symboli OFDM. Wielkość ta decyduje o wielkości odstępów międzytonowych, czyli liczbie podnośnych N :

$$N = B \cdot T_U$$

W prezentowanej pracy interesuje nas wpływ adaptacyjnej długości przedziału ochronnego symboli OFDM na przepustowość systemu. Możliwe są tu do przyjęcia dwa warianty:

- ♣ Pole użyteczne symboli OFDM zachowuje stałą długość
- ♣ Zachowana zostaje stała długość całego symbolu

Niżej rozpatrujemy kolejno oba warianty.

6.2.1. Stała długość pola użytecznego T_u

Dla stałych B, T_U mamy stałe $N = B \cdot T_U$. Jednocześnie, wobec adaptacyjnie zmiennej wartości przedziału ochronnego T_g długość symbolu $T_s = T_g + T_u$ będzie zmienna. Przepustowość informacyjna kodera OFDM o M punktowej modulacji podnośnych wynosi:

$$[M \cdot (N - P)] \cdot 1/T_s = M[B T_U - P]/(T_g + T_U)$$

gdzie P – liczba podnośnych pilotowych.

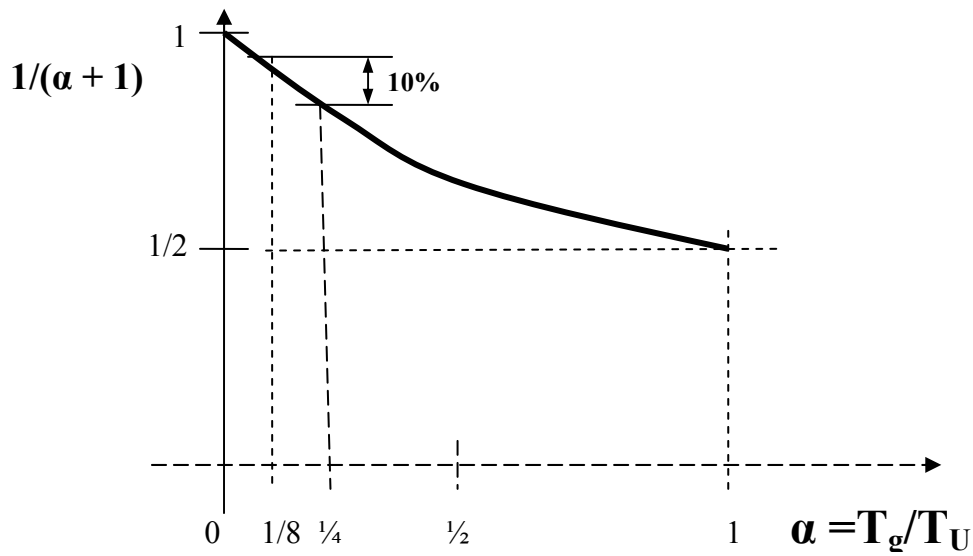
Wyrażając długość przedziału ochronnego T_g jako ułamek długości pola użytecznego:

$$T_g = \alpha \cdot T_U$$

Otrzymujemy wzór na przepustowość kodera OFDM:

$$M[B - P/T_U]/(\alpha + 1) \quad /x/$$

Zależność $/x/$ w funkcji α przedstawia **rys. 11**. Dla najczęściej spotykanej wartości $\alpha = 1/4$ przepustowość kodera wynosi 0.8 wartości maksymalnej, a dla $\alpha = 1/8$ mamy 0,89 maksimum, różnica wynosi więc 0.1 maksimum czyli 10% przepustowości kodera, co decyduje o przepustowości systemu.



Rys. 11. Zależność przepustowości kodera OFDM od parametru $\alpha = T_g/T_U$

Rzutowanie ciągów logicznych na symbole OFDM nie zmienia w tym przypadku ustalonego schematu. Dołączany w koderze przedział ochronny będzie miał adaptacyjnie ustaloną długość.

6.2.2. Pole T_s o stałej długości

W przypadku stałej długości symbolu adaptacyjna długość przedziału ochronnego T_g będzie decydować o zmiennej długości pola użytecznego T_U :

$$T_U = T_s - T_g ,$$

oraz o zmiennej liczbie podnośnych informacyjnych: $N = B \cdot T_U - P$,

Przepustowość kodera wynosi :

$$M \cdot N / T_s = M \{ B(T_s - T_g) - P \} / T_s$$

Przyjmując

$$T_g = \beta T_s$$

otrzymujemy wzór na przepustowość kodera OFDM:

$$MB(1 - \beta) - M \cdot P / T_s$$

Biorąc pod uwagę zależność parametrów α oraz β z tożsamości:

$$\alpha T_U = T_g = \beta T_s = \beta(T_g + T_U) = \beta(\alpha T_U + T_U) = \beta(\alpha + 1) T_U$$

otrzymujemy dla przepustowości kodera wzór ($\beta = \alpha / (1 + \alpha)$):

$$MB/(1+\alpha) - MP/T_s$$

czyli praktycznie taka samą wartość jak w /x/.

Rzutowanie ramki logicznej na ramki OFDM byłoby wykonywane w tym przypadku według schematu zmiennego w czasie.

6.3. Warstwa dostępową (MAC)

Wprowadzenie adaptacyjnej długości przedziału ochronnego prowadzi do zmiany parametrów warstwy dostępowej MAC na jeden z dwóch sposobów:

6.3.1. Utrzymana zostaje stała długość ramki MAC (2 ms)

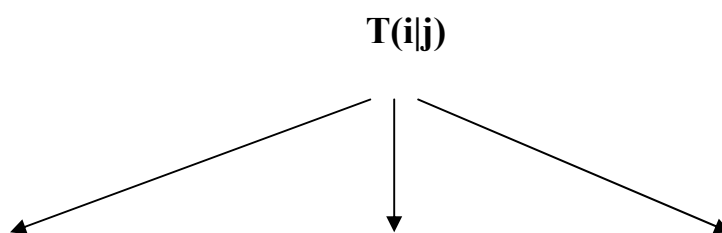
W tym wariantcie zmienia się liczba symboli OFDM wchodzących w skład ramki MAC, a w ślad za tym adresy ramek warstwy logicznej.

6.3.2. Utrzymana zostaje struktura ramki MAC

W tym wariantcie liczba symboli OFDM zawartych w ramce MAC pozostaje niezależna od długości przedziału ochronnego symboli. Długość ramki MAC w związku z tym staje się parametrem adaptacyjnym. Aktualna organizacja ramki będzie opisywana w polu FCH zgodnie z czasowymi wskaźnikami (ang. time pointers).

Przedstawione warianty parametryzacji warstwy fizycznej wynikające z przyjęcia adaptacyjnej wielkości przedziału ochronnego T_g (przedrostka cyklicznego CP) można ująć w postaci drzewa zależności ($\alpha = T_g / T_U$) przedstawionego na **rys. 12**.

Długość przedziału ochronnego między terminalami 'i' ora 'j':



Estymacja aktualnego max czasu opóźnienia w łączy między terminalami:

Każdy MT z każdym dla wszystkich MT adaptacyjnie jedna długość jeden wariant w lokalnym otoczeniu

$$T_g(i,j)$$

$$T_g = \max_{i \neq j} T(i,j)$$

$$T(i) = \max_{j(\neq i)} T(i,j)$$



Przepustowość kodera OFDM dla $\alpha = T_g / T_U$ ($T_U = \text{const}$):

Przepustowość łączy z terminalem MT:

Indywidualna

jednakowa dla wszystkich terminali

lokalnie jednakowa

$$1/(\alpha_{ij} + 1)$$

$$1/(\alpha_g + 1)$$

$$1/(\alpha_i + 1)$$

długość ramki MAC: (α) – stała \diamond zmienna adresy (β) – zmienna \diamond adresy adaptacyjne

$$(\alpha) \text{ MAC} = \text{const}$$

$$(\alpha) \text{ MAC} = \text{const}$$

$$(\alpha) \text{ MAC} = \text{const}$$

$$(\beta) \text{ MAC} = \sum_i N_{\text{OFDM}}(i,j) \cdot T_s(i,j)$$

$$(\beta) \text{ MAC} = N_{\text{OFDM}} \cdot T_s$$

$$(\beta) \text{ MAC} = \sum_i N(i) \cdot T(i)$$

Rys. 12. Drzewo zależności parametryzacji przedziału ochronnego symboli OFDM

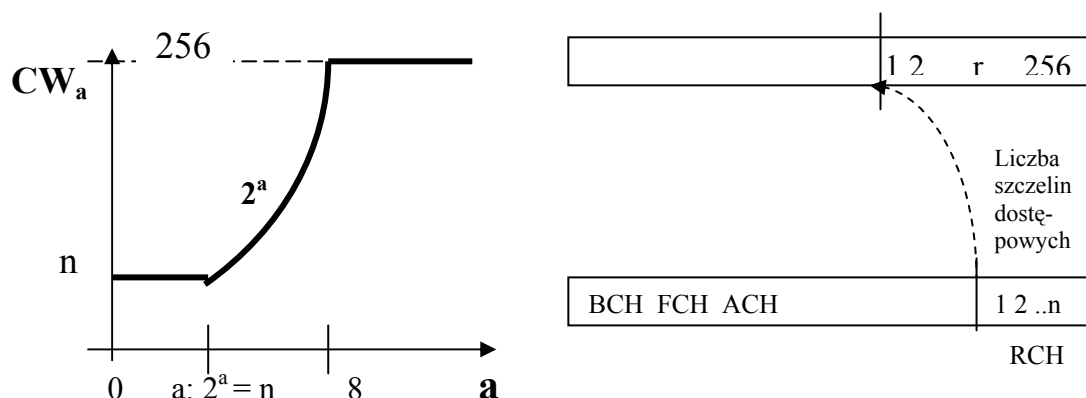
Związki $T(i,j)$ z geometrią komórki systemu HIPERLAN/2:

- A. Dowolna konfiguracja
- B. Każdy terminal 'widzi' każdy inny
- C. Lokalnie geometria otoczenia terminala tworzy własne warunki propagacyjne

7. Dostosowanie warstwy fizycznej do adaptacyjnego ustalania przedziału ochronnego symboli OFDM

7.1. Aktualizacja parametrów symboli OFDM w poszczególnych częściach ramki MAC

Liczba szczelin dostępowych kanału losowego dostępu RCH wzrasta wraz z kolejną próbą uzyskania dostępu do medium. Obrazują to wykresy z rys. 13.

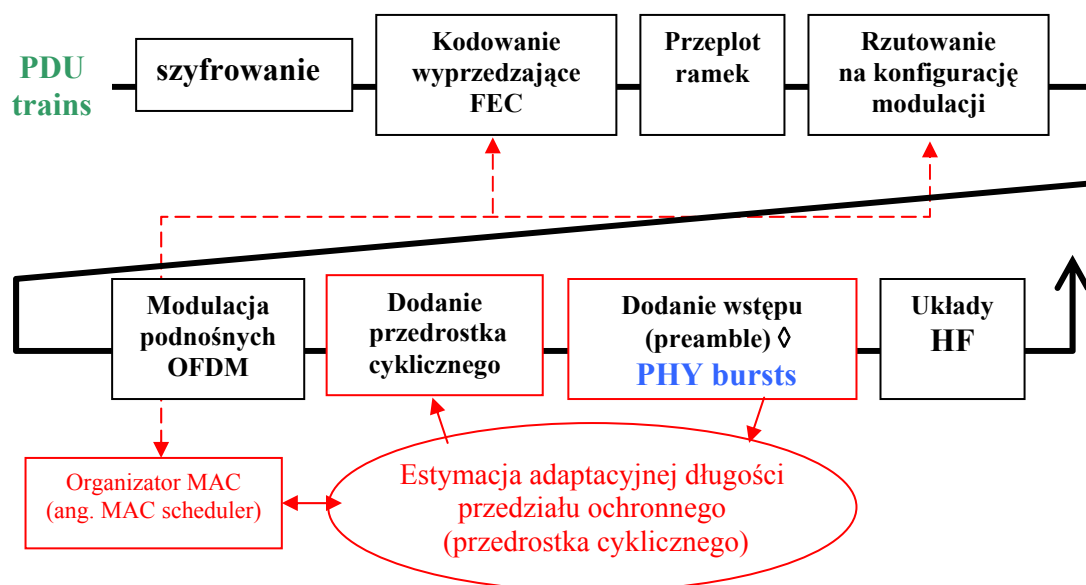


- a – numer próby uzyskania dostępu do medium;
- CW_a – rozmiar całego kanału RCH;
- n – początkowa liczba szczelin kanału RCH

Rys. 13. Zmiany kanału dostępu losowego w funkcji kolejnych prób dostępu

7.2. Aktualizacja sekwencji przetwarzania sygnału w nadajniku

Wprowadzenie adaptacyjnej długości przedrostka cyklicznego wymaga zmian w organizacji systemu zaznaczonych na schemacie z rys. 14:



Rys. 14. Zmodyfikowany schemat przetwarzania sygnału w nadajniku

8. Zależność warstw logicznych systemu H/2 od adaptacyjnej parametryzacji warstwy fizycznej.

Stos protokołów systemu H/2 przedstawiony schematycznie na rys. 3 wskazuje, że zmiany parametrów warstwy fizycznej mogą rzutować na zmiany:

- w warstwie dostępowej,
- warstwie transportu,
- warstwie kontroli połączenia.

Analiza zmian działania systemu, w przypadku adaptacyjnego określania przedziału ochronnego, będzie więc dotyczyć:

- Sekwencji operacji przetwarzania sygnału w nadajniku z rys. 4
- Budowy ciągów PDU
- Algorytmu załączania terminala do sieci z rys.9
- Zmiany funkcji niektórych kanałów logicznych systemu

Niżej omawiamy kolejno wspomniane zależności.

8.1. *Dostosowanie warstwy dostępowej do sieci w przypadku adaptacyjnych parametrów symboli OFDM*

Stacja aplikująca do przyłączenia do sieci ad hoc HIPERLAN/2 w przypadku wysyłanych bądź odbieranych sygnałów musi a priori znać parametry symboli OFDM stosowane w transmisji. Inaczej do wymiany informacji nie dojdzie. Stosowanie wewnątrz sieci uzgodnionych własnych parametrów symboli OFDM uniemożliwiłoby dostęp do sieci wszelkim innym stacjom MT, gdyż stosując symbole o innych parametrach nie mogłyby odczytać parametrów stosowanych w sieci. Stąd wniosek, że założenie o otwartości sieci dla innych terminali oznacza konieczność przyjęcia warunku:

Symbole OFDM zawierające informacje służące do odczytania parametrów warstwy fizycznej danej sieci muszą być transmitowane poprzez symbole OFDM o ustalonych dla systemu parametrach. Proces dołączania do sieci będzie inicjowany z tymi parametrami w warstwie fizycznej.

W systemie HIPERLAN/2 parametry warstwy fizycznej odczytywane są na podstawie analizy przedrostka (ang. preamble). Tak więc symbole przedrostka oraz wynikające stąd dane muszą być transmitowane poprzez symbole OFDM o ustalonych, niezmiennych parametrach.

Dopiero na podstawie tak uzyskanych danych będzie można dostosować parametry dalszej transmisji do parametrów ustalonych dla danej sieci.

Oznacza to konieczność adaptacyjnej reorganizacji ramki MAC.

(Zmianę adresów poszczególnych części lub zmianę pojemności poszczególnych części)

8.2. Dostosowanie algorytmu załączania stacji ruchomej MT do sieci H/2

8.2.1. Warstwa kontroli połączenia DLC. Analiza stosowalności aktualnej organizacji w warunkach adaptacyjnych

Blokowy algorytm przyłączania stacji ruchomej do sieci przedstawia **rys. 9**.

Realizacja kroków załączania, do nadania identyfikatora MAC-ID, obejmuje funkcje przedstawione w [5].

Z pośród funkcji przyłączania stacji MT do sieci podstawowe znaczenie mają funkcje ACF (ang. Association Control Function) oraz RLC (ang. Radio Link Control) z zadaniami:

- W ramach **kontroli dołączenia ACF** wykorzystywane są kanały:
 - ♣ Kanał rozsiewczy łącza radiowego RBCH (ang. RLC Broadcast Channel)
 - ♣ Przydział identyfikatora MAC ID (ang. MAC ID Assignment)

Jak wynika z algorytmu załączania stacji ruchomej do sieci z punktu 4.3.2 (**rys. 9**) funkcje ACF korzystają z kanałów logicznych SCH oraz LCH transmitowanych poprzez kanały transportowe, co wyklucza aktualny schemat z bezpośredniego zastosowania w przypadku adaptacyjnej długości CP (Cyclic Prefix).

- W ramach **kontroli łącza radiowego RLC** aktualnie oceniane są parametry ad:
 - ♣ Dynamiczny wybór częstotliwości (ang. Dynamic Frequency Selection)
 - ♣ Kontrola mocy transmisji (ang. Transmission Power Control)
 - ♣ Stan uśpienia (ang. Power Saving)

Okresowy dostosowywanie długości przedziału ochronnego do zmiennych warunków propagacyjnych wymagać będzie włączenie do tej warstwy również regularny pomiar dyspersji czasów opóźnień

Komendy pierwszych kroków funkcji przyłączania opisane w [5].

Dalsza wymiana komunikatów dotycząca ustalenia parametrów szyfrowania informacji między każdą z MT oraz CC powinna być prowadzona poprzez symbole OFDM z przedziałem ochronnym o optymalnej długości.

9. Warstwa konwergencji (Ethernet, IP, ATM, UMTS)

Podstawowa rola tej warstwy to zamiana ramek warstwy CL na ramki stałej długości, w celu rzutowania na wybrane konstelacje modulacji i następnie modulowanie podnośnych symboli OFDM.

W przypadku zachowania stałej długości pól użytecznych T_U symboli OFDM rzutowanie pakietów SDU (ang. Service Data Unit) warstwy CL na warstwę SDL pozostaje niezależne od wyboru długości przedrostka CP symboli OFDM.

10. Rola wstępu (preamble) w procesie estymacji τ_{\max}

Jak zaznaczono w części 4.1.3, na początku każdego ciągu informacyjnego umieszczany jest symbol wstępu składający się z układu krótkich oraz normalnych symboli OFDM o znanych symbolach modulujących dla wszystkich podnośnych. Symbole wstępu służą do synchronizacji czasowej i częstotliwościowej, oraz określania różnych parametrów warstwy fizycznej. Różne ciągi logiczne mają różne układy symboli kontrolnych, lecz każdy układ zawiera dwa długie symbole OFDM o znanych 52 podnośnych. Właśnie te symbole – po zdekodowaniu - można wykorzystać również do estymacji maksymalnego czasu opóźnienia ścieżek kanału WLAN.

Zgodnie z rezultatami przedstawionymi w [14] maksymalna liczba czasów opóźnień możliwych do estymacji wynosi $2P/3$, gdzie P – liczba podnośnych symboli OFDM.

W przypadku systemu H/2 mamy więc możliwość estymacji $52 \cdot 2/3 = 32$ ścieżek.

W systemach WLAN stosowanych w budynkach, gdzie występują liczne odbicia, liczba różnych ścieżek może być znacznie wyższa. Jednak ze względu na szerokość kanału systemu OFDM:

$$B = N/T_U$$

rozdzielczość czasowa wynosi:

$$1/B = T_U/N = T,$$

gdzie T_U – długość pola użytecznego symbolu OFDM, T – przedział próbkowania.

Liczba odbieranych ścieżek, które są rozróżnialne w kanale odbiornika, wynosi maksymalnie

$$T_U/T = N,$$

czyli nie przekracza liczby podkanałów symboli OFDM. Ponieważ jednak dla określenia maksymalnego czasu opóźnienia nie liczba ścieżek jest istotna, a długość przedziału rozmycia (rozrzutu, dyspersji) opóźnień ścieżek (ang. delay spread) – proponowana metoda znajduje pełne zastosowanie.

Podstawowe problemy estymacji dla adaptacyjnej estymacji przedziału ochronnego symboli OFDM to:

- czas estymacji
- dokładność metody (odporność na błędy wprowadzane przez szum)
- możliwość aktualizacji danych (updating)

W dalszym ciągu podejmujemy porównanie różnych możliwych metod estymacji czasów opóźnienia ze względu na wskazane parametry.

11. Podstawowe algorytmy proponowane do estymacji τ_{\max}

Problem estymacji czasów opóźnienia ścieżek sygnału OFDM [5] sprowadza się do wyznaczenia parametrów $\{\tau\}$ w układzie równań opisujących zdemodulowane w odbiorniku współczynniki modulujące podnośnych symbolu OFDM:

$$X_k = \sum_{i=1}^d \exp(-j2\pi[k-1]\frac{\tau_i}{T_U}) \cdot A_i + N_k$$

lub w formie macierzowej:

$$X_k = a_{ki}(\tau) \cdot A_i + N_k$$

Macierz $a_{ki}(\tau)$ z indeksami $k = 1, 2, \dots, K$ wyznaczającymi numery podnośnych oraz $i = 1, \dots, d$ indeksującymi różne czasy opóźnień, ma postać:

$$a_{ki} = a_k(\tau_i) = \exp(-j2\pi[k-1]\frac{\tau_i}{T_U})$$

Macierz kowariancji współczynników R wyraża się poprzez składowe a , A oraz N :

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}\mathbf{X}^T = \mathbf{a}(\tau)\mathbf{A}\mathbf{A}^T\mathbf{a}^T(\tau) + \mathbf{N}\mathbf{N}^T$$

Przyjmując, że macierz kowariancji szumu ma postać:

$$\mathbf{N}\mathbf{N}^T = \sigma^2 \cdot \mathbf{I}$$

równanie na wartości własne macierzy \mathbf{X} :

$$\mathbf{X}\mathbf{f}_i = \lambda_i \cdot \mathbf{f}_i$$

sprowadza się do równości:

$$\mathbf{a}(\tau)\mathbf{A}\mathbf{A}^T\mathbf{a}^T(\tau)\mathbf{f} = (\lambda_i - \sigma^2) \cdot \mathbf{f}$$

Ponieważ macierz z lewej strony jest dodatnio określona, jej wartości własne są nieujemne. Mamy więc:

1. $\lambda_i \geq \sigma^2$
2. $\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{f}_i = 0$ dla wektorów własnych odpowiadających $\lambda_i = \sigma^2$

Wektory własne ortogonalne do kolumn macierzy $\mathbf{a}(\tau)$ dla $\tau = \{\tau_i\}$ $i = 1, 2, \dots, d$ tworzą podprzestrzeń własną (wielokrotnej) wartości własnej $\lambda_i = \sigma^2$. Podprzestrzeń tą nazywamy podprzestrzenią szumu. Wektory własne odpowiadające pozostałym wartościom własnym tworzą ortogonalną podprzestrzeń nazywaną podprzestrzenią sygnałową.

Wniosek (2) można sformułować w inny sposób:

Wektory własne macierzy kowariancji R z bazy podprzestrzeni szumu są ortogonalne do (każdego z wektorów o postaci) kolumny macierzy $a(\tau)$ z parametrem τ jedynie wtedy, gdy parametr τ jest równy jednemu z czasów opóźnień $\tau = \{\tau_i\}$ $i = 1, 2, \dots, d$, gdzie d – liczba ścieżek sygnału OFDM w analizowanym kanale.

Jeżeli wektory podprzestrzeni szumu tworzą jej zupełną bazę Y , wówczas zera wyrażenia

$$D(\tau) = \sqrt{a(\tau)^H Y \cdot Y^H a(\tau)}$$

wyznaczają czasy opóźnień ścieżek sygnału OFDM.

W praktyce, ze względu na odstępstwa rozkładu kowariancji szumu od stałej wartości:

$$NN^T = \sigma^2 \cdot I$$

zamiast zer wyrażenia $D(\tau)$ wyznaczamy jego minima, lub maksima wyrażenia odwrotnego.

Podstawowym problemem w estymacji czasów opóźnień jest wyznaczenie wektorów bazy szumu macierzy kowariancji współczynników modulujących symboli sygnału OFDM.

Wyznaczenie bazy Y może zostać określone:

- metodą rozkładu spektralnego macierzy kowariancji X współczynników modulujących symbole OFDM
- metodami rozkładów specjalnych macierzy X

W dalszym ciągu podajemy główne charakterystyki podstawowych algorytmów.

11.1. Klasa algorytmów podprzestrzeni sygnałowej: rozkład spektralny macierzy kowariancji

11.1.1. Algorytm MUSIC

Podstawą algorytmu MUSIC (ang. Multiple Signal Classification) [9], [10] jest rozkład spektralny macierzy kowariancji symboli modulacji podnośnych symboli OFDM. Analiza przestrzeni wektorów własnych macierzy kowariancji pozwala na wydzielenie wektorów bazowych podprzestrzeni szumu.

Do wyznaczenia opóźnień $\{\tau_i\}$ korzystamy z równania /2/ z poprzedniej strony: zmieniając parametr τ w granicach $[0, \tau_{\max}]$ wyliczamy sumę rzutów wektora $a()$ na bazowe wektory podprzestrzeni szumu. Minima tej 'funkcji kosztów' wyznaczają szukane wielkości $\{\tau_i\}$.

11.1.2. Algorytm Root MUSIC

Algorytm Root MUSIC jest podobny do MUSIC z wyjątkiem sposobu wyznaczania parametrów estymowanych sygnałów: są one wyznaczone poprzez pierwiastki wielomianu konstruowanego z wektorów podprzestrzeni szumu [11], [12].

11.1.3. Algorytm ESPRIT

Algorytm ESPRIT (ang. Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance technique) wykorzystuje relacje symetrii między dwoma podmacierzami macierzy danych X [13], [15], [16].

11.2. Algorytmy rozkładu macierzy danych

Alternatywą dla rozkładu spektralnego macierzy kowariancji zbudowanej z wektorów (ogólniej: macierzy) danych pomiarowych (tutaj: symboli modulujących) jest bezpośredni rozkład macierzy danych na iloczyn macierzy unitarnych i przekątnych. Jak nietrudno sprawdzić kolumny macierzy unitarnej tworzą bazę podprzestrzeni szumu.

11.2.1. Rozkład QR

Wszystkie informacje potrzebne w metodzie podprzestrzeni sygnałowej można uzyskać z macierzy współczynników modulacji X poprzez jej trójkątną faktoryzację QR (ang. QR Decomposition) [17] z ukazaniem rzędu macierzy (ang. a rank-revealing triangular factorization of R).

Poprzez odpowiednio dobraną macierz permutacji Π przestawiającą kolumny macierzy można X przedstawić w postaci iloczynu:

$$X\Pi = QR$$

gdzie Q jest macierzą zespoloną o wymiarze $n \times m$ i ortogonalnych kolumnach, a trójkątna macierz R o wymiarze $m \times m$ ma postać:

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix}$$

Gdy macierz kowariancji macierzy współczynników modulacji R o wymiarze $n \times m$ ma s wartości własnych większych od wariancji szumu σ wymiar podmacierzy r wynosi:

- $r_{11} : s \times s$,
- $r_{12} : s \times (m - s)$
- $r_{22} : (m - s) \times (m - s)$

Rozkład QR nosi nazwę rozkładu ukazującego rząd macierzy, gdy r_{22} ma małą normę rzędu \max wartości własnej odpowiadającej wektorom podprzestrzeni szumu:

$$\|r_{22}\|_2 = c_{m-s+1}(R)$$

Rozdział spektrum macierzy R na część odpowiadającą podprzestrzeni sygnałowej oraz część odpowiadającą podprzestrzeni szumu ujawnia się w rozkładzie trójkątnej macierzy R . Do tego rozkładu prowadzi tzw. QR rozkład z permutacją kolumn.

Dla zadanej faktoryzacji z rozkładem trójkątnym macierzy R zachodzi tożsamość:

$$\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{11}^{-1} \cdot r_{12} \\ -I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -r_{22} \end{bmatrix}$$

Stąd wynika, że kolumny macierzy Y :

$$Y = \Pi \begin{bmatrix} r_{11}^{-1} \cdot r_{12} \\ -I \end{bmatrix}$$

stanowią liniowo niezależną bazę podprzestrzeni szumu. Bazę tę można unormować mnożąc poszczególne kolumny przez odpowiednie czynniki skalujące, lub mnożąc całość przez diagonalną macierz F takich współczynników:

$$Y = \Pi \begin{bmatrix} r_{11}^{-1} \cdot r_{12} \\ -I \end{bmatrix} \cdot F$$

11.2.1.1. Aktualizacja rozkładu QR

Metoda aktualizacji rozkładu QR została zaproponowana w pracy [17]. W przypadku dodawania nowego wektora pomiarów oraz usuwania ostatniego z macierzy pomiarów – rozkład QR można uzyskać przez aktualizację rozkładu otrzymanego na podstawie poprzednich danych.

11.2.2. Rozkład SVD

Rozkład SVD (ang. Singular Value Decomposition) [13], [18] macierzy X ma postać:

$$\frac{1}{\sqrt{N}} X = U \Sigma V^H$$

gdzie U i V to macierze unitarne, a Σ – macierz diagonalna.

Macierz kowariancji zbudowana z macierzy X przybiera w tym przypadku postać:

$$X X^T = U \Sigma^2 U^H$$

Stąd kolumny unitarnej macierzy U są wektorami własnymi macierzy $X X^T$ z zerowymi wartościami własnymi, co odpowiada podprzestrzeni szumu. Tak więc rozkład SVD prowadzi bezpośrednio do pozyskania bazy przestrzeni szumu.

11.2.3. Faktoryzacja Cholesky'ego macierzy współczynników modulacji

Faktoryzacja Cholesky'ego (ang. Cholesky Decomposition) - inaczej określana jako rozkład trójkątny – jest wysoce efektywną metodą dla znajdowania odwrotności macierzy. Faktoryzacja Cholesky'ego macierzy współczynników modulacji X o wymiarze $n \times n$ polega na znalezieniu macierzy mnożnika A spełniającej równość:

$$X = A A^T$$

Ponieważ faktoryzacja Cholesky'ego dotyczy wyłącznie macierzy kwadratowych, w zastosowaniu do estymacji czasów opóźnień nie jest generalnie przydatna.

12. Warunki implementacji zmian organizacji sieci ad hoc HIPERLAN/2 z uwzględnieniem adaptacyjnej wielkości przedziału ochronnego

Aktualna generacja systemu HIPERLAN/2 nie pozwala na bezpośrednie wprowadzenie przedziału ochronnego symboli OFDM jako parametru adaptacyjnego. Sformułowany w sekcji 6b warunek nie jest w trakcie załączania zachowany.

Powstaje pytanie, jakie minimalne zmiany w organizacji systemu są konieczne, by można było zastosować adaptacyjną długość przedziału ochronnego symboli OFDM.

12.1. Ad algorytm organizowania sieci

Aktualnie stosowany algorytm załączania stacji do sieci, z przedziałem ochronnym o stałej długości, opisany w sekcji 5.3.1, zakłada wymianę informacji poprzez symbole o stałej długości przedziału ochronnego.

Algorytmy wymiany komunikatów bezprzewodowej sieć WLAN z adaptacyjnie optymalizowanym przedziałem ochronnym symboli OFDM:

- a. Przez retransmisję komunikatów via AP/CC
- b. Bezpośrednio poprzez kanał DiL

musi uwzględniać warunki:

- 1) Komunikaty przyłączania co najmniej do czasu przydzielenia identyfikatorów MAC-ID będą realizowane z wstępnie założoną wielkością $\max T_g$
- 2) Równolegle wielkość $T_g(i|C)$ estymowana jest na podstawie zdemodulowanego długiego symbolu OFDM wstępu (preamble) do komunikatu BCCH nadawanego periodycznie poprzez kanał BCH
- 3) Dokładność estymacji $T_g(i|C)$ powinna ograniczać się do 50 ns, gdyż taki jest okres taktowania sygnału w systemie BRAN HIPERLAN/2
- 4) Przejście od wielkości maksymalnej do optymalnej $T_g(i|C) \diamond T_{OPT}(i|C)$ jest możliwe po wyliczeniu $T_{g\ MAX}$ dla każdej stacji MT indywidualnie z uwzględnieniem propagacyjnego kanału danej stacji
- 5) Procedura aktualizacji T_g winna zostać włączona do procedur adaptacji połączenia (ang. Link Adaptation) dotychczas uwzględniających dostosowywanie wydajności kodu oraz typu modulacji do aktualnych warunków propagacyjnych (S/N)
- 6) Długość ramki MAC i podział jej funkcji musi uwzględniać nowe wielkości $T_{g\ OPT}$ by wskaźniki czasowe (ang. time pointers) ukazywały aktualne, realne dane
- 7) Aktualny opis ramki zamieszczony w kanale FCH dodatkowo musi uwzględniać tablicę długości $T_g(i|C)$ dla każdego połączenia (ang. burst)

12.2. Ad zmienne w czasie (w ruchu) warunki propagacyjne: aktualizacja danych {CP}

W przypadku zmieniających się pozycji stacji ruchomych MT należy dokonywać:

- Periodyczną aktualizację procedury estymacji czasów opóźnienia
- Aktualizację tablicy długości $T_g(i|C)$

czyli aktualizację punktów 1 oraz 4 z poprzedniego akapitu

12.3. Ad algorytm przyłączania nowych stacji

Ze względu na możliwość przyłączania nowych stacji należy zachować stałą wstępną wielkość przedziału ochronnego symboli OFDM dla komunikatów przyłączania nadawanych w kanałach:

- Rozsiewczym BCH
- Kontroli ramki FCH
- Potwierdzenia dostępu ACH
- Dostępu losowego RCH

W przypadku połączenia punktu dostępowego AP z Internetem (zewnętrzna siecią) warstwa konwergencji zawierająca rzutowanie ramek SDU na symbole OFDM winna uwzględniać dołączanie cyklicznych prefiksów w sposób adaptacyjny z zachowaniem warunków:

- Informacje ogólnodostępne nadawane w kanale BCCH przez ciągi OFDM będą zachowywać $T_{g\text{OPT}}$
- Informacje adresowane do terminali 'i' mogą być nadawane przez ciągi OFDM z $T_g(i|C)_{\text{OPT}}$

13. Wnioski

Rozwój bezprzewodowych systemów łączności, zapotrzebowanie na multimedialne informacje oraz teleinformatyczne zastosowania łączności powodują, że korzystanie z dobra rzadkiego, jakim jest eter, wymaga coraz szerszego stosowania metod optymalizacji pasma oraz czasu transmisji. Optymalizacja współczesnych telekomunikacyjnych systemów cyfrowych realizowana jest poprzez wykorzystywanie adaptacyjnych mechanizmów transmisji. Aktualnie dotyczy to przede wszystkim układów modulacji i kodowania.

W prezentowanej pracy zaproponowano rozszerzenie grupy adaptacyjnych parametrów systemów WiFi i WiMax. Jako kolejny adaptacyjny parametr systemów z modulacją OFDM zaproponowano długość przedziału ochronnego symboli OFDM kodera kanałowego.

Problem adaptacji długości przedziału ochronnego do aktualnych warunków propagacyjnych otoczenia, w którym system pracuje, wydaje się oczywisty. Jedynie dotychczasowy brak metody wyznaczania tego parametru powodował, że ustalano go z znacznym zapasem, na podstawie a priori dokonywanych pomiarów, w różnych możliwych środowiskach propagacyjnych.

Zdając sobie sprawę z niedoskonałości takiego postępowania sami autorzy specyfikacji systemu BRAN HIPERLAN/2 ustalili dwie możliwości odnośnie wyboru długości przedziału ochronnego: 0.4 us oraz 0.8 us. Nie podano jednak metody ich wyboru.

Metoda ta została zaproponowana w wcześniejszych pracach autora, w których wykazał możliwość estymacji czasów opóźnienia ścieżek sygnału OFDM, czyli dyspersji opóźnień sygnału. Pojawiła się więc możliwość rozszerzenia doboru długości przedziałów ochronnych symboli OFDM spośród zbioru skwantowanych wielkości. Wybór wartości optymalnej powinien postępować automatycznie na podstawie adaptacyjnego algorytmu, w pewnych odstępach, w czasie rzeczywistym.

W systemie HIPERLAN/2 procedury adaptacyjne włączone zostały do warstwy adaptacji połączenia, 'link adaptation'. Same procedury nie zostały sprecyzowane pozostawiając miejsce dla inwencji poszczególnych producentów sprzętu i konstruktorów biorąc pod uwagę stały postęp w dziedzinie algorytmów przetwarzania sygnału, metod pomiarowych i nowych technologii. W specyfikacji ustalono jednak mechanizm pobierania danych do estymacji parametrów. Rolę tę pełnią wstępne symbole ('preambles') każdego ciągu informacyjnego o z góry ustalonych parametrach.

Na tej podstawie w systemie założono adaptacyjne mechanizmy ustalania poziomu mocy sygnału, wyboru konstelacji modulacji oraz wydajności kodera.

Przeprowadzona w ramach pracy analiza pozwoliła ustalić, że długi symbol OFDM stanowiący składnik wstępu ('preamble') w każdym ciągu informacyjnym, może stanowić podstawę estymacji czasów opóźnień ścieżek sygnału, a dalej – wyboru optymalnej długości przedziału ochronnego symboli OFDM. Tym samym podstawowa kwestia stawiana w pracy mogła zostać podjęta z wnioskiem wstępnym o możliwości wprowadzenia adaptacyjnego mechanizmu ustalania parametrów symboli OFDM sieci WLAN.

Rozpatrzenie warunków implementacji wymaga postawienia dwóch grup zagadnień:

- Jakie minimalne przedziały czasowe można stosować, z jaką wiarygodnością, jakie uproszczenia algorytmów estymacji można dopuścić – to problemy zależne od wyboru odpowiedniego szczegółowego algorytmu estymacji.

W pracy podjęto analizę algorytmów z grupy korzystającej z rozkładów spektralnych macierzy danych, bądź macierzy kowariancji symboli modulujących podnośne OFDM. Z bogatej i wciąż rozwijanej literatury tego zagadnienia wiadomo, że ta grupa algorytmów prowadzi do najszybszych rezultatów estymacji.

W dalszej pracy celowe jest poddanie analizie algorytmy MUSIC, Root-MUSIC, ESPRIT oraz rozkład QR. Dla uzyskania szczegółowych parametrów algorytmy te należy poddać porównawczej symulacji komputerowej.

- Zmiana parametrów warstwy fizycznej, w szczególności symboli OFDM, wpływa na relacje między pozostałymi warstwami systemu WLAN. Wpływ zmian parametru T_g na wyższe warstwy protokołów systemu HIPERLAN/2 to druga grupa zagadnień objęta analizą w pracy.

Przeanalizowany w pracy wpływ zmian czasowych parametru T_g na mechanizm dostępowy systemu prowadzi do wariantowych możliwości dalszego postępowania: z utrzymaniem stałego czasu ramek MAC, bądź jego uzależnieniem od aktualnie obowiązującej tablicy długości T_g między komunikującymi się terminalami.

Ponieważ aktualnie obowiązujący algorytm zakłada wymianę informacji poprzez symbole o stałych parametrach - podstawowym problemem dla każdego z tych przypadków jest określenie algorytmu samoorganizowania się sieci, a w dalszej kolejności – algorytm dołączania nowych stacji do sieci z ustalonymi parametrami.

W pracy przedstawione zostały warunki, które nowy algorytm musi wypełniać:

- w przypadku samoorganizowania się sieci,
- aktualizacji parametrów
- przyłączania nowego terminala.

Wobec koniecznych zmian w warstwie dostępowej proponowana metoda adaptacji przedziałów ochronnych bez korekt nie może być wprost zastosowana w istniejącej wersji systemu WLAN. Po uszczegółowieniu danych celowe będzie podjęcie działań na rzecz opatentowania metody na poziomie międzynarodowym. Dopiero wtedy celowe będzie wystąpienie z publikacją informującą specjalistów o możliwości adaptacji nowego parametru systemu WLAN z modulacją OFDM.

Lista akronimów:

| | |
|---------|--|
| ACI | Adjacent Channel Interference |
| ACF | Association Control Function |
| ACH | Access Frequency Channel |
| ACM | Adaptive Coding and Modulation |
| AFC | Automatic Frequency Control |
| AP | Access Point |
| ARP | Antenna Reference Point |
| ARQ | Automatic Repeat Request |
| ASCH | Association Control Channel |
| ATM | Asynchronous Transfer Mode |
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BC | Broadcast Phase |
| BCCH | Broadcast Control CHannel |
| BCH | Broadcast Channel |
| BER | Bit Error Rate |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| BRAN | Broadband Radio Access Network |
| BS | Base Station |
| BSS | Basic Service Set |
| CC | Central Controller |
| CEPT | European Conference of Postal and Telecommunications Administrations |
| CDF | Cumulative Distribution Function |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| CL | Control Layer |
| CP | Cyclic Prefix |
| CPE | Common Phase Error |
| CRC | Cyclic Redundancy Check |
| CSI | Channel State Information |
| CSMA/CA | Carrier Sensing Medium Access/ Collision Avoidance |
| DCA | Dynamic Channel Allocation |
| DCC | DLC Connection Control |
| DCCH | Dedicated Control Channel |
| DFS | Dynamic Frequency Selection |
| DiL | Direct Link |
| DL | Downlink |
| DLC | Data Link Control |
| DLCC | Data Link Control Connection |
| DLCC-ID | DLC Connection Identifier |
| DM | Direct Mode |
| DMT | Discrete Multitone |
| DSL | Digital Subscriber Line |
| DSSS | Direct Sequence Spread Spectrum |
| DUT | Device Under Test |
| DVB-T | Digital Video Broadcasting – Terrestrial |
| EC | Error Control |
| EIRP | Effective Isotropic Radiated Power |
| ERC | European Radiocommunications Committee |
| ETSI | European Telecommunication Standardization Institute |
| ESS | Extended Service Set |

FCA Fixed Channel Allocation
 FCC Federal Communications Commission (USA)
 FCCH Frame Control CHannel
 FCH Frame CHannel
 FDD Frequency Division Duplexing
 FDMA Frequency Division Multiple Access
 FEC Forward Error Correction
 FHSS Frequency Hopping Spread Spectrum
 FIR Finite Impulse Response
 GSM Global System for Mobile communication
 H-ARQ Hybrid Automatic Repeat reQuest
 HCA Hybrid Channel Allocation
 HDTV High-Definition Television
 HIPERLAN High Performance Radio Local Area Network
 IBSS Independent Basic Service Set
 ICI Inter-Channel Interference
 IETF Internet Engineering Task Force
 IIR Infinite Impulse Response
 IP Internet Protocol
 ISI Inter-Symbol Interference
 ISM Industrial Scientific and Medical
 LAN Local Area Network
 LCCH Link Control Channel
 LCH Long transport CHannel
 LTV Linear Time Variant
 MAC Medium Access Control / Multiple A C
 MAN Metropolitan Area Network
 MC-CDMA Multicarrier CDMA
 MIMO Multiple Input Multiple Output
 MMSE Minimum Mean Square Error
 MT Mobile Terminal
 OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing
 OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access
 OSI Open System Interconnection
 OSTBC Orthogonal Space-Time code
 PAPR Peak to Average Power Ratio
 Pdf probability density function
 PDU Protocol Data Unit
 PHY PHYsical (layer)
 PLL Phase Lock Loop
 PPP Point to Point Protocol
 QAM Quadrature Amplitude Modulation
 QoS Quality of Service
 QPSK Quaternary Phase Shift Keying
 RA Random Access
 RBCH RLC Broadcast Channel)
 RCH Random Channel
 RF Radio Frequency
 RFCH Random Access Feedback Channel
 RLC Radio Link Control

RNC Radio Network Controller
 RRC Radio Resource Control
 RSS Received Signal Strength
 SCH Short transport CHannel
 SDMA Spatial Division Multiple Access
 SDU Service Data Unit
 SINR Signal to Interference and Noise Ratio
 SISO Single Input Single Output
 SNR Signal to Noise Ratio
 STC Space-Time Code
 TC Transport Channel
 TCP Transmission Control Protocol
 TDD Time Division Duplex
 TDMA Time Division Multiple Access
 TPC Transmit Power Control
 UBCCH User Broadcast Channel
 UDCH User Data Channel
 UMCH User Multicast Channel
 UMTS Universal Mobile Telecommunication System
 UL Uplink
 UNII Unlicensed National Information Infrastructure
 U-SAP User Service Access Point
 WiFi Wireless Fidelity
 WiMax Wireless Microwave Access
 ZF Zero Forcing

Lista oznaczeń i terminów:

$T_g(i|j)$ - przedział ochronny w komunikacji między terminalami 'i' oraz 'j'
 PDU train - ciąg PDU
 PDU burst - ciąg OFDM PDU.

Normy systemu HIPERLAN/2:

- [1] TR 101 031: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 2; Requirements and architectures for wireless broadband access" 1999
- [2] ETSI TS 101 475: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer", 2001
- [3] ETSI TR 101 683: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; System Overview", 2000
- [4] ETSI TS 101 761-1: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 1: Basic Data Transport Functions", 2001
- [5] ETSI TS 101 761-2: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 2: Radio Link Control (RLC) sublayer", 2002
- [6] ETSI TS 101 761-3: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 3: Profile for Business Environment", 2001
- [7] ETSI TS 101 761-4: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 4: Extension for Home Environment", 2002
- [8] ETSI TS 101 762: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Network Management", 2000
- [9] ETSI TS 101 763-1: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Cell based Convergence Layer Part 1: Common Part
- [10] ETSI TR 101 764: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); Definition of the BRAN domain", 2000

Literatura:

- [1] J. Medbo, P. Schramm, "Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios", 3 ERI085B, HIPERLAN/2 ETSI/BRAN contribution, 30 March 1998
- [2] "OFDM Decoder for Wireless LAN'S", PACT Informationstechnologie AG, 05/2002
- [3] A. D. Valkanas, P. I. Dallas, G. J. Karachalios, A. D. Puolarikas, "Adaptivity on an OFDM Fixed Wireless Access System", IEEE 2002
- [4] K. Masselos, S. Blionas, T. Rautio, "Reconfigurability requirements of wireless communication systems", INTRACOM SA, 2002
- [5] M. Oziwicz, "Application of MUSIC Algorithm for Time Delay Estimation in OFDM Channels", IEEE Transactions on Broadcasting, 2005
- [6] M. Johnsson, "HiperLAN/2 – The Broadband Radio Transmission Technology Operating in the 5 GHz Frequency Band, HiperLAN/2 Global Forum, 1999
- [7] Y. I. Abramovich, N. K. Spenser, "Generalised Spatial Smoothing Using Partial Arrays for Multiple Target Bearing Estimation", CSSIP, South Australia, 1994
- [8] K. Sakaguchi, J. Takada, K. Araki, "An Optimization of Smoothing Preprocessing for Correlated Signal Parameter Estimation", IEICE Trans. Commun., vol. E83-B, no. 9, p. 2117-2123, Sept. 2000
- [9] B. D. Rao, K. V. S. Hari, "Effect of spatial smoothing on the performance of MUSIC and the minimum-norm method", IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. F, No. 6, December 1990
- [10] M. Kaveh, A. J. Barabell, "The Statistical Performance of the MUSIC and the Minimum-Norm Algorithms in Resolving Plane Waves in Noise", IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-34, No. 2, p. 331-341, April 1986
- [11] A. J. Barabell, "Improving the Resolution Performance of Eigenstructure-based Direction-finding Algorithms", ICASSP '83, p. 336-339, Boston
- [12] B. D. Rao, K. V. S. Hari, "Performance Analysis of Root-Music", IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing, Vol. 37, No. 12, p. 1939-1949, '89
- [13] R. Roy, Th. Kailath, "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques", IEEE Trans on Acoustic, Speech and Signal Processing, Vol. 37, No. 7, p. 984-994, July '89
- [14] P. Stoica, A. Nehorai, "Performance Study of Conditional and Unconditional Direction-of-Arrival Estimation", IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, Vol. 38, No. 10, p. 1783-1795, October '90

- [15] B. Ottersten, M. Viberg, T. Kailath, "Performance Analysis of the Total Least Squares ESPRIT Algorithm", IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 39, No. 5, p. 1122-1134, May '91
- [16] M. Haardt, J.A. Nossek, "Unitary ESPRIT: How to Obtain Increased Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden", IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 43, No. 5, p. 1232-1242, May '95
- [17] C. H. Bischof, G. M. Shroff, "On Updating Signal Subspaces", IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 40, No. 1, p. 96-105, January '92
- [18] A. van der Veen, E.F. Deprettere, A.L. Swindlehurst, "Subspace-Based Signal Analysis Using Singular Value Decomposition", Proceedings of the IEEE, Vol. 81, No. 9, p. 1277-1308, Sept. 93