



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

ZAKŁAD KOMPATYBILNOŚCI ELEKTROMAGNETYCZNEJ

ul. Swojczycka 38 51-501 Wrocław
Tel. +48713699803 Fax. +48713728878 Email: sekretariat@il.wroc.pl

Poziom sygnału OFDM modelowej sieci SFN w paśmie podstawowym w oparciu o fazorowy model sygnału

Sprawozdanie Z21 / 21 30 004 5/ 945 / 05

Wrocław, grudzień 2005 r.

Nr pracy : 21 30 004 5

Nazwa pracy : Poziom sygnału ODM modelowej sieci SFN w pasmie podstawowym w oparciu o fazorowy model sygnału

Zlecniodawca : Praca statutowa

Data rozpoczęcia : Styczeń 2005 r.

Data zakończenia : Grudzień 2005 r

Słowa kluczowe : ODM, SFN, ISI, model fazorowy sygnału

Kierownik pracy : dr inż. Marian Oziewicz

Wykonawcy pracy : Marian Oziewicz

Praca wykonana w Zakładzie Kompatybilności Elektromagnetycznej Instytutu Łączności we Wrocławiu

Kierownik Zakładu: dr inż. Janusz Sobolewski

Niniejsze opracowanie może być powielane i publikowane wyłącznie w całości
Powielanie i publikowanie fragmentów wymaga uzyskaniu zgody Instytutu Łączności

© Copyright by Instytut Łączności, Wrocław 2005

Spis treści:

I. WSTĘP	3
1. Znaczenie pracy na tle istniejących metod estymacji sygnału użytecznego w sieci SFN	3
2. Zastosowania sygnałów z modulacją OFDM.	4
3. Fazorowa reprezentacja sygnału OFDM	7
4. Wpływ sygnału odbitego od ziemi na kształt ścieżki w zakresie fal ultrakrótkich	8
II. SIECI SFN O OBSZARZE POKRYCIA DOPUSZCZAJCYM POMINIĘCIE SKUTKÓW WIELODROGOWOŚCI.....	11
1. Założenia dotyczące modelu.....	11
A. Geometria modelowej sieci SFN	11
B. Warunki odbioru sygnału	11
2. Określenie linii charakterystycznych w obszarze pokrycia sieci OFDM SFN.....	12
A. Miejsce geometryczne punktów o ustalonej relacji między amplitudami sygnału dwóch źródeł.....	12
B. Miejsce geometryczne punktów o stałej różnicy opóźnień dwóch ścieżek sygnału	17
C. Podział obszaru pokrycia na pola o ustalonej kolejności opóźnień sygnałów.....	20
3. Mechanizmy zmian sygnału opóźnionego.....	20
A. Przykład zastosowania. Sieć modelowa dwóch nadajników	23
A1. Sieć dwuelementowa nadajników o zbliżonej mocy promieniowania	23
A2. Sieć dwuelementowa z nadajnikami o różnej mocy promieniowania	24
B. Sieć modelowa trzech nadajników	25
C. Sieć modelowa sześciu nadajników	26
C1. Miejsca geometryczne występowania interferencji międzysymbolowych ISI	27
D. Sieć modelowa z siedmioma nadajnikami	28
E. Sieć modelowa dziewiętnastu nadajników	28
III. ALGORYTM OBLICZEŃ I WIZUALIZACJI POZIOMU SYGNAŁU OFDM MODELOWEJ SIECI	29
IV. WYNIKI SYMULACJI.....	31
1. Sieć dwuelementowa	32
2. Sieć SFN zbudowana z trójelementowych podsieci	48
3. Sieć sześcielementowa.....	60
4. Sieć siedmioelementowa.....	62
5. Sieć dziewiętnastoelementowa	63
V. WNIOSKI	66
A. Rola czasów opóźnienia ścieżek sygnału w estymacji poziomu podnośnych symboli OFDM w sieci SFN	66
B. Wyznaczanie lokalizacji o odbiorze zagrożonym zanikami sygnału w obszarze pokrycia sieci SFN.....	66
Przegląd literatury:.....	68

I. WSTĘP

1. Znaczenie pracy na tle istniejących metod estymacji sygnału użytecznego w sieci SFN

Nawet dokładne mapy cyfrowe, jako narzędzie wspomagające obliczenia propagacyjne dla sygnałów cyfrowych, nie gwarantują postępu, jeśli metody analiz propagacyjnych nie są adekwatnie rozwijane by zapewnić wyniki o dokładności co najmniej tego rzędu, jaką zapewniają mapy.

W systemach z modulacją OFDM, szeroko stosowanych w rozsiwcznej telewizji i radiofonii cyfrowej, nośnikami informacji są indywidualne podnośne kolejnych symboli. Ich stan decyduje o jakości przekazu danych. Prowadzenie analiz propagacyjnych na poziomie sygnałów wysokiej częstotliwości prowadzi do estymacji zasięgów sygnałów, lecz nie daje informacji o stanie poszczególnych podnośnych symboli OFDM. Aby oceniać stan podnośnych należy przejść do pasma podstawowego i sumować nakładające się sygnały. Temu celowi służy fazorowy model sygnału OFDM wprowadzony w pracy [6].

O stanie poszczególnych podnośnych transmitowanego sygnału OFDM w danej lokalizacji sieci SFN decydują:

- Amplitudy poszczególnych ścieżek sygnałów
- Różnice opóźnień ścieżek w stosunku do pierwszej
- Różnice faz poszczególnych ścieżek

Z pośród tych trzech parametrów w systemach analogowych, a poprzez inercję również w systemach cyfrowych, uwzględnia się jedynie pierwszy czynnik. Tymczasem również i dwa pozostałe czynniki można mierzyć, bądź estymować ich wartości z pomocą map cyfrowych. W prezentowanej pracy uwzględniane są wszystkie czynniki w zastosowaniu do płaskiego modelu pokrycia sieci z nadajnikami w wierzchołkach siatki trójkątów. Dzięki temu można określić moduł funkcji przenoszenia kanału w odniesieniu do indywidualnych podnośnych w różnych punktach obszaru pokrycia sygnałem. Analiza prowadzona na takim poziomie pozwala na stawianie dalszych zadań, które można sformułować następująco:

Dla zadanej konfiguracji sieci SFN OFDM oraz zadanych parametrów anten nadawczych, w tym mocy promieniowania poszczególnych nadajników, określić:

- Czy i w jakich warunkach suma sygnałów sieci OFDM generuje symbole zagrożone niewiarygodnym odbiorem ze względu na niski poziom amplitud podnośnych ?
- Gdzie mogą być zlokalizowane obszary o zagrożonym odbiorze?

Ze względu na warunki topograficzne zadanie to można podzielić na dwie kategorie:

1. Sieci, w których dominują sygnały bezpośrednie anten nadawczych (LOS) bądź sygnały liczone z przekrojów.
2. Sieci, w których odbicia sygnału od przeszkód terenowych odgrywają istotną rolę i poza sygnałami z anten nadawczych konieczne jest uwzględnianie ścieżek propagacji wielodrogowej.

Przyjmujemy, że:

1. Poza polem bliskim anten nadawczych sygnały zmieniają się z odległością [5]:
 - jak r^{-1} , gdy pomijalny wpływ odbić od ziemi
 - jak r^{-2} , gdy uwzględniamy wpływ odbić od ziemi
2. Obszar pokrycia sieci jest terenem płaskim
3. Zakładamy anizotropowy kształt charakterystyk anten nadawczych oraz odbiorczej
4. Przesunięcia Dopplera w stosunku do odstępu międzytonowego symboli OFDM są pomijalne ($1/T_U \gg f_D$) [6]
5. Układy wejściowe odbiornika przekształcają liniowo sygnały wejściowe sygnałów dziedzinie amplitudowo-fazowej

2. Zastosowania sygnałów z modulacją OFDM.

Kodowanie OFDM znalazło dotąd zastosowanie w systemach rozszewczonych:

- o cyfrowej radiofonii DRM (ang. Digital Radio Mondiale) dla fal długich, średnich oraz krótkich [1]
- o radiofonii cyfrowej DAB (ang. Digital Audio Broadcasting) w zakresie UKF oraz 1,5 GHz [2]
- o naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T (ang. Digital Video Broadcasting – Terrestrial standard) [3]

oraz bezprzewodowych sieciach lokalnych WLAN:

- europejskim systemie transmisji danych HIPERLAN/2 (ang. High Performance Local Area Network, version 2) [4]
- amerykańskim standardzie IEEE 802.11a, 802.11g, 802.11h
- japońskim systemie Japanese Multimedia Mobile Access Communications

System OFDM też poważnym kandydatem do zastosowania w systemie bezprzewodowej łączności czwartej generacji 4G.

Podstawowe parametry systemów OFDM prezentowane są w **tabelach 1 - 4**.

Modulacja OFDM jest stosowana w wielotonowych, szerokopasmowych systemach. O jakości odbioru w tych systemach (stopie błędów) decydują relacje amplitud sygnału do wielkości interferencji i szumu dla poszczególnych podnośnych. Wymaga to przejścia do pasma podstawowego, czyli analizy sygnału po demodulacji HF oraz FFT.

Jak pokazano w [6] – stan odbieranego sygnału w sieci SFN określony jest nie tylko przez amplitudy, ale w zasadniczy sposób również czasy opóźnień poszczególnych ścieżek sygnału.

W prezentowanej pracy ukazujemy znaczenie fazorowej reprezentacji podnośnych OFDM dla oceny amplitud wypadkowego sygnału użytecznego - traktowanego jako stan podnośnych symboli OFDM – w obszarze pokrycia sieci SFN.

Reprezentacja fazorowa sygnału OFDM pozwala na dokładną analizę poziomu podnośnych w symbolach OFDM z wskazaniem lokalizacji, gdzie część podnośnych może się zerować, co stanowi zagrożenie dla odbioru niezależnie od poziomu szumu.

Klasa odporności	Liczba podnośnych (kanał 10 kHz)	Użyteczna część symbolu [ms]	Odstęp ochronny [ms]
A	229	24	2.66
B	207	21.33	5.33
C	139	14.66	5.33
D	89	9.33	7.33

Tab. 1. Podstawowe parametry systemu DRM (kanał 10 kHz)

TRYB	Liczba podnośnych	Użyteczna część symbolu [us]	Odstęp ochronny [us]
I	1536 (2048)	1000	246
II	384	250	62
III	192	125	31
IV	768	500	123

Tab. 2. Podstawowe parametry systemu DAB

TRYB	Liczba podnośnych	Użyteczna część symbolu [us]	Odstęp ochronny [us]
8k	6817 (8192)	896	224 / 112 / 56 / 28
2k	1705 (2048)	224	56 / 28 / 14 / 7

Tab. 3. Podstawowe parametry systemu DVB-T

Bezprzewodowe sieci dostępowe z kodowaniem OFDM			
STANDARD	Przepustowość [Mb/s]	Pasmo f [GHz]	Zwielokrotnienie dostępu
IEEE 802.11 a	< 54	5 (52 f_k)	
IEEE 802.11 g	< 54	2,4	CSMA/ CA
IEEE 802.16 b WHUMAN	< 250 (do 50 km)	5	
IEEE 802.16 b WiMAX	< 20 (do 15 km)	2 - 10	TDM/ TDMA
IEEE 802.20 MBWA	≥ 1	≤ 3,5	
ETSI BRAN HIPERLAN/2	≤ 54	5	
MMAC	156	5	

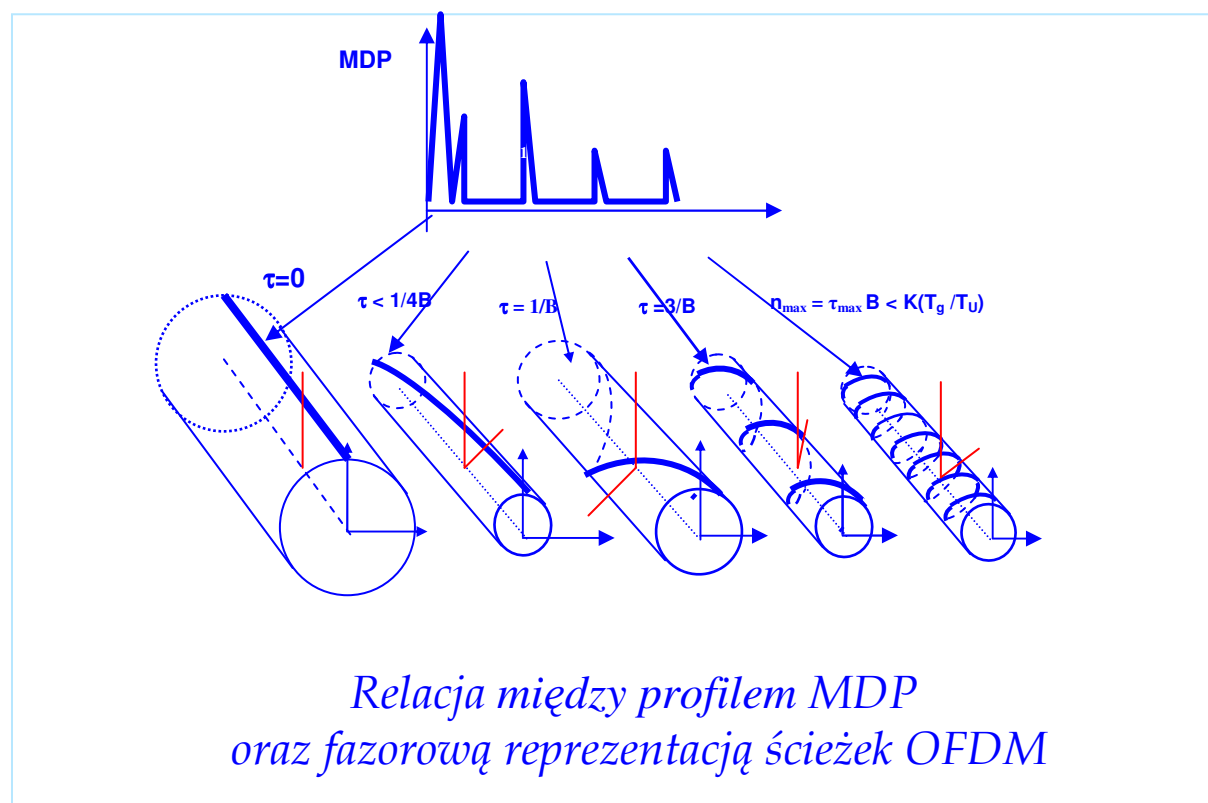
Tab. 4. Parametry bezprzewodowych systemów dostępowych z kodowaniem OFDM

3. Fazorowa reprezentacja sygnału OFDM

W celu uwzględniania wpływu wielodrogowej propagacji sygnału na jego odbiór należy wziąć pod uwagę relacje między podnośnymi symboli OFDM poszczególnych ścieżek sygnału. Relacje takie daje fazorowy reprezentacja sygnału OFDM [6].

Zgodnie z modelem fazorowym każda ścieżka sygnału opisywana jest przez linię śrubową o skoku równym odwrotności czasu opóźnienia ścieżki na walcu o promieniu równym amplitudzie ścieżki. Wkład ścieżki do wypadkowego sygnału uzyskuje się poprzez przecięcie linii śrubowej płaszczyznami prostopadłymi do osi walca w poszczególnych odstępach $1/T_u$, gdzie T_u jest długością pola użytecznego symbolu OFDM. Fazory poszczególnych podnośnych otrzymujemy jako sumę wektorową fazorów poszczególnych ścieżek.

Reprezentację fazorową symboli OFDM w sygnale o przykładowym profilu MDP ilustruje rys. 1.



Fazy demodulacji ścieżek : $\varphi_i = \theta_i - (\omega_c + \omega_i^D) \tau_i$

Rys. 1. Graficzna prezentacja fazorowej reprezentacji sygnału OFDM o zadanym profilu wielodrogowych opóźnień

Podstawowe zależności wynikające z reprezentacji fazorowej symboli OFDM prowadzą do równości:

- $\mathbf{n} = \boldsymbol{\tau} \cdot \mathbf{B}$,tj. liczba obrotów 'n' linii śrubowej ścieżki o opóźnieniu ' τ ' w bloku częstotliwości B zależy liniowo od czasu opóźnienia ścieżki

- $\Delta\varphi = 2\pi \cdot (f_c + f_i^D) \cdot \delta\tau$, czyli zmiana opóźnienia ścieżki o czas $\delta\tau$ powoduje nie tylko zmianę skoku linii śrubowej, ale także obrót walca jako całości o kąt $\delta\varphi$ zależny od częstotliwości nośnej sygnału

Zależności te omówione są szczegółowo w pozycji [6].

4. Wpływ sygnału odbitego od ziemi na kształt ścieżki w zakresie fal ultrakrótkich

W obszarze pokrycia sieci SFN OFDM o założonym płaskim terenie każdemu sygnałowi towarzyszyć będzie sygnał odbity od ziemi. Z tego powodu celowa jest ocena:

1. wzajemnego opóźnienia sygnału bezpośredniego i odbitego
2. wielkości zsumowanego sygnału

Ad.1. Rozpatrujemy sygnał poza polem bliskim.

Różnica długości dróg sygnału bezpośredniego i odbitego od ziemi w tym obszarze wynosi ([5], wzór 9-14):

$$\Delta r = \frac{2H \cdot h}{r} = \frac{2 \cdot 0.2[km] \cdot 2[m]}{r[km]} = \frac{0.8}{r}[m] \quad /1/$$

czyli różnica czasów opóźnienia sygnału :

$$\Delta\tau = \frac{\Delta r \cdot [m]}{c \cdot [m/ns]} = \frac{0.8}{0.3 \cdot r}[ns] \cong \frac{2.7}{r}[ns] \quad /2/$$

Całkowity kąt obrotu fazora ścieżki odbitej dla tak opóźnionego sygnału w paśmie B [MHz] wynosi:

$$n_{obr} = \tau[ns] \cdot B[MHz] = \frac{0.8 \cdot B}{c \cdot r} \cdot 10^{-9}[s] \cdot 10^6[s^{-1}] = \frac{8 \cdot B[MHz]}{c[m/ns] \cdot r[km]} 10^{-4}[rd] \quad /3/$$

Stąd, przyjmując B = 10 MHz i c = 0.3 m/ns otrzymujemy:

$$n_{obr} \leq \frac{8 \cdot 10}{0.3 \cdot r[km]} 10^{-4}[rd] = \frac{0.027}{r[km]}[rd] \quad /4/$$

Tak więc dla r > 1 km zachodzi:

$$n_{obr} \leq 0.027[rd] = 1,6^\circ \quad /5/$$

co pozwala pomijać wpływ ścieżki odbitej na fazy transmitancji indywidualnych podnośnych kanału propagacyjnego.

W konsekwencji również amplitudy wszystkich podnośnych w paśmie B będą podlegać jednakowej zmianie w zależności od kąta demodulacji:

$$\varphi = \theta_o - (\omega_c + \omega_D) \cdot \Delta\tau \approx -\pi - 2\pi(f_c + f_D) \cdot \Delta\tau \quad /6/$$

gdzie:

θ_o – kąt przesunięcia fazowego fali odbitej od ziemi względem fali padającej

ω_c – częstotliwość kątowna nośnej

ω_D – częstotliwość kątowna przesunięcia Dopplera ścieżki odbitej

$\Delta\tau$ – opóźnienie fali odbitej w stosunku do sygnału LOS

Ponieważ w założonych warunkach /2/:

$$\Delta\tau \sim 2.7/(r \text{ [km]}) \text{ [ns]}$$

więc dla $r > 1$ km kąt demodulacji dla nośnych powyżej 30 MHz będzie zmieniać się z odległością od anteny nadajnika.

Ad. 2. W przypadku sygnału bezpośredniego wzór na amplitudę wektora natężenia pola fali bezpośredniej ma postać [5, 9-1]:

$$E(r) = 245 \cdot \frac{\sqrt{P \cdot D}}{r}; \quad [mV/m] \quad /7/$$

gdzie

P – moc nadajnika [kW]

D – zysk anteny nadawczej odniesiony do anteny anizotropowej

r – odległość odbiornika od anteny [km]

W przypadku występowania fali odbitej należy sumować fale bezpośrednie i odbite. Amplituda fali odbitej zależy od współczynnika odbicia i kąta przesunięcia fazowego. Przyjmując dla współczynnika odbicia $\rho \sim 1$ oraz $\varphi \sim 180^\circ$ otrzymujemy wzór przybliżony dla rzutu wypadkowego amplitudy sygnału wysokiej częstotliwości na pionową antenę odbiorczą w odległości r od nadajnika ([5], 9-23):

$$E(r) = \frac{346\sqrt{P \cdot D}}{r} \sin\left(2\pi \frac{H \cdot h}{r \cdot \lambda}\right); \quad [mV/m] \quad /8/$$

gdzie:

P – moc nadajnika [kW]

D – zysk anteny nadawczej odniesiony do anteny anizotropowej

H – wysokość anteny nadawczej [km]

h – wysokość anteny odbiorczej [m]

λ – długość fali nośnej [m] (300/ f_c [MHz])

r – odległość odbiornika od anteny [km]

Poza polem bliskim w zakresie VHF/ UKF zachodzi:

$$\frac{H \cdot h}{d \cdot \lambda} \ll 1 \quad /9/$$

więc wzór /7/ upraszcza się do postaci [5, 9-24]:

$$E(r) = 2,18 \sqrt{P \cdot D} \cdot \frac{H \cdot h}{r^2 \cdot \lambda}; \quad [mV/m] \quad /10/$$

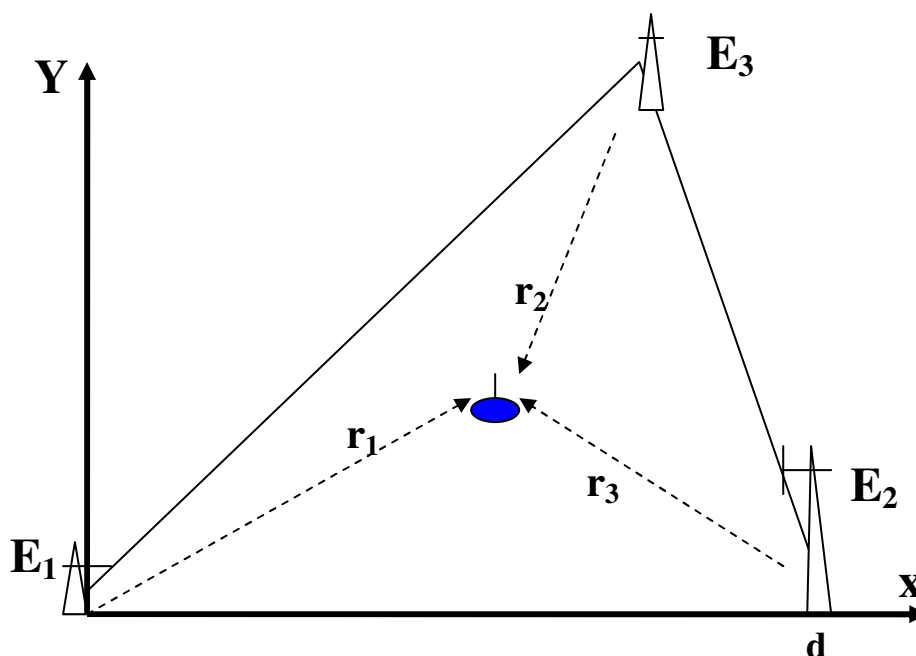
W związku z ograniczeniem /5/ wzór /10/ opisuje amplitudę transmitancji we wszystkich podkanałach.

II. SIECI SFN O OBSZARZE POKRYCIA DOPUSZCZAJCYM POMINIĘCIE SKUTKÓW WIELODROGOWOŚCI

1. Założenia dotyczące modelu

A. Geometria modelowej sieci SFN

Zakładamy, że sieć OFDM SFN można modelować siatką trójkątów, których wierzchołki stanowią nadajniki (ściślej: anteny nadawcze) zsynchronizowanych sygnałów OFDM. Oznaczenia związane z układem współrzędnych elementarnej komórki sieci podane są na rys. 2.



Rys. 2. Elementarna komórka sieci OFDM SFN

Wielkości $E_i = \sqrt{E(r=1)}$ w wzorze /10/ charakteryzują wspólnie parametry układu nadawczego, gdy sygnał odbierany jest przez antenę na wysokości h .

Należy zauważyć, że w miejsce anten nadawczych można rozpatrywać źródła odbić, tak więc dalsza analiza może odnosić się również do rozkładu sygnału OFDM między odbiciami o anizotropowych charakterystykach.

B. Warunki odbioru sygnału

Zakładamy, że w odbiorniku:

- antena odbiorcza jest anizotropową anteną pionową.
- układy odbiornika są liniowe (poza przesunięciami na skali częstotliwości)

Na tej podstawie możemy przyjąć, że relacje między parametrami ścieżek sygnału wysokiej częstotliwości po demodulacji sygnału zostaną zachowane w kanale podstawowym.

2. Określenie linii charakterystycznych w obszarze pokrycia sieci OFDM SFN

W celu łatwiejszego charakteryzowania i zobrazowania rozkładu sygnału OFDM w obszarze pokrycia sieci SFN wprowadzamy niżej miejsca geometryczne charakteryzujące podstawowe cechy wypadkowych sygnałów pary źródeł promieniowania (nadajników, źródeł odbicia). Relacje między poszczególnymi parami źródeł promieniowania pozwalają następnie określić stan sygnału w sieci SFN, czy obszarze między źródłami odbić.

A. Miejsce geometryczne punktów o ustalonej relacji między amplitudami sygnału dwóch źródeł

Przyjmując układ dwóch nadajników oddalonych o odległość 'd' z oznaczeniami jak na rys. 2 otrzymujemy poza polem bliskim każdego z nich ($d > 20 \lambda$) równanie miejsc geometrycznych, gdzie amplitudy sygnałów z obu źródeł się równoważą:

$$\frac{E_1^2}{x^2 + y^2} = \frac{E_2^2}{(d - x)^2 + y^2}$$

czyli

$$0 = (E_2^2 - E_1^2) \cdot y^2 + (E_2^2 - E_1^2) \cdot x^2 + 2d \cdot E_1^2 \cdot x - d^2 E_1^2 \quad /11/$$

Tutaj E_i równe jest:

$$E_i = \sqrt{2,18 \sqrt{P_i \cdot D_i} \cdot \frac{H_i \cdot h}{\lambda}}; \quad /9a/$$

w przypadku uwzględniania odbić od ziemi, bądź:

$$E_i = 245 \cdot \sqrt{P_i \cdot D_i}; \quad /10/$$

w przypadku sygnałów LOS.

Gdy $E_1 = E_2$ mamy z /11/:

$$x = d / 2, \quad y \in \mathbb{R},$$

czyli miejscem geometrycznym punktów, gdzie natężenia są równe jest symetralna odcinka łączącego źródła promieniowania.

Dla różnych wartości $E_1 \neq E_2$, równanie /11/ można przekształcić do postaci:

$$y^2 + (x - [-\frac{d \cdot E_1^2}{E_2^2 - E_1^2}])^2 = \frac{d^2 \cdot E_1^2 E_2^2}{(E_2^2 - E_1^2)^2} \quad /12/$$

Jest to równanie okręgu o współrzędnych środka:

$$x_o = -\frac{d \cdot E_1^2}{E_2^2 - E_1^2}; \quad y_0 = 0$$

oraz promieniu :

$$R_0 = \frac{d \cdot E_1 E_2}{|E_2^2 - E_1^2|} \quad /13/$$

W przypadku $E_2 > E_1$ mamy $x_0 < 0$. W takim przypadku:

- dla $E_2 \rightarrow \infty$ mamy $x_0 \rightarrow -0$; $R_0 \rightarrow 0$
- dla $E_2 \rightarrow E_1$ mamy $x_0 \rightarrow -\infty$; $R_0 \rightarrow \infty$

W obu przypadkach różnica $x_r = R_0 - |x_0|$ wyznaczająca miejsce przecięcia okręgu z odcinkiem $[0 - d]$ (dla $y = 0$), jest skończoną częścią odcinka d :

$$x_r = R_0 - |x_0| = d \frac{E_1}{E_2 + E_1} \quad /14/$$

Stąd otrzymujemy podział odcinka $[0-d]$ przez okrąg równych amplitud w stosunku:

$$\frac{x_r}{d - x_r} = \frac{E_1}{E_2} \quad /15/$$

czyli proporcjonalnie do mocy anizotropowych źródeł promieniowania .

Dla $E_1 > E_2$ mamy $x_0 > 0$, a odległość środka okręgu od położenia anteny '2' wyznacza wielkość $(d-x_0)$. Wzór na promień pozostaje ten sam:

$$d - x_o = -\frac{d \cdot E_2^2}{E_1^2 - E_2^2}; \quad y_0 = 0$$

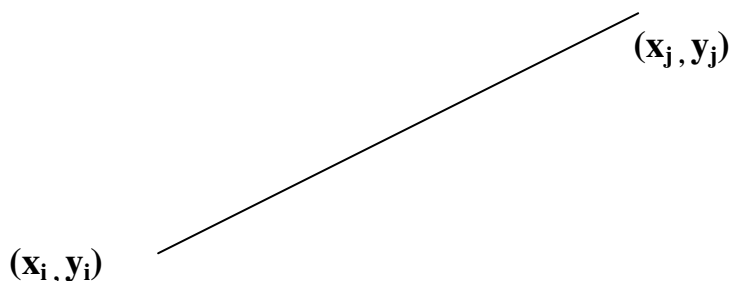
czyli

$$x_o = d + \frac{d \cdot E_2^2}{E_1^2 - E_2^2}; \quad y_0 = 0$$

oraz

$$R_0 = \frac{d \cdot E_1 E_2}{|E_2^2 - E_1^2|} \quad /16/$$

Jest oczywiste, że dowolne przemieszczenie (przesunięcie, obrót) nie będą mieć wpływu na wielkość promienia, czy proporcje w usytuowaniu początku okręgu względem pozycji nadajników. Dla oznaczeń z rys. 3 miejsce geometryczne równych natężeń sygnału



Rys. 3. Oznaczenia w przypadku dowolnych współrzędnych źródeł promieniowania

anten ‘i’ oraz ‘j’ pozostanie okręgiem o środku i promieniu odpowiednio:

$$x_{oi} = x_i + (x_j - x_i) \frac{E_i^2}{E_j^2 - E_i^2};$$

$$y_{oi} = y_i + (y_j - y_i) \frac{E_i^2}{E_j^2 - E_i^2}$$

$$R_0 = \frac{d \cdot E_i \cdot E_j}{|E_j^2 - E_i^2|} \quad /17/$$

Z równań /17/ można korzystać w przypadku dowolnych konfiguracji sieci.

Ze względu na dalsze zastosowania celowe jest uwzględnienie nie tylko miejsc geometrycznych, w których amplitudy sąsiednich nadajników (źródeł promieniowania) są równe, ale również takich, gdzie amplituda sygnału z jednego źródła jest równa określonej części amplitudy drugiego źródła, czyli:

$$E_1(r) = \alpha_{12} \cdot E_2(r), \quad 0 < \alpha_{12} < 1 \quad /18/$$

dla $E_2 > E_1$, a stąd:

$$\frac{E_1}{r_1} = \alpha_{12} \frac{E_2}{r_2}$$

$$\frac{E_1^2}{x^2 + y^2} = \frac{\alpha_{12}^2 \cdot E_2^2}{(d - x)^2 + y^2}$$

$$0 = (\alpha_{12}^2 \cdot E_2^2 - E_1^2) \cdot y^2 + (\alpha_{12}^2 \cdot E_2^2 - E_1^2) \cdot x^2 + 2d \cdot E_1^2 \cdot x - d^2 E_1^2 \quad /19/$$

Analogicznie jak dla $\alpha = 1$ mamy więc dla $\alpha_{12} = E_1/E_2$ równanie symetralnej odcinka łączącego oba źródła promieniowania. Podobnie, wstawiając $\alpha_{12} E_2$ w miejsce E_2 , otrzymujemy wzory na parametry okręgów wyznaczających relacje między amplitudami sygnałów z sąsiadujących źródeł (dolne indeksy α opuszczamy, gdyż dla jednej pary sygnałów oznaczenia są jednoznaczne):

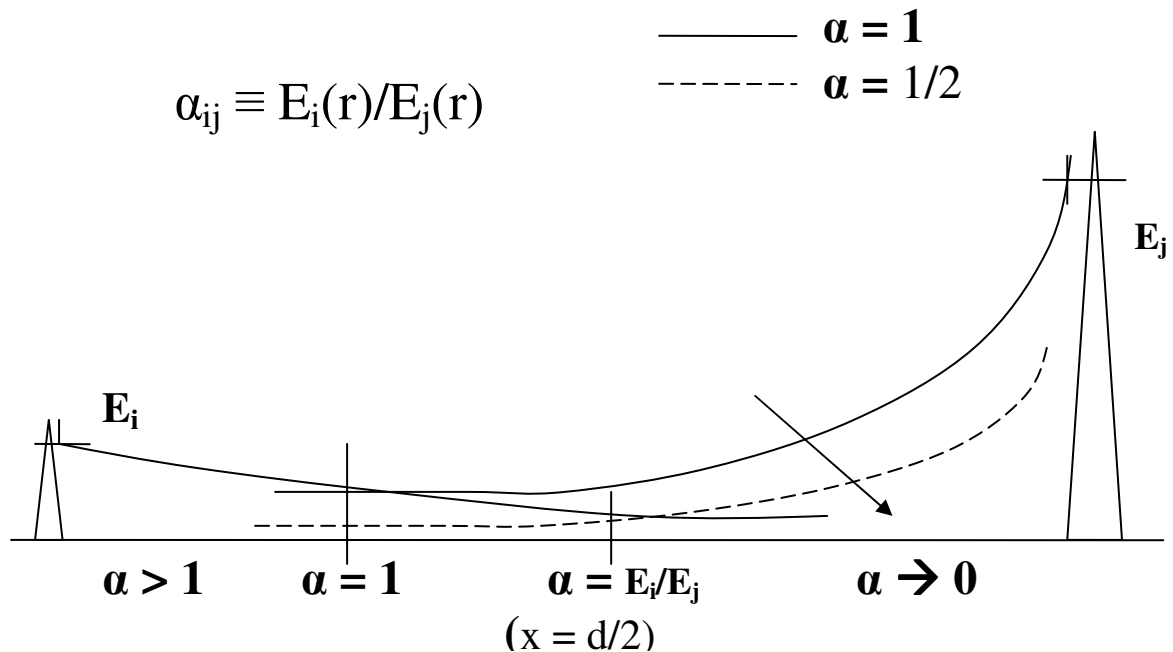
$$x_{oi} = x_i + (x_j - x_i) \frac{E_i^2}{\alpha^2 \cdot E_j^2 - E_i^2};$$

$$y_{oi} = y_i + (y_j - y_i) \frac{E_i^2}{\alpha^2 \cdot E_j^2 - E_i^2}$$

$$R_0 = \frac{d \cdot \alpha \cdot E_i E_j}{|\alpha^2 \cdot E_j^2 - E_i^2|} \quad /20/$$

gdzie $E_j > E_i$.

Sytuację tą ilustruje rys. 4.



Rys. 4. Punkty przecięcia odcinka łączącego pozycje nadajników z okręgami wyznaczającymi relacje między amplitudami sygnałów dla różnych α

Siatka okręgów dla różnych α pozwala kontrolować na obszarze pokrycia obu źródeł relacje między amplitudami odbieranych sygnałów.

W przypadku $E_i < E_j$ zachodzą nierówności:

1. dla $E_j/E_i > \alpha > 1$ mamy: $E_i < \alpha E_j$ oraz $0 < x < x_r$

2. dla $\alpha = 1$ mamy: $E_i(r) = E_j(r)$ oraz $x = x_r$

3. dla $1 > \alpha > E_i/E_j$ mamy: $E_i > \alpha E_j$ w zakresie $x_r < x < d/2$

W zakresie $E_j/E_i > \alpha > E_i/E_j$ dla $0 < x_r < d/2$ okręgi wyznaczające stałe relacje między lokalnymi amplitudami ścieżek sygnału będą miały środki o ujemnych odciętych.

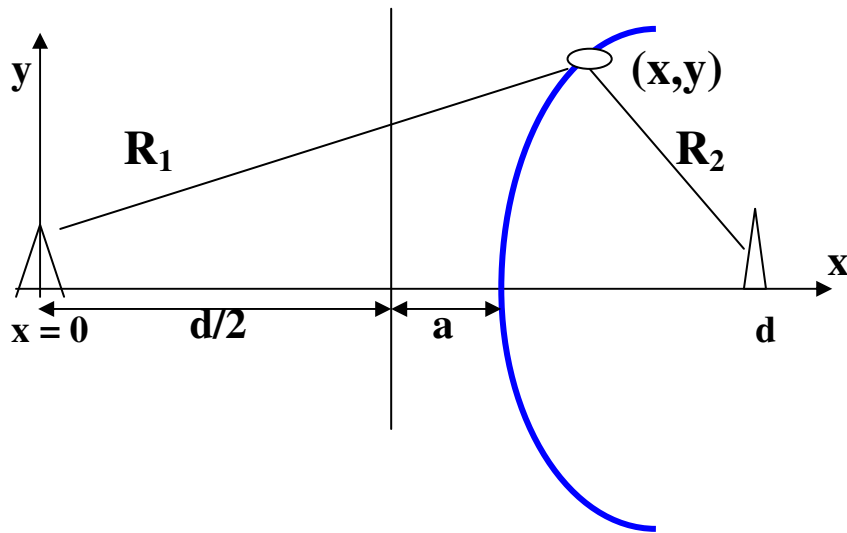
4. Dla $\alpha = E_i/E_j$ tj. $\alpha E_j = E_i$ mamy $x = d/2$ i okrąg przechodzi w symetralną odcinka $[0-d]$.

5. dla $E_i/E_j > \alpha > 0$ mamy $E_i > \alpha E_j$ w zakresie $d/2 < x < d$

W ostatnim przypadku środki okręgów 'przeskakują' na stronę silniejszego źródła sygnału.

B. Miejsce geometryczne punktów o stałej różnicy opóźnień dwóch ścieżek sygnału

W rozpatrywanym modelu zakładamy, że czas propagacji sygnału jest proporcjonalny do odległości od nadajnika lub - w przypadku odbić - źródła sygnału. W takim przypadku miejscem geometrycznym punktów, w których różnica czasów sygnałów źródeł 1 i 2 jest stała, są hiperbole. Przyjmując oznaczenia z rys. 5:



Rys. 5. Hiperbola jako miejsce geometryczne punktów o stałej różnicy opóźnień sygnału z dwóch źródeł

równanie rodziny hiperbol przyjmuje postać:

$$\frac{(x - (d/2))^2}{a^2} - \frac{y^2}{(d/2)^2 - a^2} = 1$$

$$R_1 - R_2 = 2a = c \cdot \Delta\tau \quad /21/$$

gdzie c to prędkość sygnału. Stąd mamy:

$$\Delta\tau = \frac{2a}{c} \quad /22/$$

Jak wiadomo z [6], czas $\Delta\tau$ opóźnienia ścieżki związany jest z liczbą 'n' zwojów opóźnionego sygnału (1) w reprezentacji] fazorowej:

$$n = \Delta\tau \cdot B \quad /23/$$

gdzie B to blok częstotliwości systemu OFDM.

Z wzorów /22 / i /23/ otrzymujemy relację między liczbą minimów w charakterystyce amplitudowej podnośnych symboli OFDM wnoszonych przez ścieżkę opóźnioną, a parametrem ‘a’ hiperboli, w punktach której opóźnienie wynosi $\Delta\tau$:

$$a_n = \frac{n \cdot c}{2B} \quad /24/$$

Ponieważ $a_n < d/2$, więc maksymalna liczba minimów wnoszona przez sąsiadujący nadajnik (źródło odbitego sygnału) nie przekracza:

$$n_{\max} \leq \frac{d \cdot B}{c} \quad /25/$$

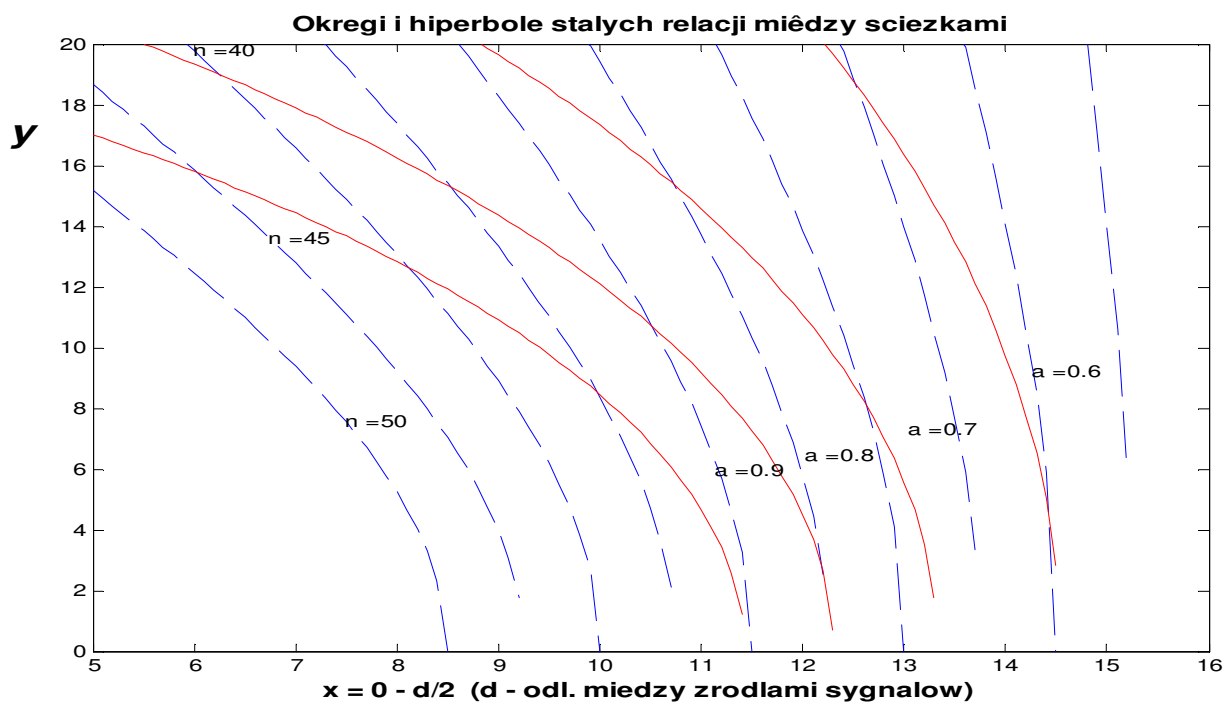
Wzrost liczby zwojów o jeden ($n \rightarrow n+1$) związany jest z wzrostem parametru ‘a’ i nie zależy od wielkości ‘n’ :

$$a_1 = a_{n+1} - a_n = \frac{c}{2B} \quad /26/$$

Przykładowo, dla systemu DAB mamy $B = 1,5$ MHz, więc a_1 wynosi 0,1 km. Przesunięcie odbiornika między hiperbolami różniącymi się parametrem a o $a_1 = 100$ metrów powoduje zmianę liczby minimów sygnału o jeden.

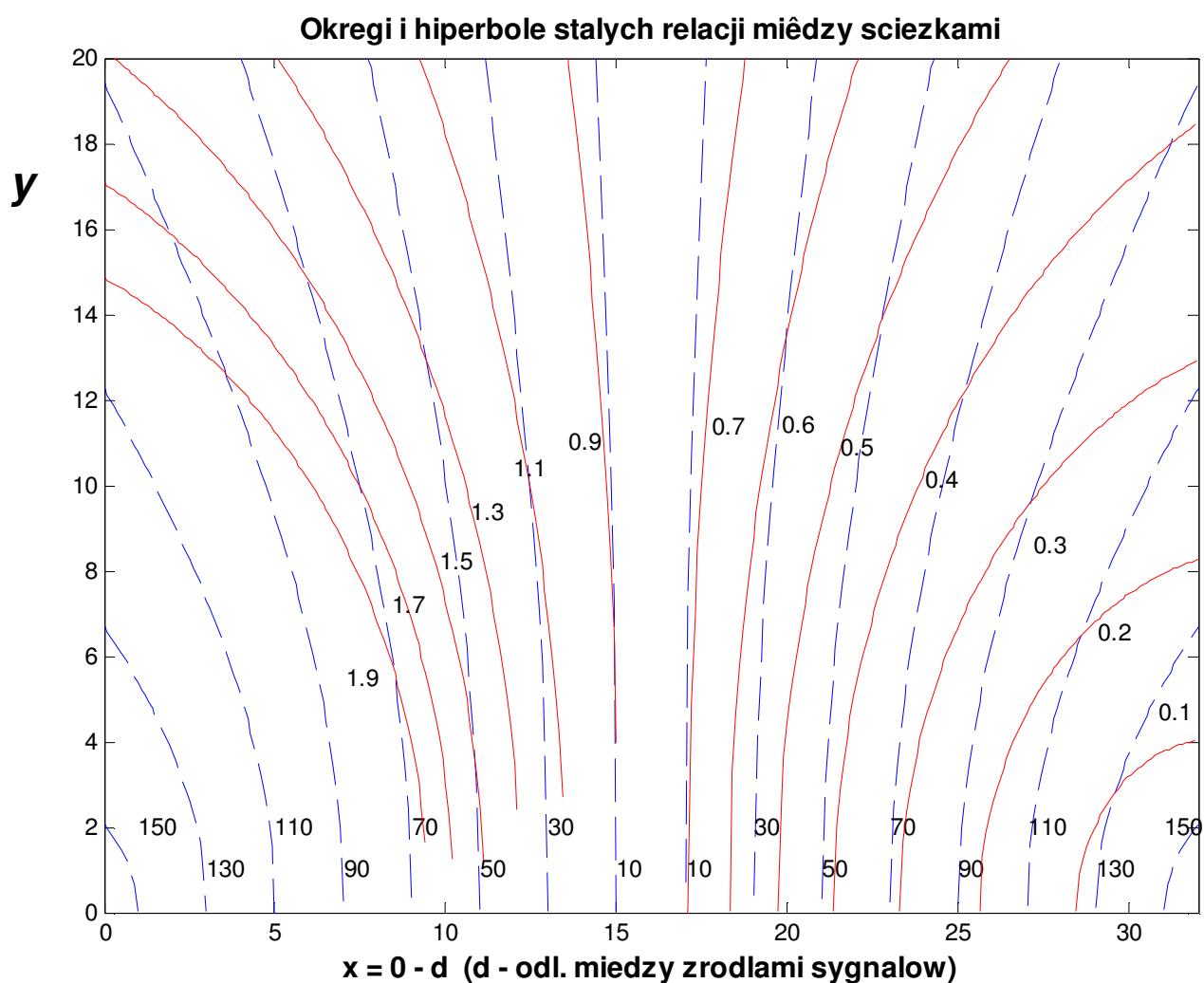
Siatka hiperbol z parametrem ‘a’ równym krotnościom a_1 pozwala w każdym miejscu pokrycia sieci na ocenę liczby minimów wypadkowego sygnału z dwóch źródeł powodowanych przez sygnał opóźniony.

Przykład siatek dla dwóch nadajników (źródeł promieniowania) dla $E_1 = 1$ i $E_2 = 2$ oraz $d = 32$ przedstawia rys. 6.



Rys. 6. Przebieg okręgów stałych relacji amplitud (linie ciągłe) oraz hiperbol stałych czasów opóźnienia (linie przerywane) dla dwóch źródeł sygnału o wartościach $E_1 = 1$ oraz $E_2 = 2$ kW oddległych o 32 km

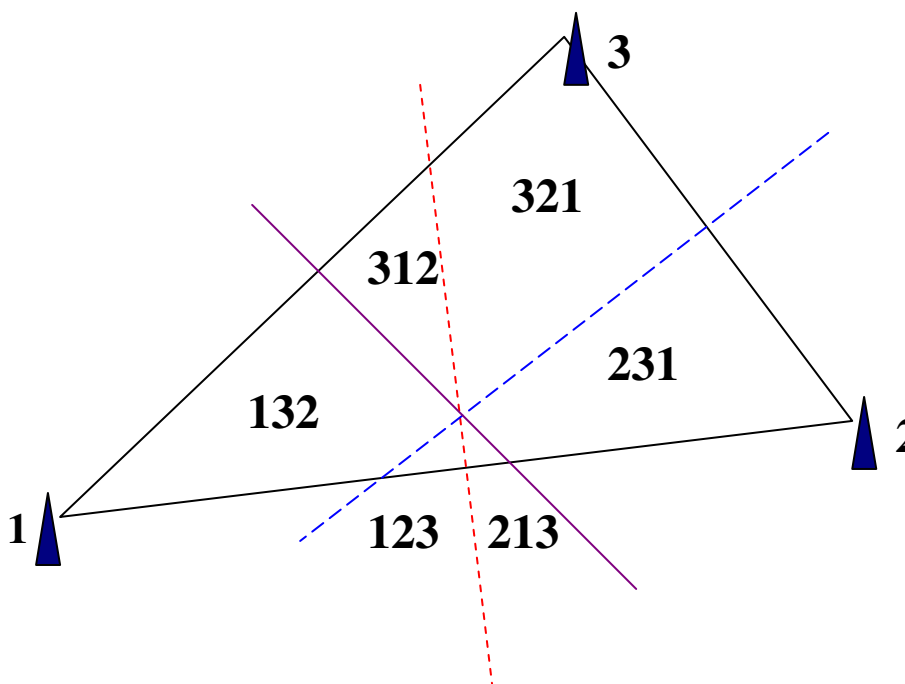
Przykład siatek dla dwóch nadajników (źródeł promieniowania) dla $E_1 = 4$ i $E_2 = 5$ oraz $d = 32$ przedstawia rys.7.



Rys. 7. Przebieg okręgów stałych relacji amplitud (linie ciągłe) oraz hiperbol stałych czasów opóźnienia (linie przerywane) dla dwóch źródeł sygnału o mocy promieniowania 4 oraz 5 kW oddległych o 32 km

C. Podział obszaru pokrycia na pola o ustalonej kolejności opóźnień sygnałów

Jest rzeczą oczywistą, że w przypadku pary źródeł sygnałów, pola pokrycia o ustalonej kolejności opóźnień sygnałów wyznacza symetralna odcinka łączącego źródła. W przypadku kilku źródeł należy dla każdej pary wyznaczyć symetralną. Pola wyznaczone przez układ symetralnych wyznaczają obszary o ustalonej kolejności opóźnień sygnałów. Przykładowo dla trzech źródeł sygnału (nadajników, reflektorów) mamy sytuację wskazaną na rysunku 8:



Rys. 8. Obszar pokrycia modelowej sieci SFN z zaznaczonymi polami o ustalonej kolejności dochodzenia propagowanych sygnałów

Podział obszaru pokrycia sygnałem na regiony o ustalonej kolejności opóźnień poszczególnych ścieżek dopełnia mapę linii wyznaczających relacje między poziomami oraz opóźnieniami sygnałów w ramach poszczególnych komórek sieci.

3. Mechanizmy zmian sygnału opóźnionego

Reprezentacja fazorowa symboli OFDM [2] pokazała, że symbole opóźnionej ścieżki można reprezentować przez linie śrubową owiniętą na walcu o promieniu równym amplitudzie ścieżki. Skok linii śrubowej jest odwrotnie proporcjonalny do czasu opóźnienia ścieżki. Liczba zwojów w kanale (bloku częstotliwości) jest równa iloczynowi czasu opóźnienia oraz szerokości bloku.

Sumowanie dwóch sygnałów użytecznych sieci SFN OFDM wymaga uwzględnienia dwóch mechanizmów zmian sygnałów opóźnionych związanych ze zmianą czasu opóźnienia [2]:

1. sztywnych obrotów cylindrów z liniami fazorowymi reprezentującymi opóźnione ścieżki
2. elastycznego skręcania cylindrów prowadzącego do zwiększania liczby zwojów linii śrubowej

Ad 1. Pierwszy mechanizm powoduje zmiany fazy walca odpowiadające zmianie opóźnienia o czas $\Delta\tau$:

$$\Delta\varphi_c = -2\pi(f_c + f_i^D) \cdot \Delta\tau_c \quad /27/$$

W szczególności zmiana kąta demodulacji o kąt pełny wymaga zmiany opóźnienia o czas:

$$\Delta\tau_c(2\pi) = \frac{1}{(f_c + f_i^D)} \quad /28/$$

Ten wzrost czasu opóźnienia związany jest z przesunięciem wzdłuż linii łączącej źródła sygnału o odcinek Δr , dla którego $2\Delta r = c\Delta\tau$, czyli:

$$\Delta r(2\pi) = \frac{c}{2(f_c + f_i^D)} \quad /28 a/$$

Im wyższa częstotliwość nośna sygnału tym krótszy jest czas opóźnienia, po którym faza linii śrubowej odpowiadającej opóźnionemu sygnałowi ulegnie zmianie na przeciwną, i staje się to na krótszym odcinku drogi.

Przykładowo, dla $f_c = 200$ MHz mamy $\Delta r(\pi) = 0,375$ metra.

Sytuację ta przedstawiają wykresy symulacji w pkt. IV.1.

Ad 2. Drugi z mechanizmów prowadzi do skręcenia linii śrubowej o kąt zależny od czasu opóźnienia zgodnie z wzorem [2]:

$$\Delta\Phi_K \equiv -2\pi \cdot B \cdot \Delta\tau_K \quad /29/$$

Stąd czas opóźnienia, zmiana którego powoduje skręcenie linii śrubowej o kąt pełny, wynosi:

$$\Delta\tau_K(2\pi) = \frac{1}{B} \quad /30/$$

gdzie B – pasmo bloku OFDM. Jest to czas opóźnienia, po którym liczba minimów w symbolu ('zwojów' linii śrubowej opóźnionej ścieżki) wzrasta o jeden ($n \rightarrow n+1$), :

Przesunięcie odbiornika wzdłuż linii łączącej nadajniki o odcinek Δr prowadzi do zmiany czasu opóźnienia o $\Delta\tau = 2 \Delta r / c$. Wzrost opóźnienia o czas /30/ związany jest z przesunięciem o:

$$\Delta r_K(2\pi) = \frac{c}{2B} \quad /31/$$

Z wzorów (28) oraz (30) otrzymujemy relację między czasami opóźnień:

$$\Delta \tau_K(2\pi) / \Delta \tau_c(2\pi) = \frac{T_U \cdot (f_c + f_i^D)}{K} = \frac{f_c + f_i^D}{B} \quad /32/$$

gdzie K – liczba podnośnych w symbolu OFDM, T_U – długość pola użytecznego symbolu. Wielkość ta wskazuje, ile razy zdąży obrócić się cały walec reprezentujący opóźnioną ścieżkę, nim zostanie skreślony o dodatkowy pełny kąt.

W przypadku konkretnych rozsiewczych systemów OFDM odpowiednie wielkości zamieszczone są w tabelach 1 (dla DRM), 2 dla DAB), oraz 3 (dla DVB-T).

Przyjęto prędkość sygnału $c = 0.3$ km/us.

DRM	f_c [MHz]	B [MHz]	Δr_c [m]	Δr_n [m]	$\Delta r_n / \Delta r_c$
A	0.225	0.01	666,7	15000	22,5
B	0.225	0.01	666,7	15000	22,5
C	0.225	0.01	666,7	15000	22,5
D	0.225	0.01	666,7	15000	22,5

Tab. 2. Relacje odległości między lokalizacjami kolejnych minimów ścieżek sygnału OFDM w systemie DRM

Dla systemu DAB przyjmujemy częstotliwość nośną 200 MHz (dla wyższych częstotliwości relacja czasów obrotu będzie proporcjonalnie wyższa).

DAB	f_c [MHz]	B [MHz]	Δr_c [m]	Δr_n [m]	$\Delta r_n / \Delta r_c$
I	200	1,536	0,75	97,7	130
II	200	1,536	0,75	97,7	130
III	200	1,536	0,75	97,7	130
IV	200	1,536	0,75	97,7	130

Tab. 3. Relacje odległości między lokalizacjami kolejnych minimów ścieżek sygnału OFDM w systemie DAB

Analogicznie dla systemu DVB-T dla przykładowej częstotliwości nośnej $f = 500$ MHz otrzymujemy relacje czasów obrotu z tabeli 4.

DVB-T	f_c [MHz]	B [MHz]	Δr_c [m]	Δr_n [m]	$\Delta r_n / \Delta r_c$
2k	500	8	0.3	18,75	62,5
8k	500	8	0.3	18,75	62,5

Tab. 4. Relacje odległości między lokalizacjami kolejnych minimów ścieżek sygnału OFDM w systemie DVB - T

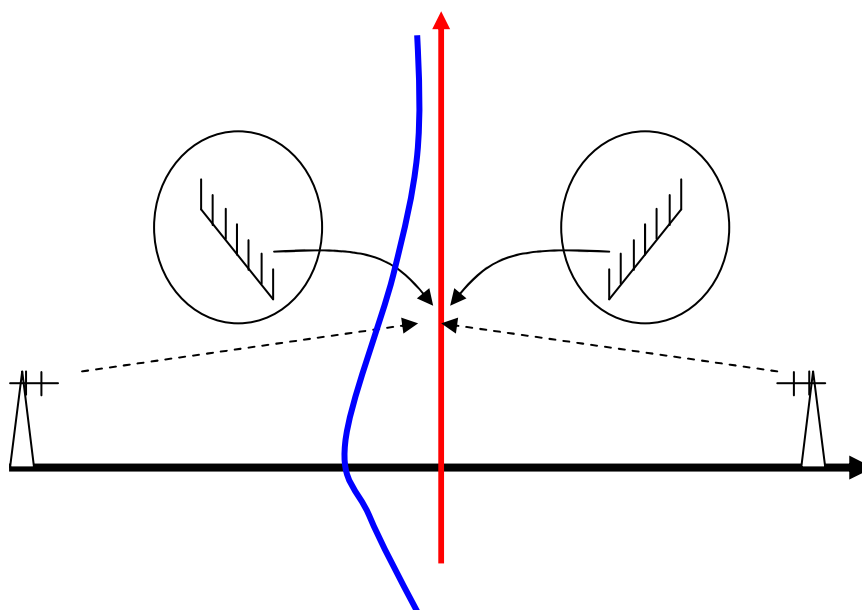
Relacja czasu opóźnienia potrzebnego do zwiększenia linii śrubowych o jeden do czasu opóźnienia odpowiadającego za pełny obrót walca daje stosunek liczby wykonanych obrotów walca jako całości w czasie przesunięcia odbiornika między hiperbolami różniącymi się o jeden obrót. Znaczenie tej relacji ukażemy na przykładzie konkretnych przypadków.

A. Przykład zastosowania. Sieć modelowa dwóch nadajników

Niżej pokażemy na najprostszych przykładach rozkład podnośnych sygnału OFDM na tle mapy sygnałowej. Rozróżniamy dwa przypadki sieci dwuelementowej: z źródłami promieniowania o równej (zbliżonej) oraz różnej mocy promieniowania.

A1. Sieć dwuelementowa nadajników o zbliżonej mocy promieniowania

Geometrię sieci dwuelementowej OFDM SFN określa rys. 9.



**Rys. 9. Układ dwóch nadajników o zbliżonej mocy promieniowania
Relacja sygnałów na prostej $\Delta\tau = 0$**

Analizę rozkładu sygnału OFDM między nadajnikami rozpoczynamy od symetralnej odcinka łączącego źródła sygnałów. W tym przypadku jest to jednocześnie miejsce geometryczne punktów wyznaczającego miejsce równych amplitud sygnału jak i miejsce geometryczne zerowych czasów opóźnienia. W reprezentacji fazorowej obie ścieżki będą prezentowane przez ‘grzebień’ ustawione zębami do góry, o równych wielkościach. Wypadkowy sygnał jako suma obu ścieżek będzie reprezentowany przez ‘grzebień’ o dwukrotnie dłuższych zębach.

Jednak już niewielkie odsunięcie od linii symetralnej spowoduje, że – zgodnie z mechanizmem obrotu fazy całego cylindra reprezentującego opóźnioną ścieżkę – oba sygnały znajdą się w przeciwfazie, co prowadzi do zerowego sygnału wypadkowego. Ten proces będzie powtarzać się dopóki drugi z mechanizmów skręcania walca – nie wpłynie na redukcję liczby zerowanych podnośnych.

Dalsze odsuwanie od symetralnej prowadzące do różnicowania amplitud ścieżek (opóźniona będzie coraz mniejsza) spowoduje, że sygnał wypadkowy będzie reprezentowany przez coraz wyższy ‘grzebień’ z coraz liczniejszymi, ale i płytszymi minimami.

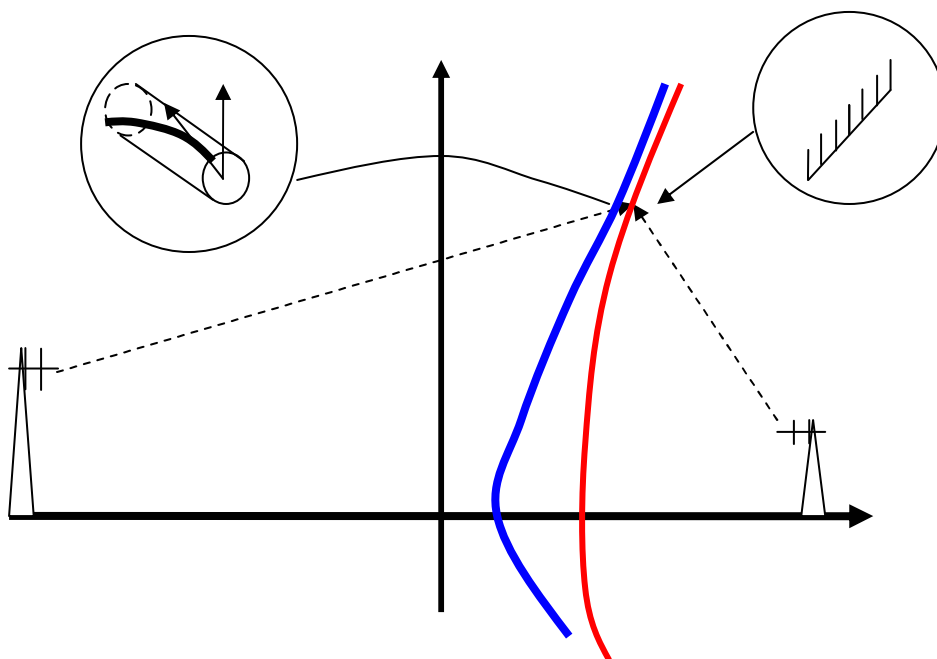
Przecięcia okręgów wyznaczających relacje amplitud ścieżek oraz hiperboloid określających wielkości opóźnień pozwalają liczbowo wyznaczyć liczbę i wielkość minimów podnośnych symboli OFDM na całym obszarze pokrycia.

Wskazany proces wyznaczania poziomu sygnału OFDM jest oczywiście symetryczny w obu obszarach oddzielonych symetralną odcinka łączącego źródła sygnału.

Poziom modułu podnośnych sygnału OFDM w kanale podstawowym sieci dwuelementowej prezentują przykłady na stronach 33 – 46.

A2. Sieć dwuelementowa z nadajnikami o różnej mocy promieniowania

Geometrię sieci przedstawia rys. 10.



**Rys. 10. Układ dwóch nadajników o różnej mocy promieniowania.
Relacja sygnałów na okręgu $A_1(r) = A_2(r)$**

Analizę rozkładu sygnału OFDM między nadajnikami rozpoczynamy od punktów okręgu wyznaczającego miejsce równych amplitud sygnału. W tym przypadku punkty te znajdują się poza linią równych czasów propagacji sygnałów od obu nadajników. Sygnał opóźniony będzie więc reprezentowany przez linię śrubową o liczbie zwojów odpowiadającej parametrom hiperboloidy przechodzącej przez rozpatrywany punkt pokrycia, zgodnie z treścią punktów II.4 A oraz II.4. B. Tak więc wzdłuż okręgu równych amplitud sygnałów odbierany sygnał wypadkowy będzie zawierał symbole OFDM o zerowych podnośnych. Ich liczba będzie proporcjonalna do liczby zwojów opóźnionej ścieżki. Im bliżej linii łączącej źródła sygnału – tym większa liczba podnośnych zerowych ze względu na parametry hiperboloid przecinających okrąg.

Zbliżanie do źródła o mniejszej mocy spowoduje wzrost natężenia pierwszej ścieżki oraz obniżenie amplitudy drugiej połączone ze zwiększeniem liczby jej zwojów, zgodnie z wzorem /23/. Wypadkowy sygnał będzie więc charakteryzować się wzrastającą liczbą coraz płytszych minimów amplitudy.

Na okręgu wyznaczającym punkty odbioru sygnałów o równych amplitudach opóźniony sygnał z silniejszego źródła wniesie liczbę minimów równa liczbie splotów fazorowej reprezentacji tej ścieżki.

Zbliżanie się do silniejszego źródła spowoduje malenie liczby minimów wprowadzanych przez opóźnioną ścieżkę. W połowie odcinka łączącego źródła sygnału, gdzie czasy dochodzenia ścieżek sygnału wyrównują się, czyli opóźnienie maleje do zera, obie ścieżki reprezentują zwrócone zębami do góry ‘grzebień’ o amplitudach proporcjonalnych do natężeń sygnałów.

Dalsze przesuwanie odbiornika w kierunku silniejszego źródła spowoduje zmianę ról ścieżek ze względu na opóźnienia sygnałów.

W załączonych przykładach estymacji tego przypadku nie prezentujemy.

B. Sieć modelowa trzech nadajników

W przypadku sieci SFN zbudowanej z trzech nadajników, o mocach promieniowania E_1 , E_2 i E_3 , gdzie $E_1 > E_2 > E_3$ wyznaczenie rozkładu podnośnych symboli OFDM w obszarze pokrycia można zastosować metodę poprzedniego paragrafu kolejno dla par sygnałów $E_1 - E_2$ oraz $E_1 - E_3$. Miejsca przecięcia okręgów

$$E_2(r) = \alpha_{21} \cdot E_1(r),$$

z okręgami:

$$E_3(r) = \alpha_{31} \cdot E_1(r),$$

w punktach r , gdzie $E_2(r) + E_3(r) \geq E_1(r)$ czyli:

$$\alpha_{21} + \alpha_{31} \geq 1$$

wyznacza miejsca, w których suma amplitud może zerować się. Oznacza to, że pewne podnośne symboli OFDM w tych obszarach mogą się zerować. Liczba podnośnych zagrożonych zerowaniem zależeć będzie od liczby zwojów charakteryzujących opóźnione ścieżki, czyli położenia na siatce hiperbol określających czasy opóźnień.

Ogólnie, w przypadku rozpatrywania rozkładu sygnałów pochodzących od n nadajników sieci SFN, czy n źródeł odbić sygnału OFDM, zagadnienie wyznaczenia miejsc geometrycznych, w których występować będą zerowe podnośne symboli OFDM dla płaskiego obszaru pokrycia sprowadzić można do rozwiązania układu równań:

$$E_i(r) = \alpha_{ij} \cdot E_j(r), \quad i, j = 1, 2, \dots, n$$

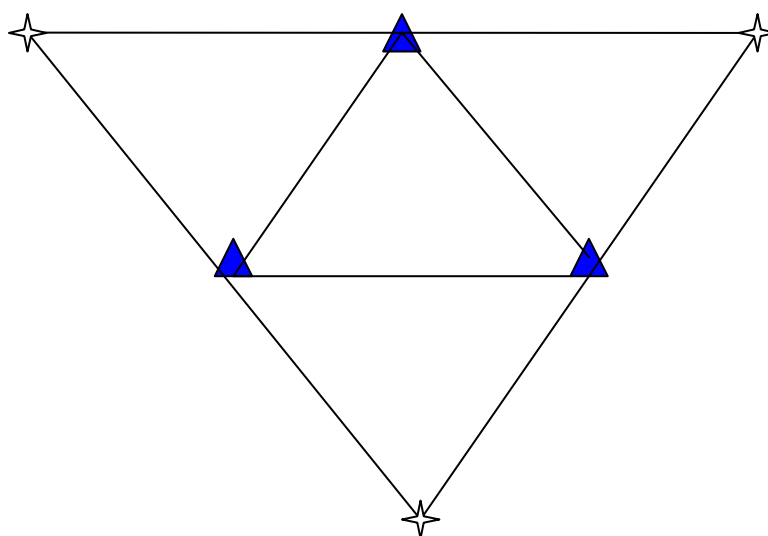
$$\sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^n \alpha_{ij} \geq 1, \quad \alpha_{ij} > 0$$

Rozwiązanie tego układu wyznacza obszar pokrycia sieci z n nadajnikami, w którym wystąpią zerowe podnośne. Najbardziej zagrożone niewiarygodnym odbiorem są miejsca, gdzie liczba zerowych podnośnych będzie największa. Wskazanie miejsc zagrożonego odbioru wymaga analizy parametrów siatki hiperbol określających wzajemne czasy opóźnienia ścieżek sygnału.

Wyniki estymacji sieci trójelementowej w punktach pomiarowych na różnych odcinkach przedstawione są na przykładach ze stron 47 – 58.

C. Sieć modelowa sześciu nadajników

W celu analizy wpływu sygnałów z sąsiadujących nadajników na pole pokrycia w obrębie trójkąta stanowiącego podstawową komórkę sieci SFN rozszerzamy strukturę sieci modelowej do 6-ciu nadajników w konstelacji przedstawionej na rys. 11. Na rysunku zaznaczono trójkątami pozycje źródeł sygnału wyznaczających pole trójkąta z analizowanym pokryciem sygnałem. Pozycje pozostałych źródeł oznaczono krzyżykami.



Rys. 11. Konstelacja nadajników w sieci sześcieelementowej

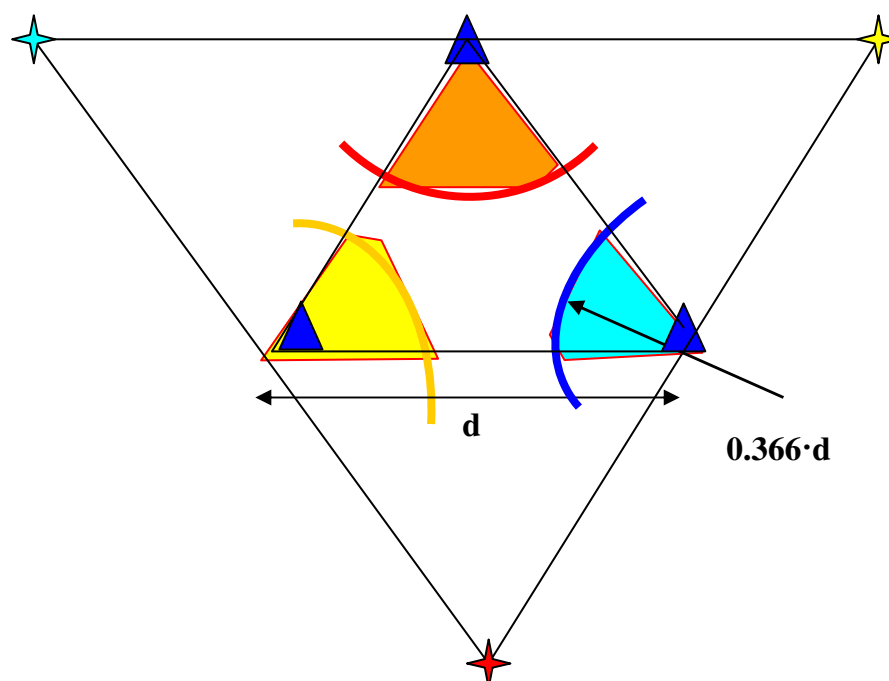
Przykładowe wyniki estymacji modułu sygnału OFDM ODM sieci sześćcioelementowej są zaprezentowane na stronach 59 – 60.

C1. Miejsca geometryczne występowania interferencji międzysymbolowych ISI

Interferencje międzysymbolowe ISI występują w punktach, dla których różnica odległości od najbliższego oraz przynajmniej jednego z pozostałych źródeł przekracza $c \cdot T_g$. Jest to więc wnętrze hiperboli z osią główną łączącą lokalizacje obu źródeł (zakłócanego i zakłócającego) i wierzchołkiem w odległości od zakłócanego źródła mniejszej od $(d - c \cdot T_g) / 2$, gdzie d – odległość między źródłami.

W przypadku konstelacji z rys. 11 z równobocznymi trójkątami o boku $d = c \cdot T_g$ zakłócającymi źródłami będą nadajniki spoza podstawowego trójkąta, a zakłócany obszar w rejonie podstawowego trójkąta to teren zakreślony wokół przeciwległego nadajnika. Analogicznie będzie dla każdego narożnika trójkąta. Jak łatwo policzyć, odległość wierzchołka hiperboli od najbliższego wierzchołka wynosi $0.366 d$.

Sytuację tą prezentuje rys.12.



Rys. 12. Pola występowania interferencji międzysymbolowych ISI w ramach podstawowego trójkąta

W zakreślonych obszarach wielkość sygnału interferencyjnego podlega konkurencyjnym procesom: posuwanie się w głąb obszaru z jednej strony wydłuża opóźnienie sygnału zakłócającego co oznacza większy udział zakłócającego symbolu w oknie przetwarzania FFT, a z drugiej strony oddalanie od źródła zakłóceń i jednocześnie zbliżanie do anteny sygnału użytecznego zwiększa stosunek sygnału do interferencji wewnątrzsymbolowej.

Wynik przykładowej symulacji przedstawia rys. 35 C.

D. Sieć modelowa z siedmioma nadajnikami

Aby móc porównywać wyniki estymacji stosowanej metody z wynikami modeli znanych z literatury wprowadzono model sieci o siedmioelementowej konfiguracji nadajników. Przykład zastosowania reprezentacji fazorowej do bezpośrednich sygnałów tego modelu podany jest na stronie 61.

E. Sieć modelowa dziewiętnastu nadajników

W celu uwzględnienia wszystkich najbliższych źródeł interferencji międzysymbolowej ISI dla trójkątnego pokrycia obszaru sieci przyjęto model sieci dziewiętnastoelementowej. Konfigurację nadajników tego modelu z przykładowym rozkładem punktów pomiarowych prezentowane są na str. 62 - 64.

III. ALGORYTM OBLICZEŃ I WIZUALIZACJI POZIOMU SYGNAŁU OFDM MODELOWEJ SIECI SFN

Dla przyjętych założeń:

1. Teren płaski
2. Sieć nadajników w wierzchołkach trójkątów
3. Wielkość sygnału w funkcji odległości od nadajnika opisywana przez model deterministyczny
4. Anteny nadawcze oraz odbiorcza o dookólnych charakterystykach
5. Przesunięcie Dopplera pomijalne w stosunku do odstępu międzytonowego symboli OFDM
6. Stan poszczególnych ścieżek opisywany przez model fazorowy sygnału OFDM

algorytm obliczeń i wizualizacji poziomu sygnału OFDM sieci SFN składa się z podstawowych kroków:

A. Wybór systemu OFDM, oraz ustalenie częstotliwości nośnej sygnału

Algorytm symulacyjny pomiaru rozkładów pola OFDM w założonych modelach sieciach SFN uwzględnia możliwość wpisu dowolnych parametrów stacji nadawczych sieci SFN:

P_i – moc promieniowania nadajnika 'i'

f_c – częstotliwość nośną sygnału

H_i – wysokości anten nadawczych, dla współrzędnych = 1,...,N

h - wysokość anteny odbiorczej

T_u – długość pola użytecznego symbolu OFDM

T_g - długość przedziału ochronnego symbolu OFDM

B. Ustalenie konfiguracji sieci antenowej (źródła sygnału):

- a. Dowolna opcja
- b. Sieć dwuelementowa
- c. Sieć trójelementowa
- d. Sieć sześćoelementowa
- e. Sieć siedmioelementowa
- f. Sieć dziewiętnastoelementowa

C. Ustalenie współrzędnych punktów pomiaru poziomu sygnału OFDM

- a. Wzdłuż odcinka prostej
- b. Wzdłuż okręgu o wybranym stosunku amplitud wskazanych źródeł sygnału
- c. Wzdłuż hiperboli o wybranym stosunku czasów opóźnienia dwóch źródeł

- D. Wyliczenie w wyznaczonych punktach pomiaru amplitud oraz opóźnień sygnałów z poszczególnych źródeł**
- E. Zgodnie z modelem fazorowym sumowanie sygnałów użytecznych źródeł w wyznaczonych punktach pomiaru**
- F. W przypadku ścieżek o względnym opóźnieniu przekraczającym przedział ochronny:
W poszczególnych punktach pomiaru sumowanie sygnałów interferencyjnych zgodnie z modelem fazorowym**
- G. Wizualizacja rezultatów obliczeń:**
- a. Ukazanie pozycji punktów pomiarowych względem źródeł sygnału**
 - b. Wykres powierzchniowy amplitud podnośnych symboli OFDM sygnału użytecznego OFDM w kolejnych punktach pomiarowych**
 - c. W przypadku ścieżek o czasie opóźnienia spoza przedziału ochronnego:
Wykres powierzchniowy amplitud podnośnych symboli OFDM sygnału zakłócającego w kolejnych punktach pomiarowych**
 - d. Wykresy amplitud podnośnych indywidualnych symboli sygnału użytecznego w indywidualnych punktach pomiarowych**
 - e. W przypadku ścieżek o czasie opóźnienia spoza przedziału ochronnego:
Wykresy amplitud podnośnych indywidualnych symboli sygnału zakłócającego w indywidualnych punktach pomiarowych**

IV. WYNIKI SYMULACJI

Aby uprościć żmudny proces wpisywania parametrów sieci wybrano stałe warianty parametrów systemów OFDM:

- DAB dla każdego z czterech trybów
- DVB-T dla obu trybów i długości przedziału ochronnego

oraz parametrów sieci i współrzędnych punktów estymacji z możliwością różnicowania odstępów między pomiarami.

1. Sieć dwuelementowa

Sygnał wypadkowy w punktach linii charakterystycznych:

- a. od środka między antenami w kierunku silniejszej stacji
- b. od środka między antenami wzdłuż symetralnej
- c. wzdłuż okręgu o wybranym stosunku amplitud
- d. wzdłuż hiperboli o zadanej różnicy opóźnień

2. Sieć trójelementowa

Wpływ trzeciego nadajnika na sygnały wypadkowe z punktu 2

Pomiary od środka okręgu opisanego na wierzchołkach trójkąta:

- w kierunku jednego z wierzchołków
- w kierunku prostopadłym do podstawy

3. Dla sieci sześćoelementowej pomiary jak dla sygnałów z pkt. 2 z uwzględnieniem wpływu sygnałów z pozostałych źródeł

Wpływ sąsiednich nadajników na sygnał wypadkowy z pkt 2

Estymacja sygnału interferencyjnego

4. Dla sieci siedmioelementowej estymacja sygnału wzdłuż wysokości podstawowego trójkąta

5. Dla sieci dziewiętnastoelementowej pomiary wzdłuż założonego odcinka

Niżej prezentujemy wybrane wyniki symulacji dla stałych wariantów modelowych sieci z różnymi rozstawieniami punktów estymacji.

1. Sieć dwuelementowa

Prezentowane dane dla systemu DAB tryb III, $f_c = 200$ MHz,

Odległość między nadajnikami: $d = c \cdot T_g = 0.3 \text{ [km/us]} \cdot 32 \text{ [us]} = 9.6 \text{ [km]}$;

Moc promieniowania: $P_1 = P_2 = 1 \text{ [kW]}$; $H = 100 \text{ m}$; $h = 2 \text{ m}$;

Przyjmujemy, że sygnał przenoszony jest z szybkością 0.3 [km/us] .

Wybór systemu DAB tryb III podyktowany jest przez warunki ekspozycji: w tym trybie założona jest najmniejsza liczba podnośnych, więc można prezentować stosunkowo przejrzyste przebiegi amplitud wszystkich podnośnych symboli OFDM w wskazanych punktach estymacji.

A. Sygnał wypadkowy w punktach linii charakterystycznych:

a. Pomiary od środka między antenami w prawo co 0.04 metra.

Wykres z rysunku 14 przedstawia sytuację omówioną w rozdziale II pkt. 3A. Oba nadajniki (trójkąty) mają równą moc promieniowania, tak więc pośrodku odległości między nimi sygnały dodają się bądź redukują, zależnie od różnicy faz obu ścieżek.

W przypadku nośnej 200 MHz oraz $c=300 \text{ m/s}$ odległość między kolejnymi minimami wynosi 75 cm zgodnie z /28a/, co odpowiada wzrostowi czasu opóźnienia o 5 ns zgodnie z relacją /28/.

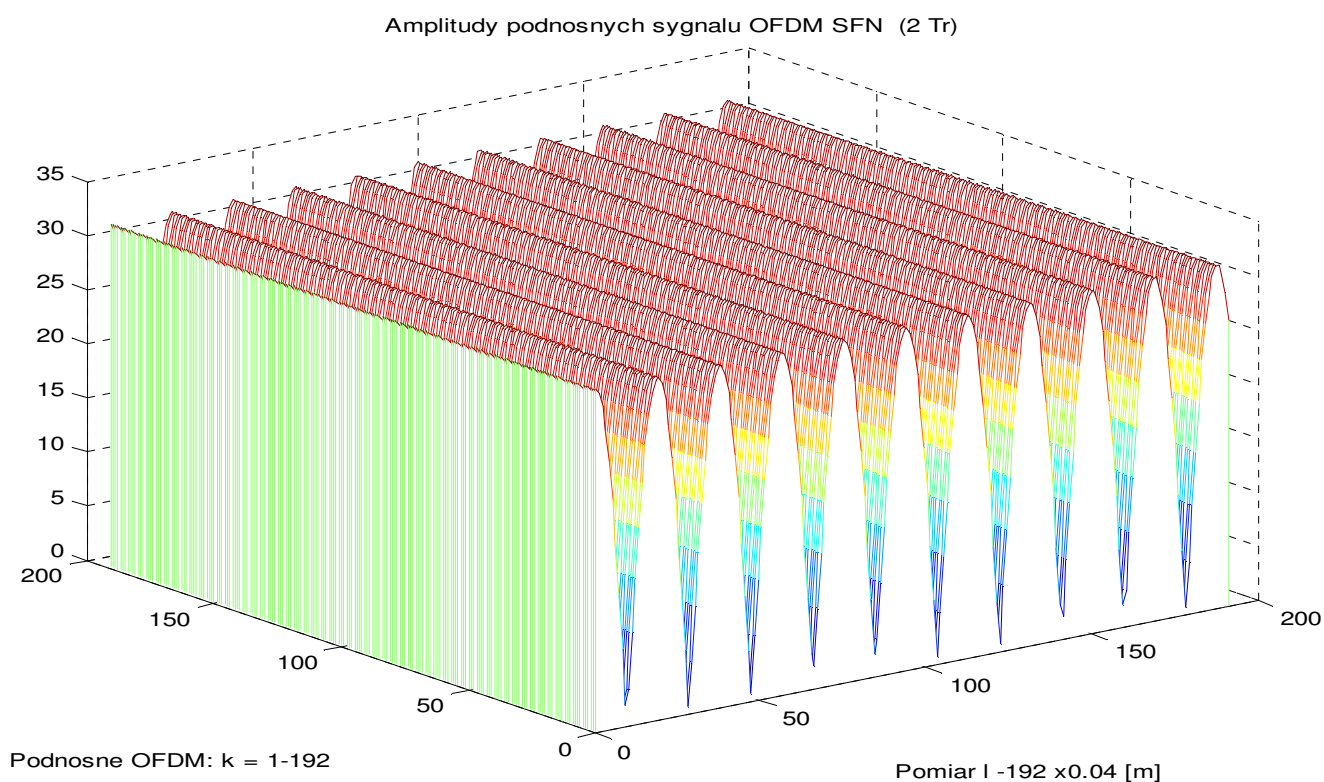
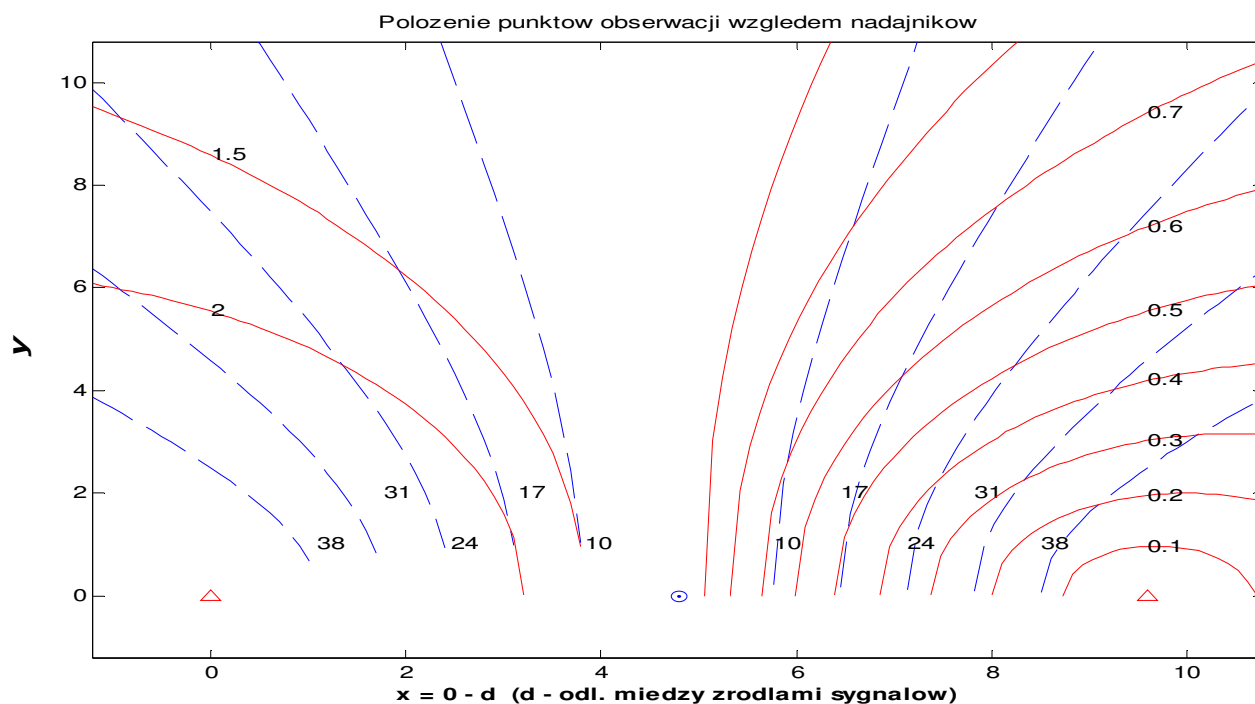


Fig. 14. Wyniki symulacji amplitudy wypadkowego sygnału OFDM w kanale podstawowym w sieci dwuelementowej wzdłuż linii na schemacie powyżej

Aby objąć symulacjami dłuższy odcinek zwiększamy odległość między punktami pomiarowymi do 0.375 m, co odpowiada połowie fali nośnej.

Prezentowany na rys. 15 wykres ukazuje nie tylko szybkie lokalne minima wynikające z interferencji częstotliwości w.cz., ale także zniekształcenia amplitud podnośnych w wyniku sumowania fazorów ścieżki bezpośredniej oraz opóźnionej.

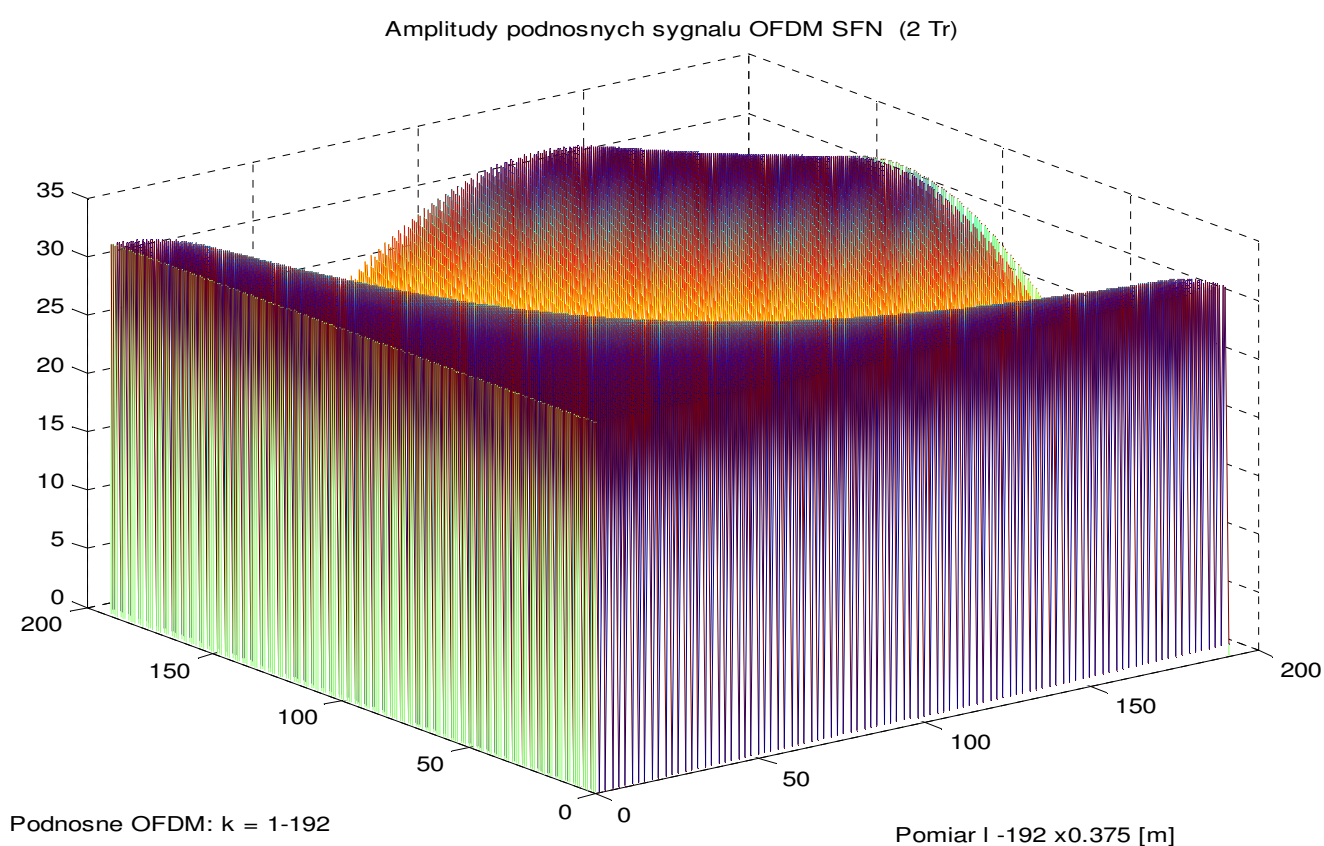
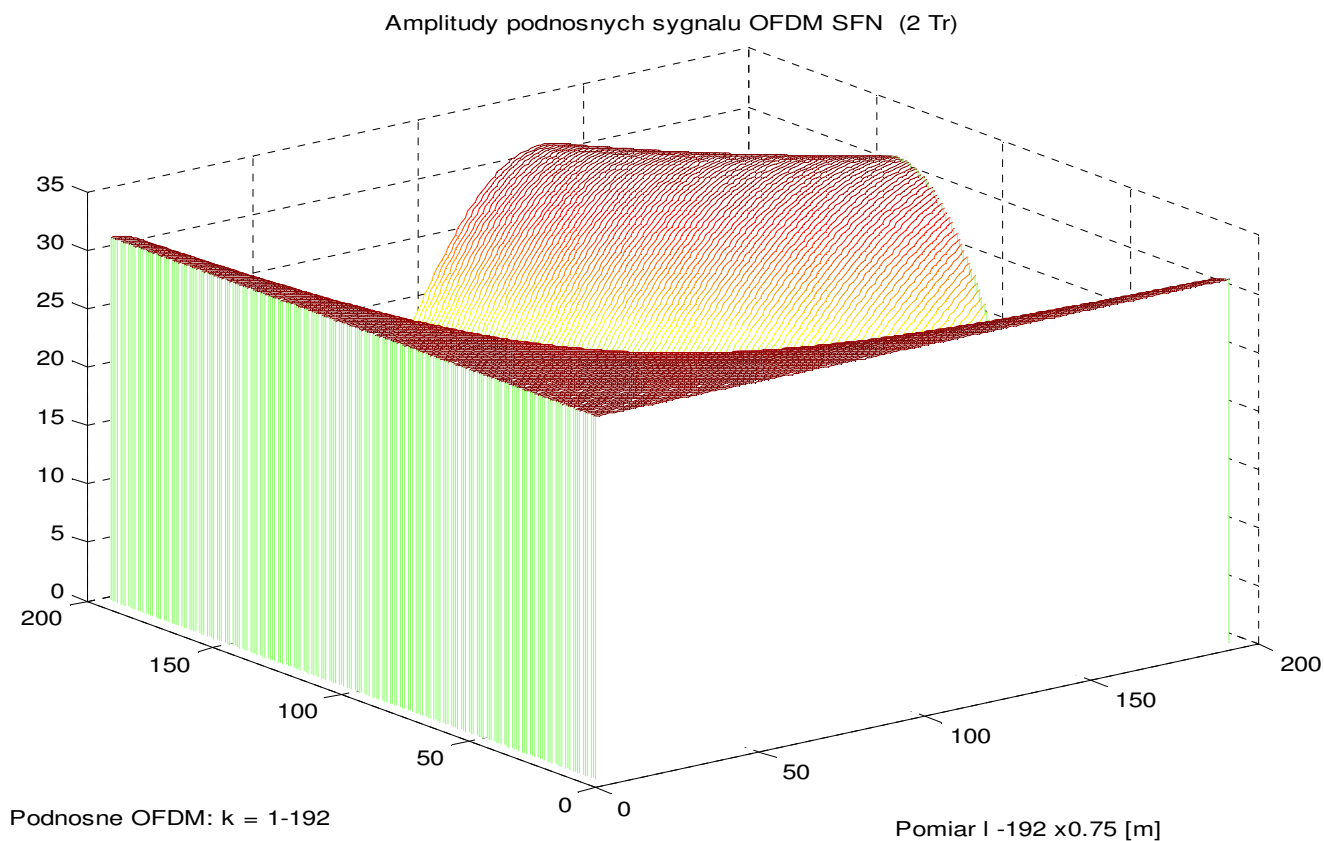


Fig. 15. Wykres amplitud podnośnych symboli OFDM na środkowym odcinku 72 metrów

Zwiększenie odległości między punktami estymacji do długości fali tj. 0.75 m pozwala obserwować zmiany stanu podnośnych powodowane jedynie skręcaniem linii fazorowej, ponieważ tak dobrane punkty obserwacji przebiegają przez lokalne maksima sygnału.

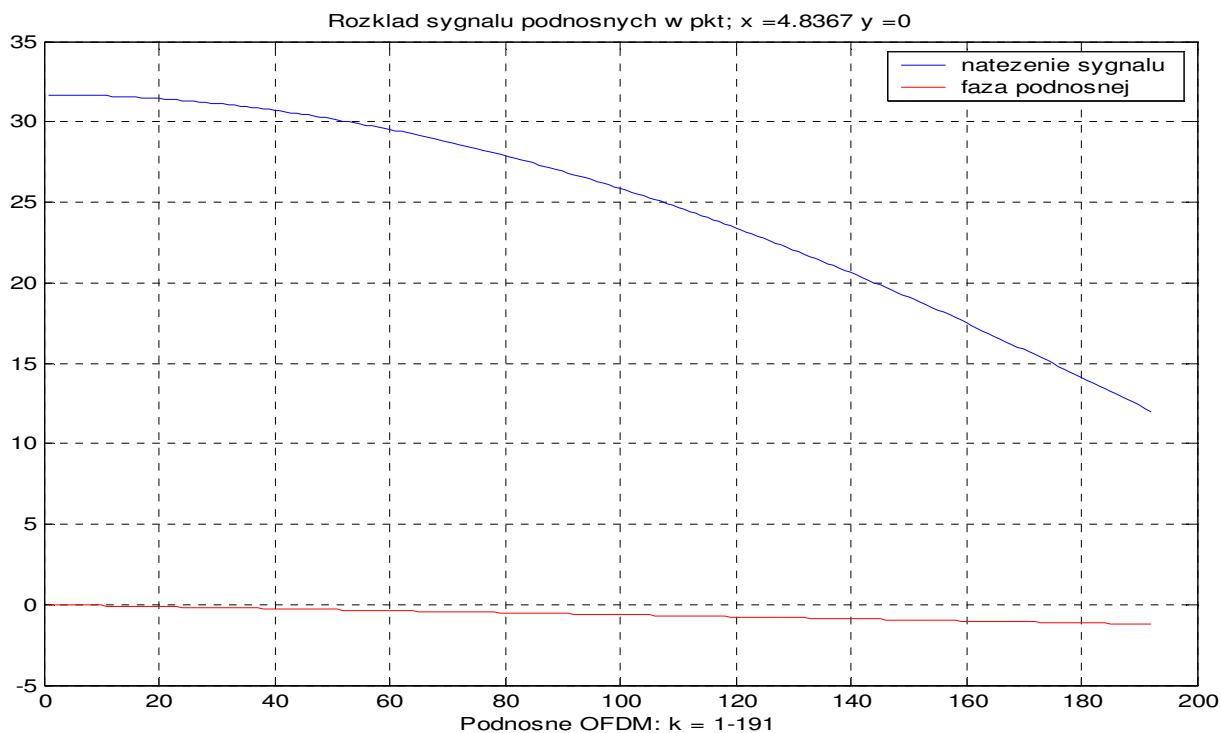
Estymacja obejmuje odcinek 144 metry.



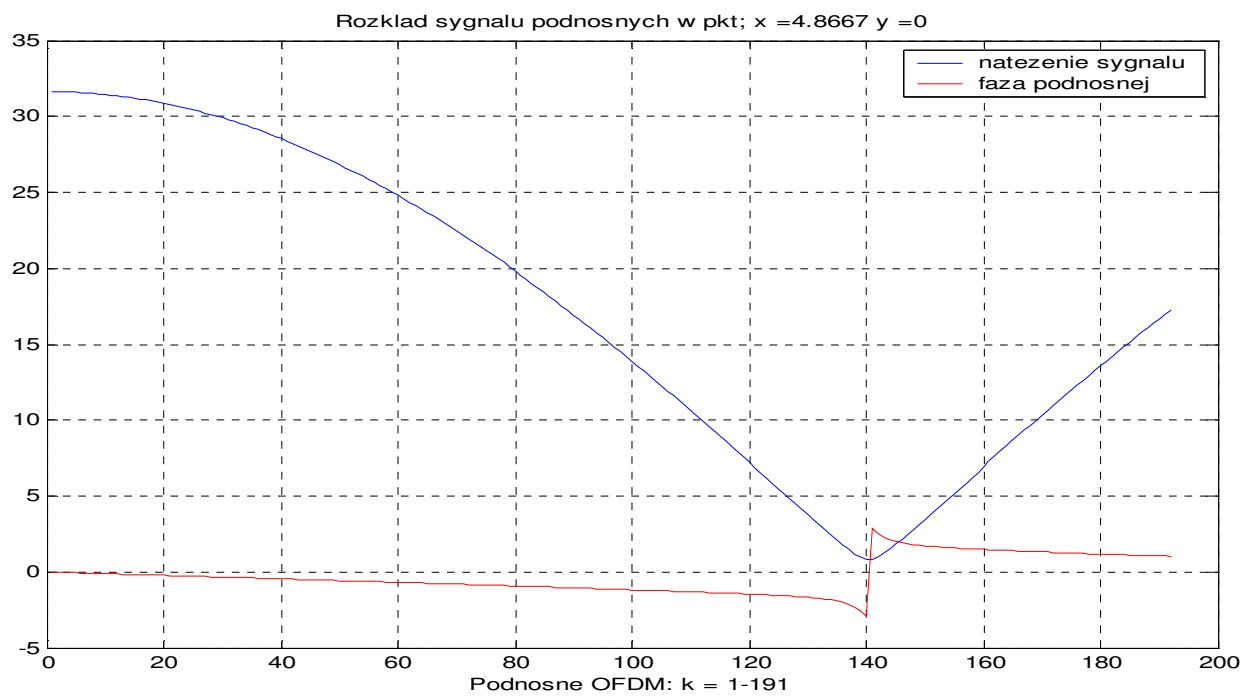
Rys. 16. Estymacja kanału na środkowym odcinku 144 metrów

W celu bliższego zobrazowania zmian stanu podnośnych symboli OFDM prezentujemy przekroje powierzchni z rys. 16. w wybranych punktach estymacji licząc od środka w odległości 50, 90, 130 i 170 punktów, co odpowiada przekrojom w odległości od środka odpowiednio 37.5, 67.5, 97.5, oraz 127.5 metra.

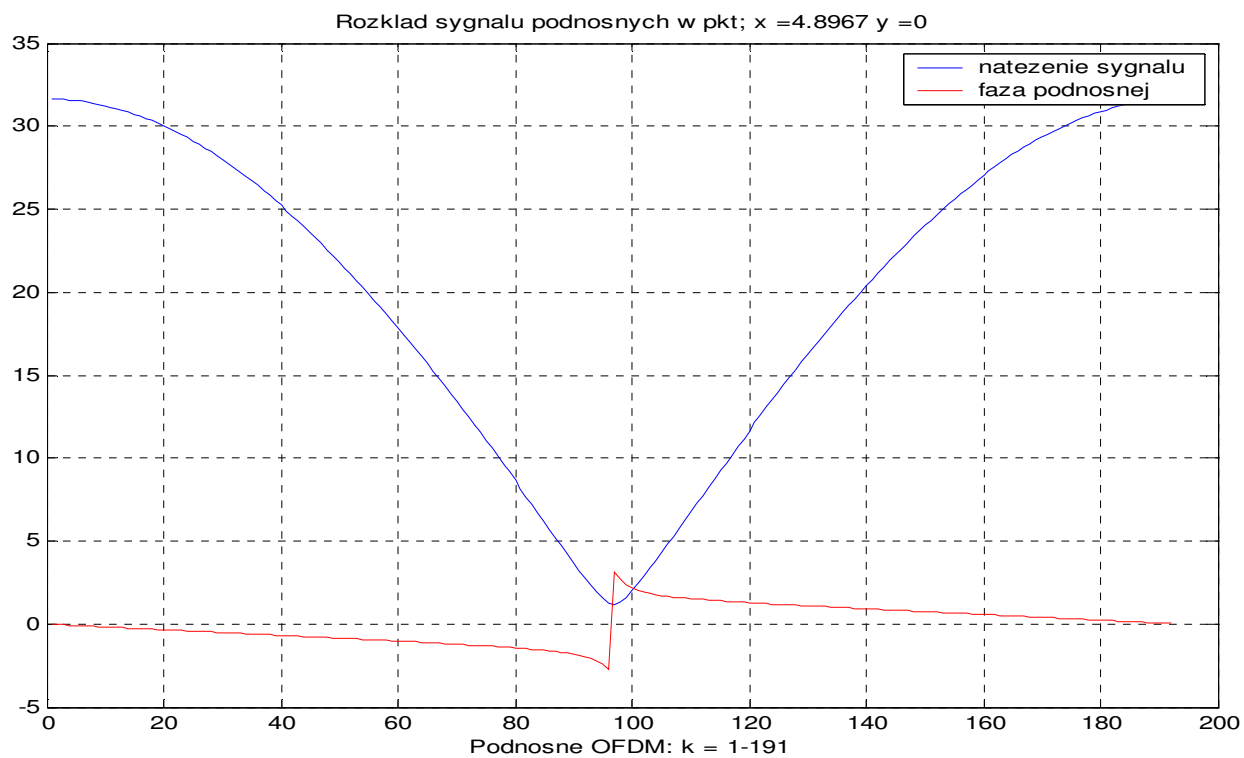
a) Przekrój w odległości 37.5 metrów od środka między źródłami sygnału o mocy promieniowania 1 kW każde



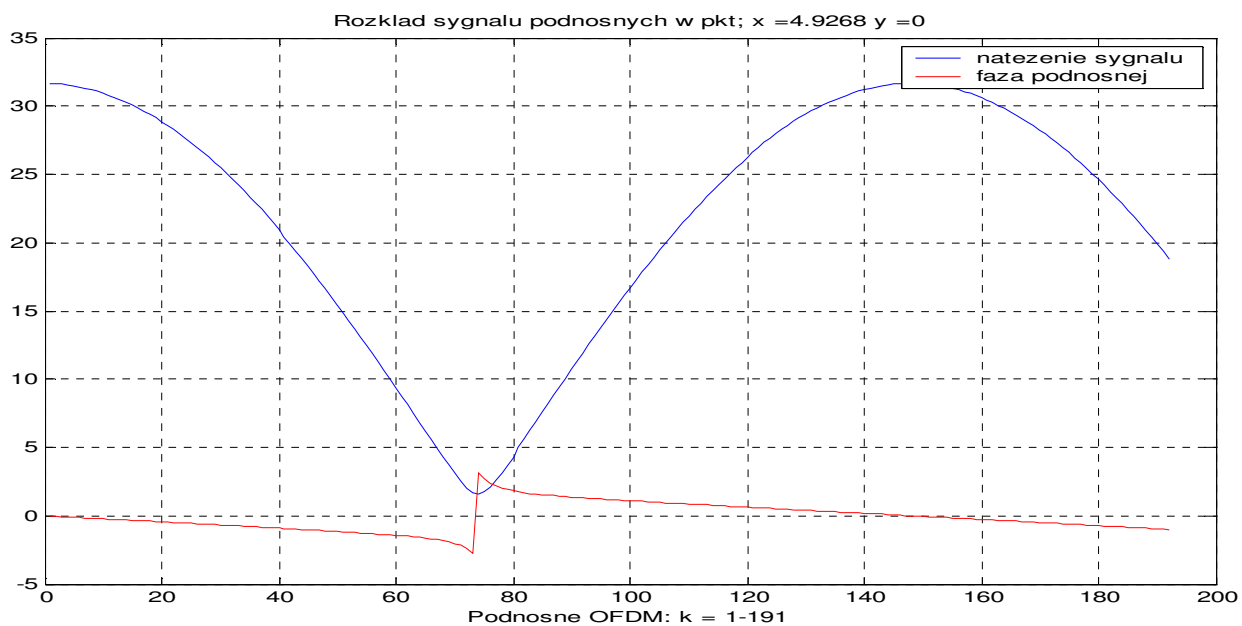
b) Przekrój w odległości 67.5 metrów od środka



c) Przekrój w odległości 97.5 metrów od środka

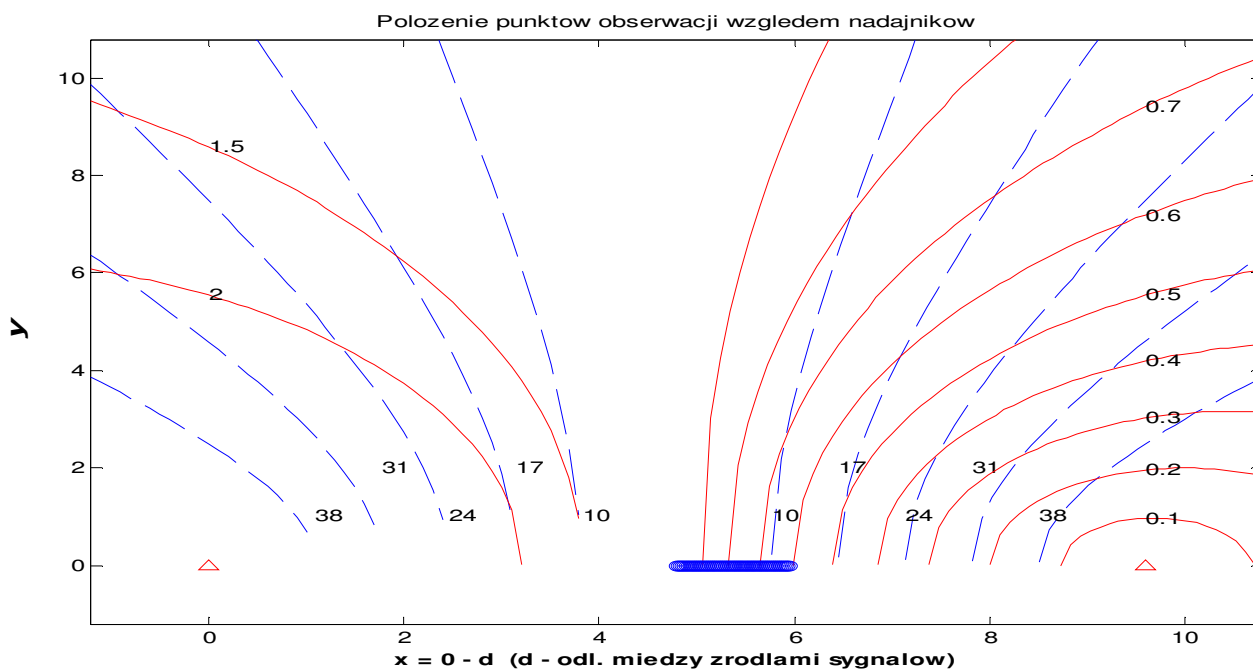


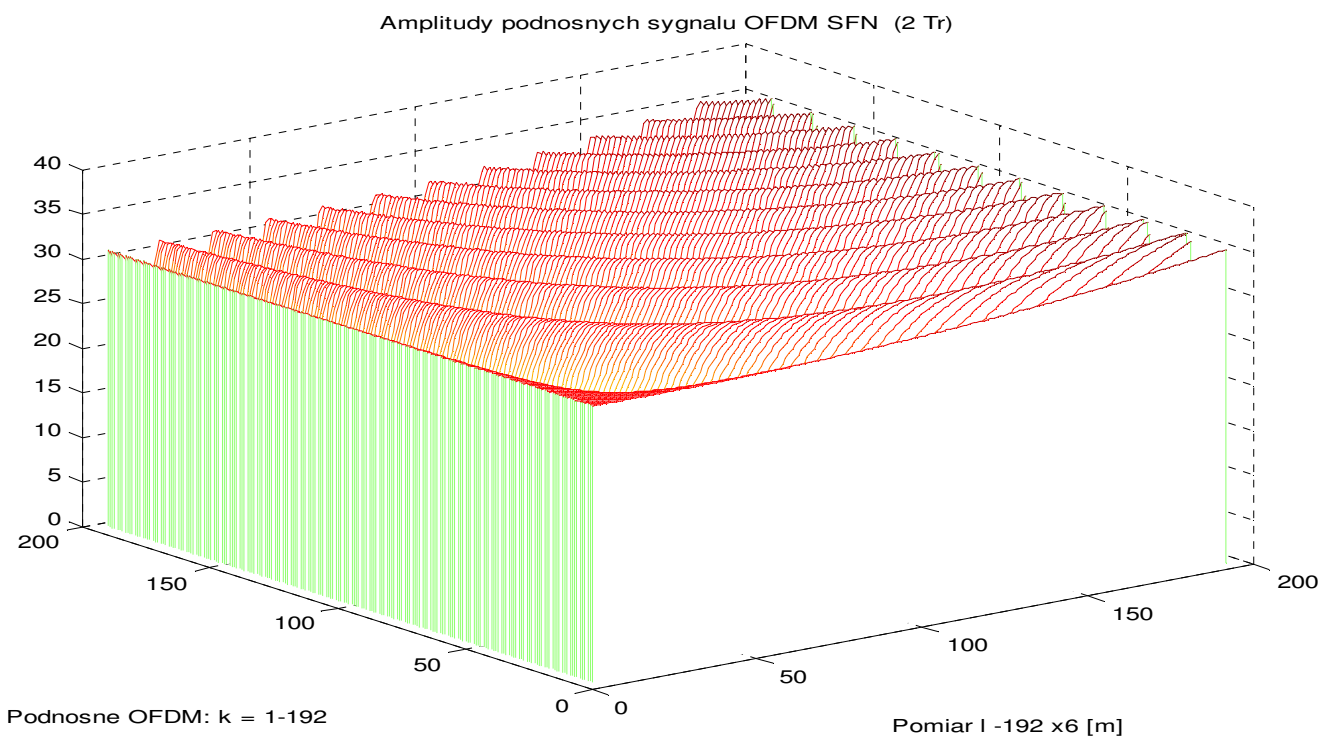
d) Przekrój w odległości 127.5 metrów od środka



Rys. 17 a, b, c, d. Przekroje wykresu kanału OFDM z rys. 16

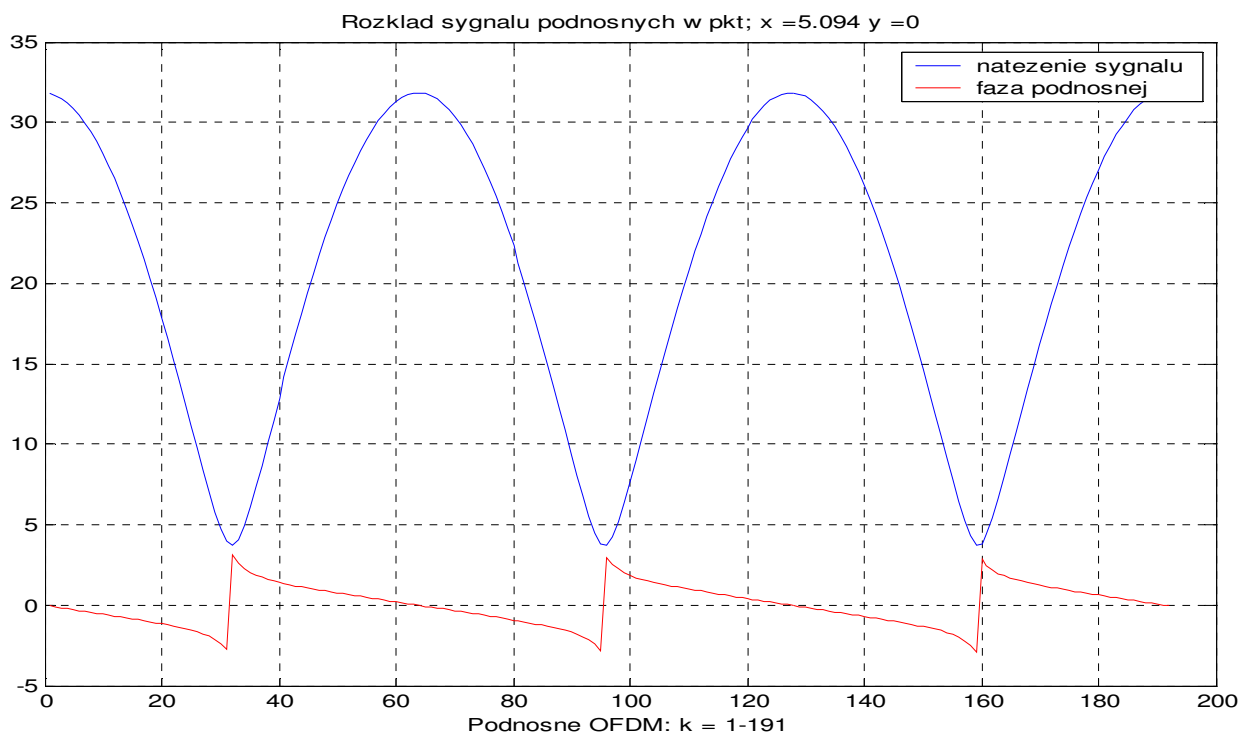
Parametry estymacji, jak poprzednio. Punkty estymacji co 6 metrów, by prześledzić zmiany kanału na dłuższym odcinku (1152 metry).

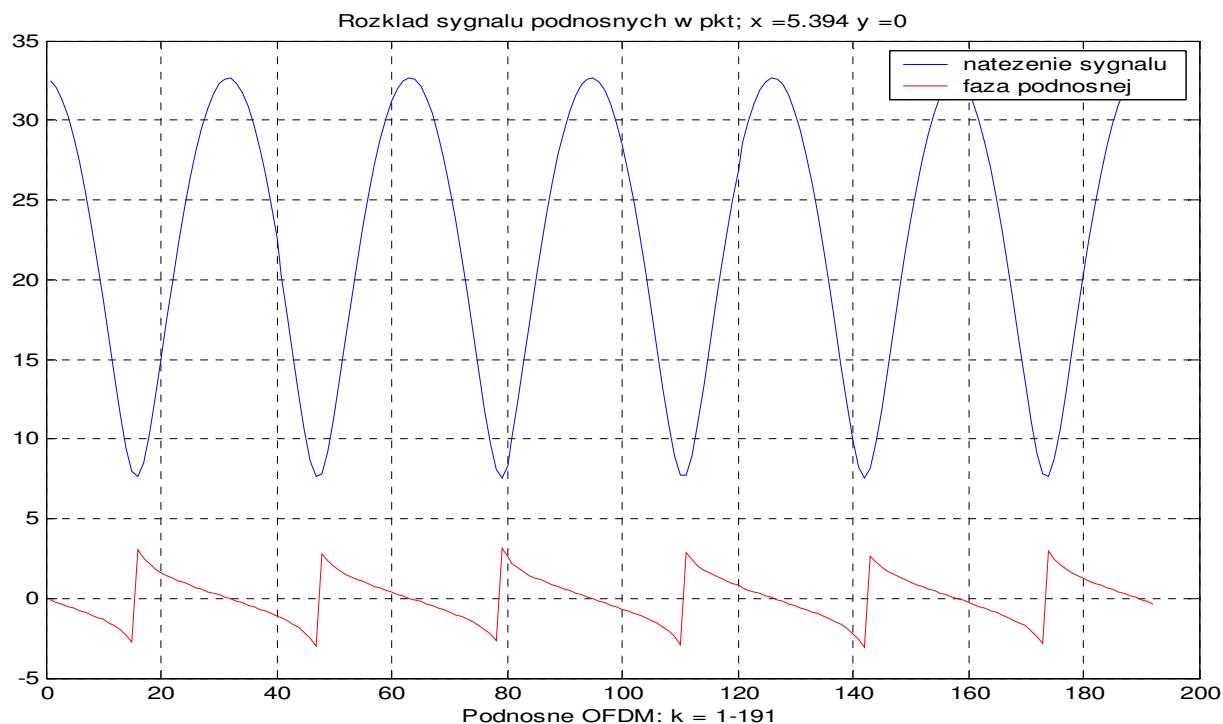




Rys. 18. Zakres punktów estymacji od środka między antenami do 1152 m

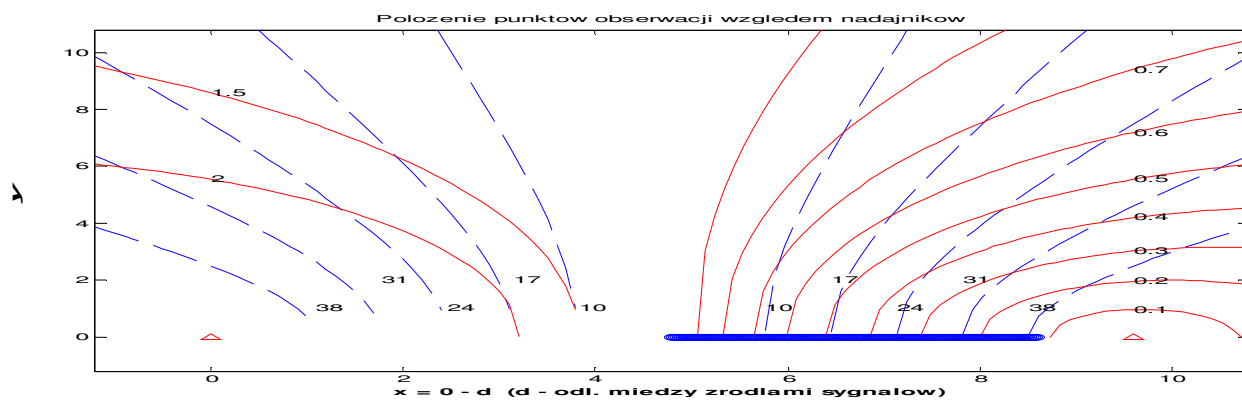
Przykładowe przekroje powierzchni z rys. 18 w punktach 50 oraz 100 (300 oraz 600 m):

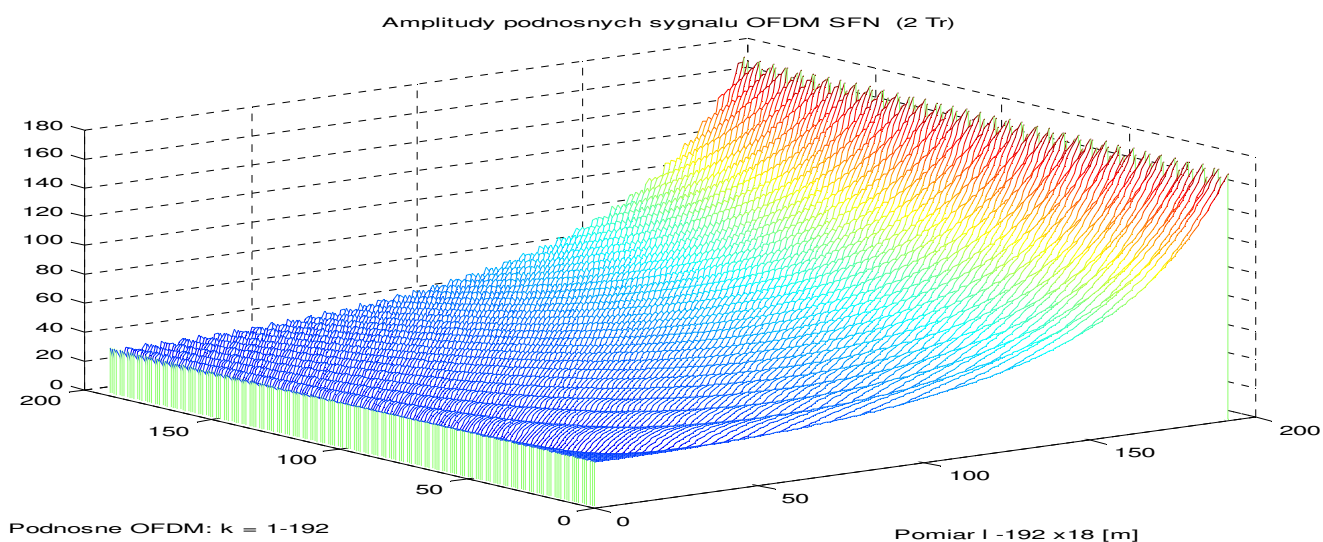
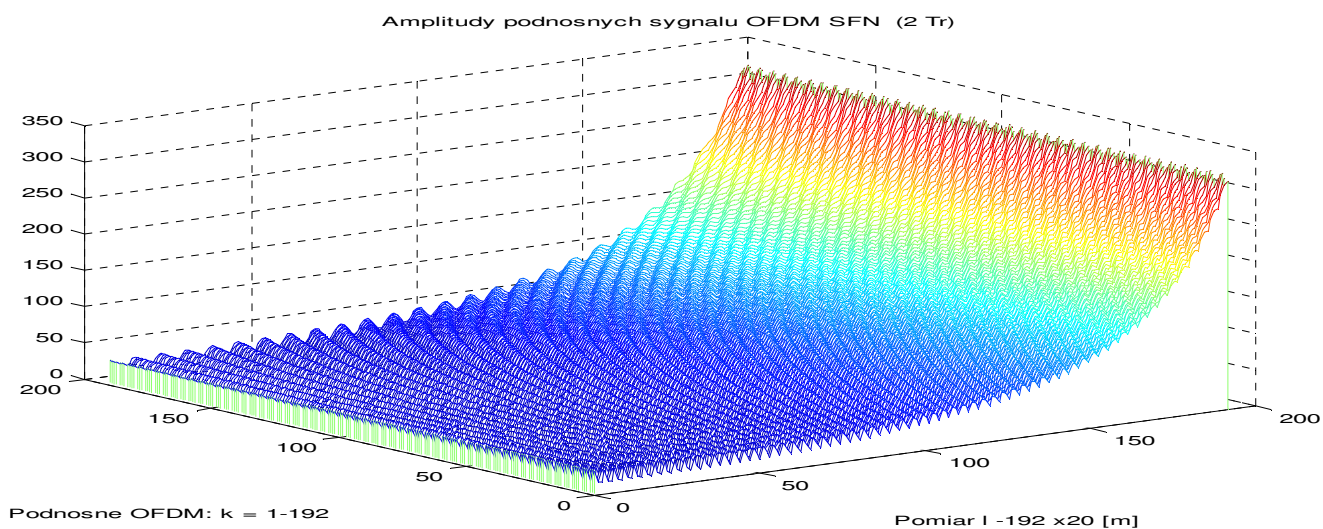




Rys. 19. Przekroje wykresu z rys. 18

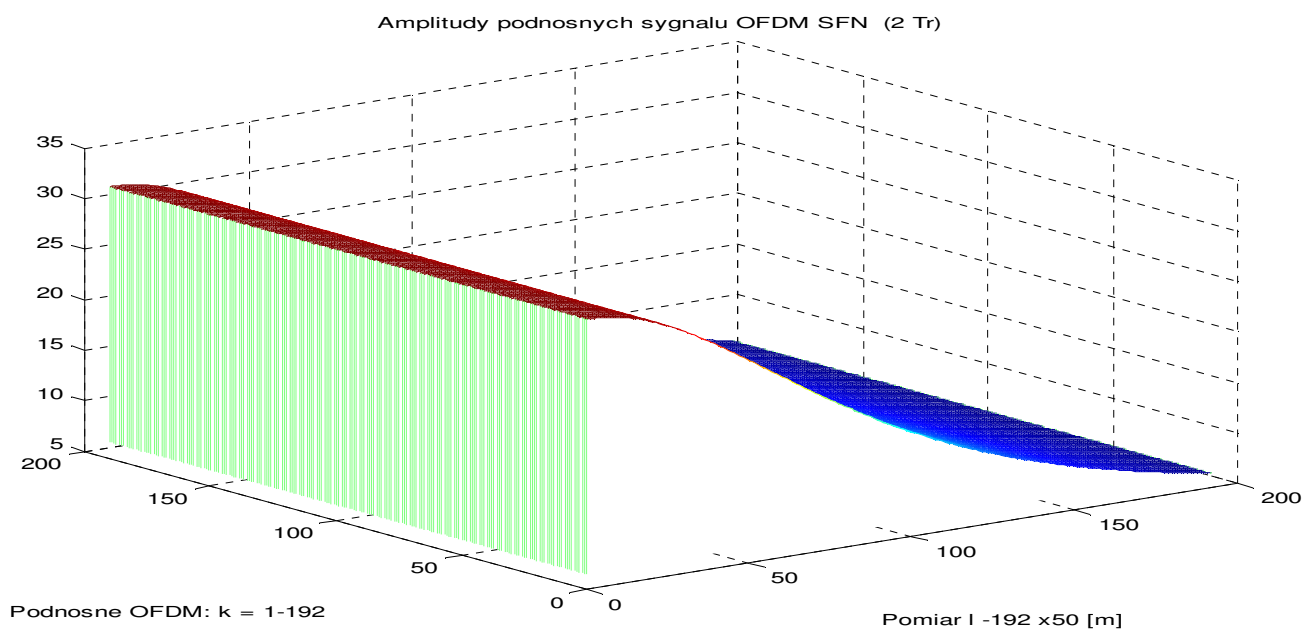
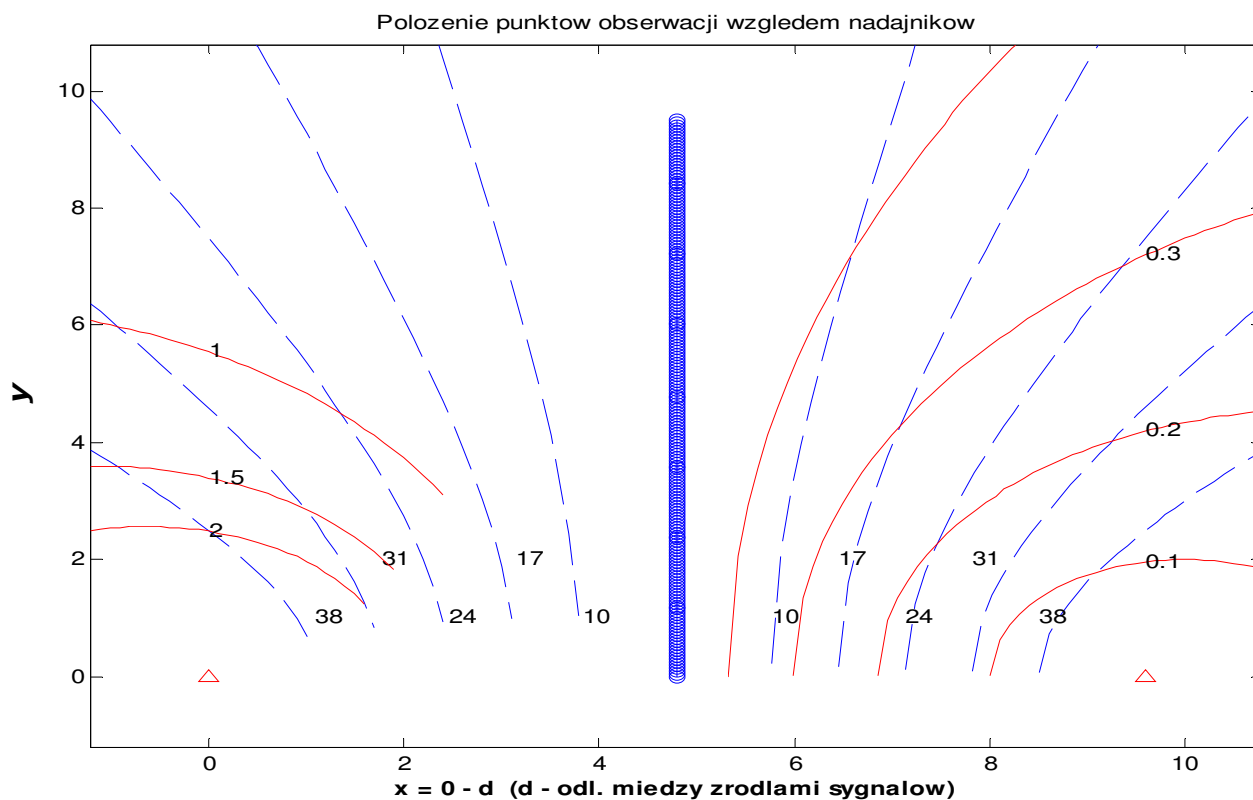
Warunki, jak poprzednio. Punkty pomiarowe co 20 metrów, co pozwala zobrazować przebieg kanału wzdłuż linii łączącej nadajniki w szerokim zakresie:





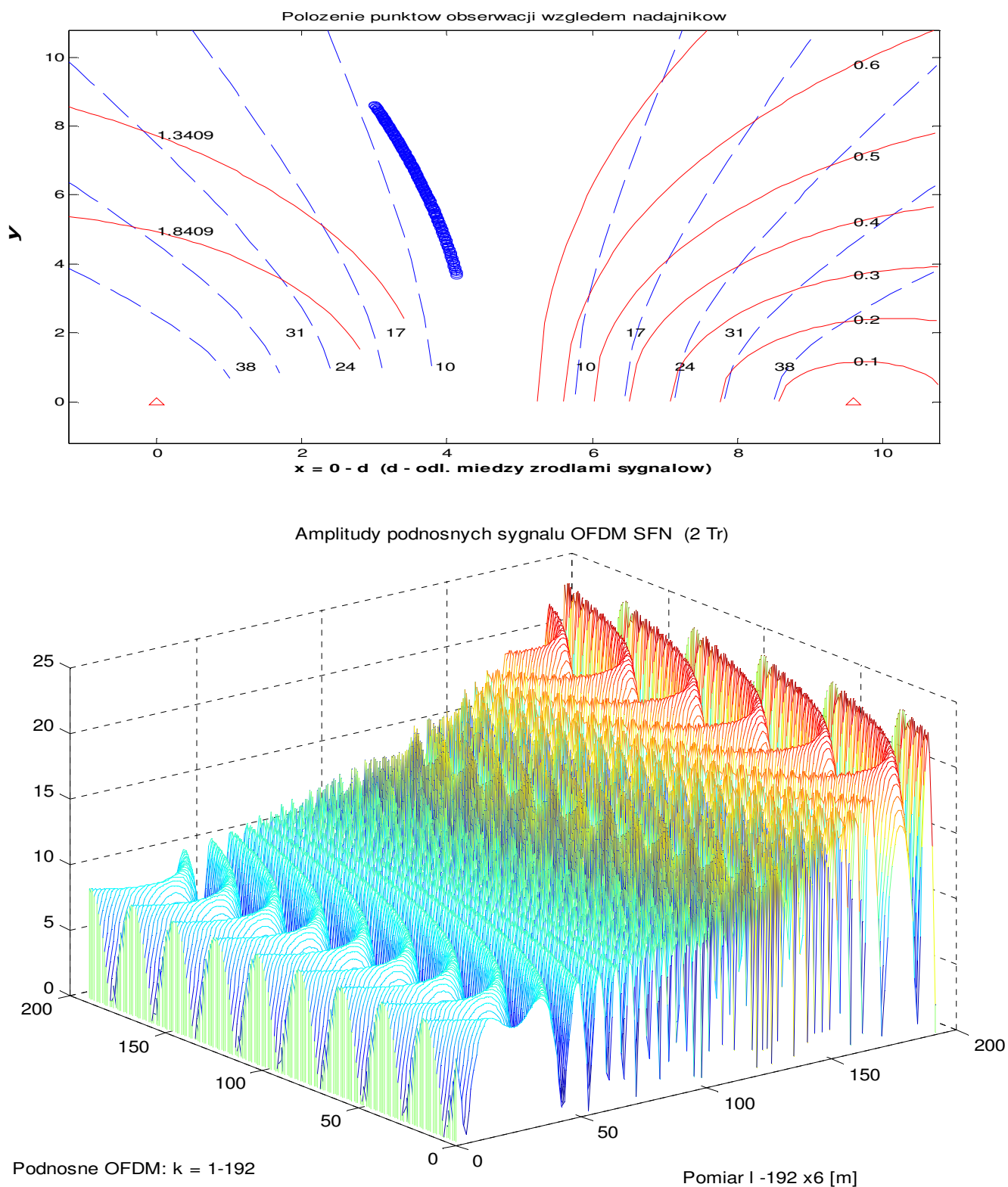
Rys. 20. Wyżej: pomiary co 20 m; niżej: co 18 metrów

**Pomiary od środka między antenami wzdłuż symetralnej co 50 metrów.
Nadajniki o mocy promieniowania 1kW oraz 2 kW. System DAB tryb III**

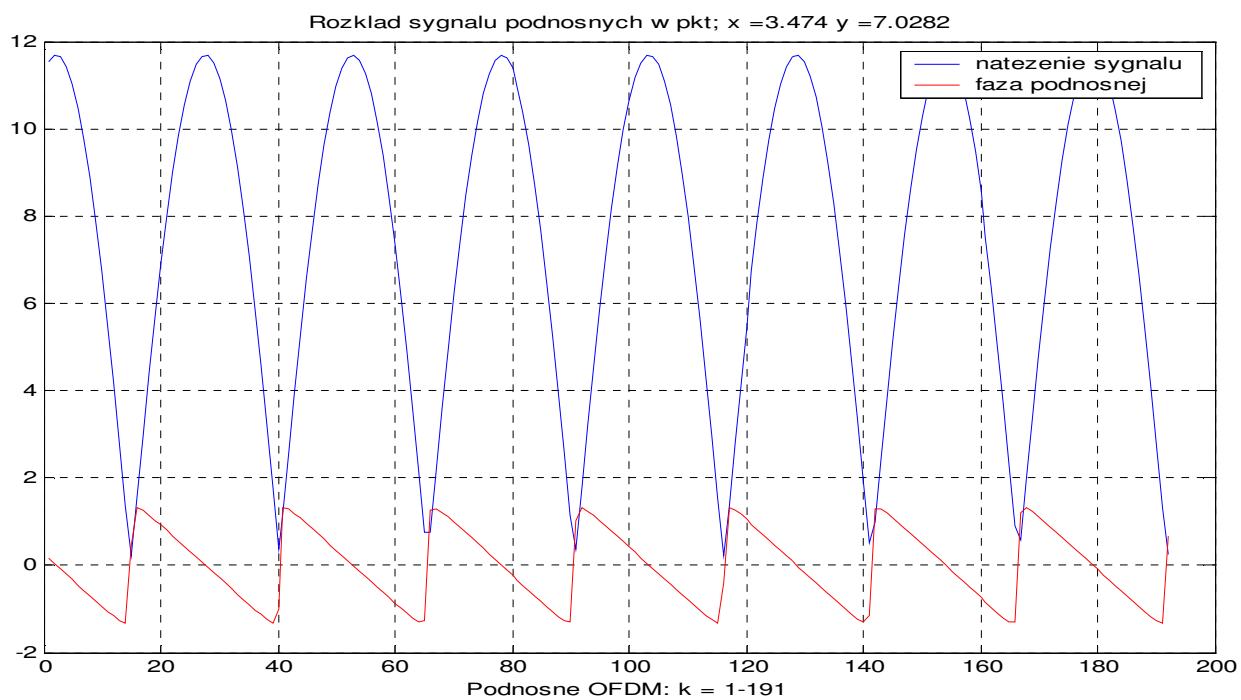
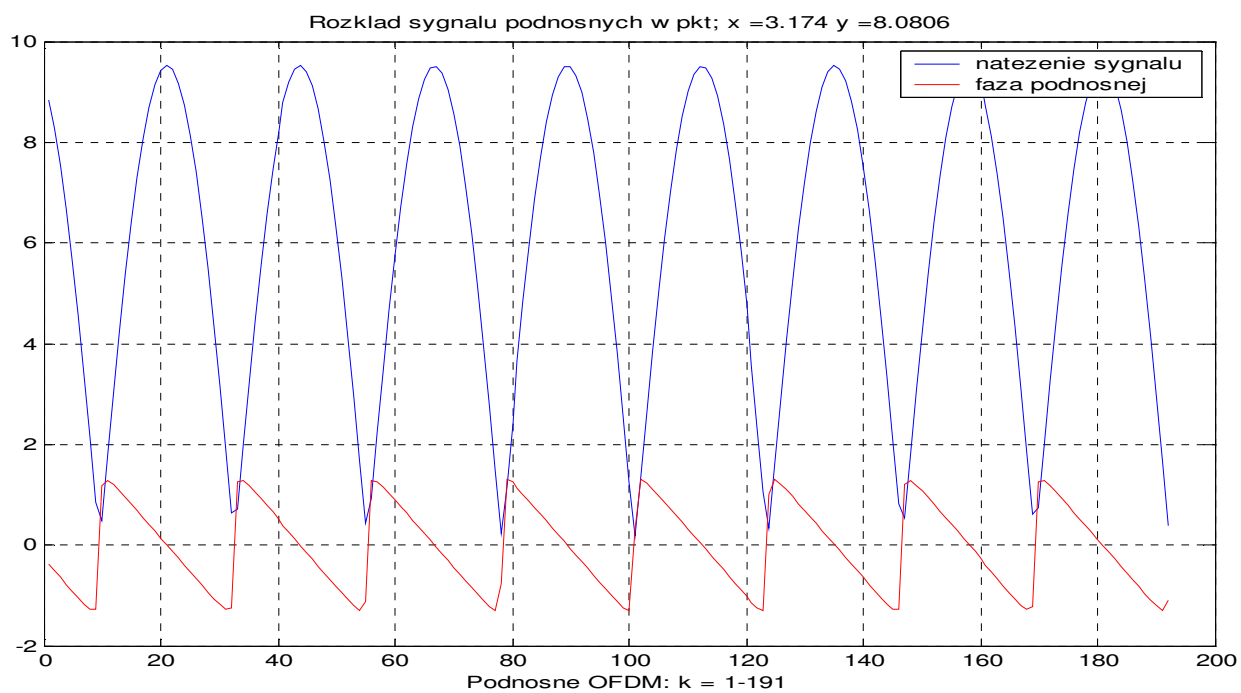


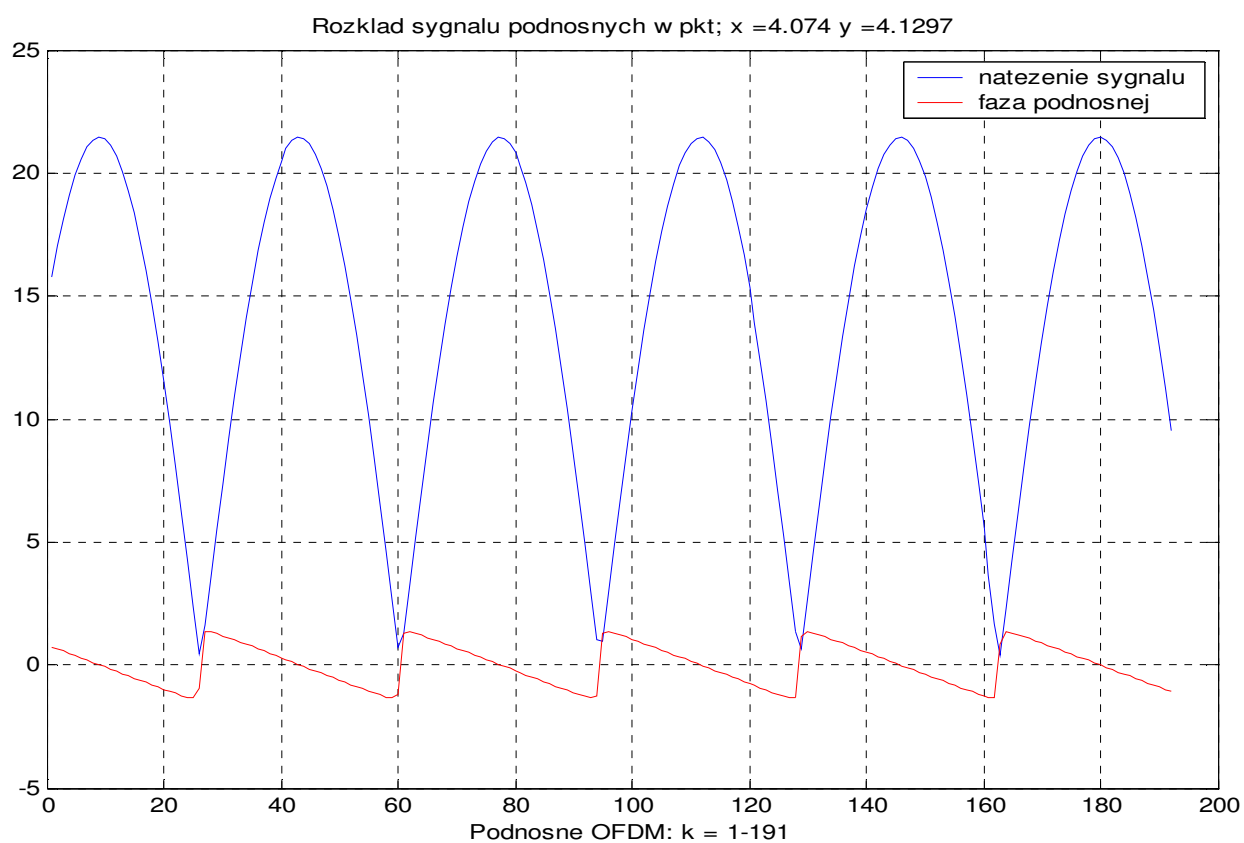
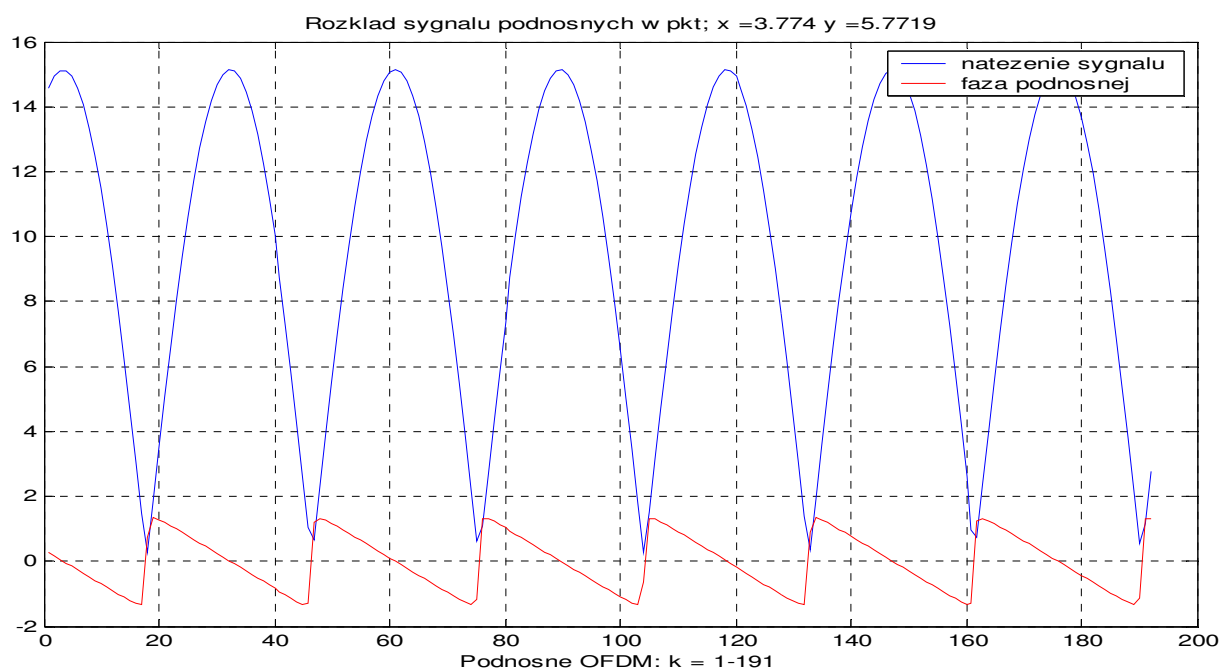
Rys. 21. Przebieg pola wzdłuż symetralnej co 50 metrów

Parametry jak wyżej. Estymacje wzdłuż okręgu o stosunku amplitud $a = 1$ co 6 metrów poczynając od $x = 3$ km.

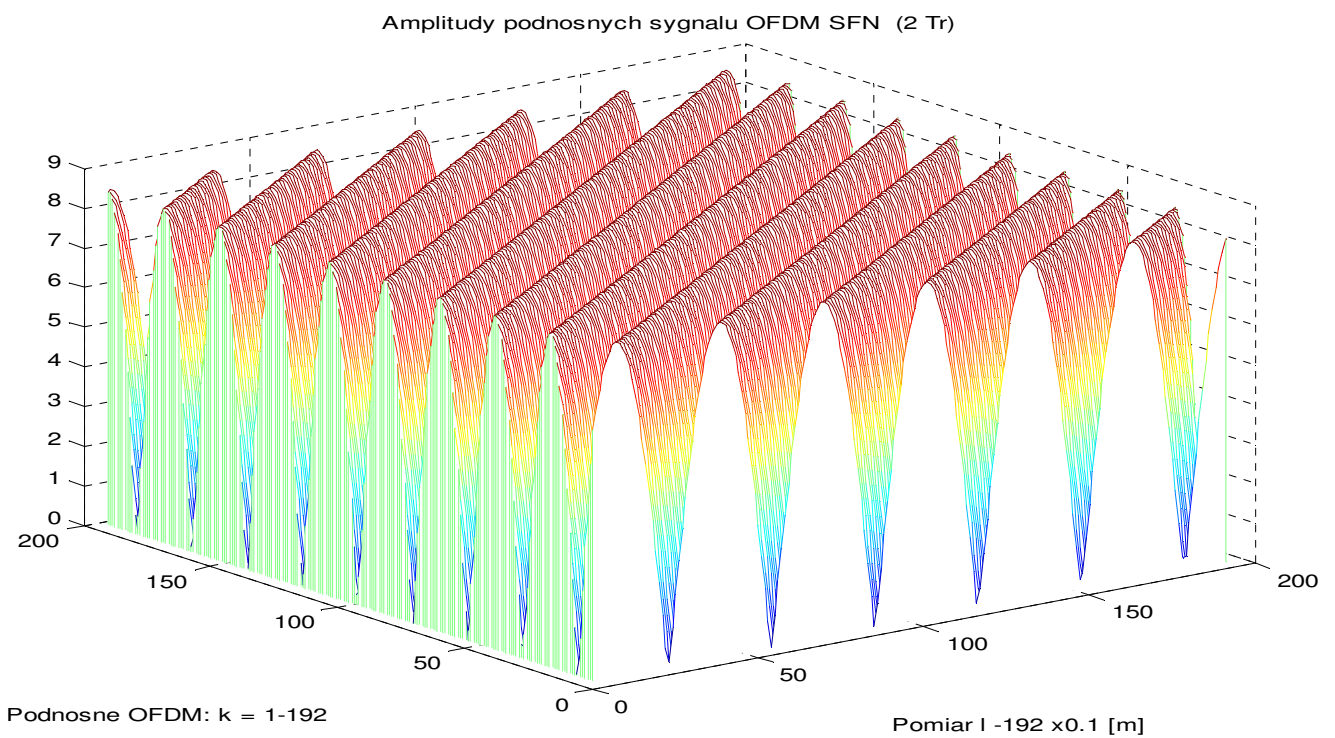
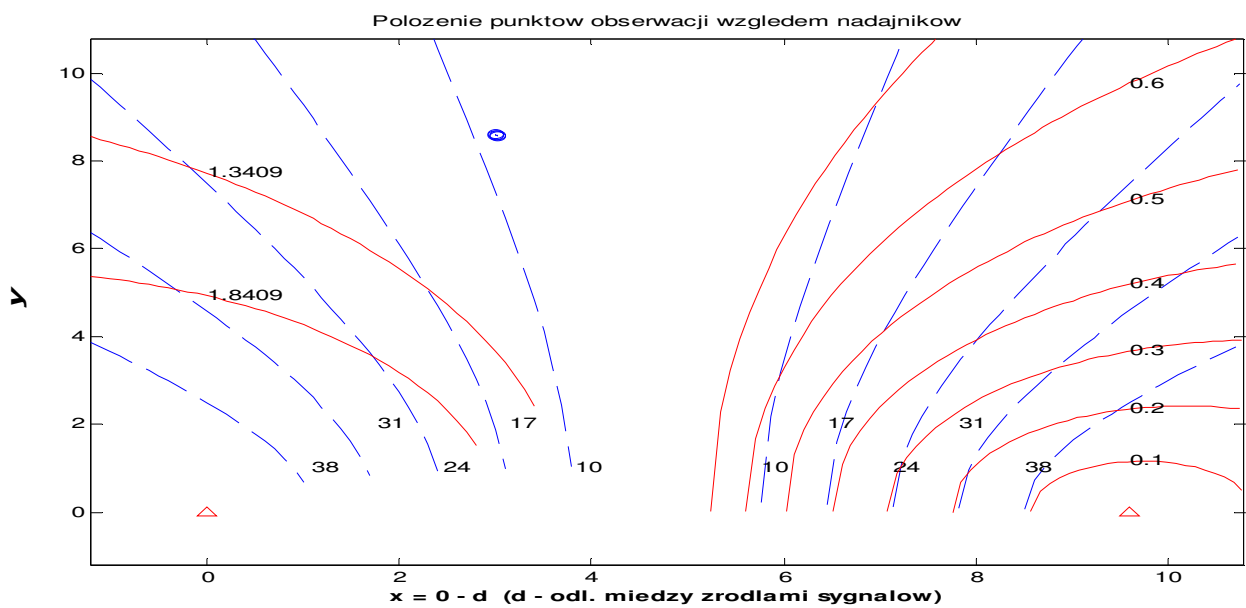


Rys. 21. Kształt kanału wzdłuż odcinka okręgu równych amplitud sygnałów
Przekroje w punktach 30, 80, 130 i 180.





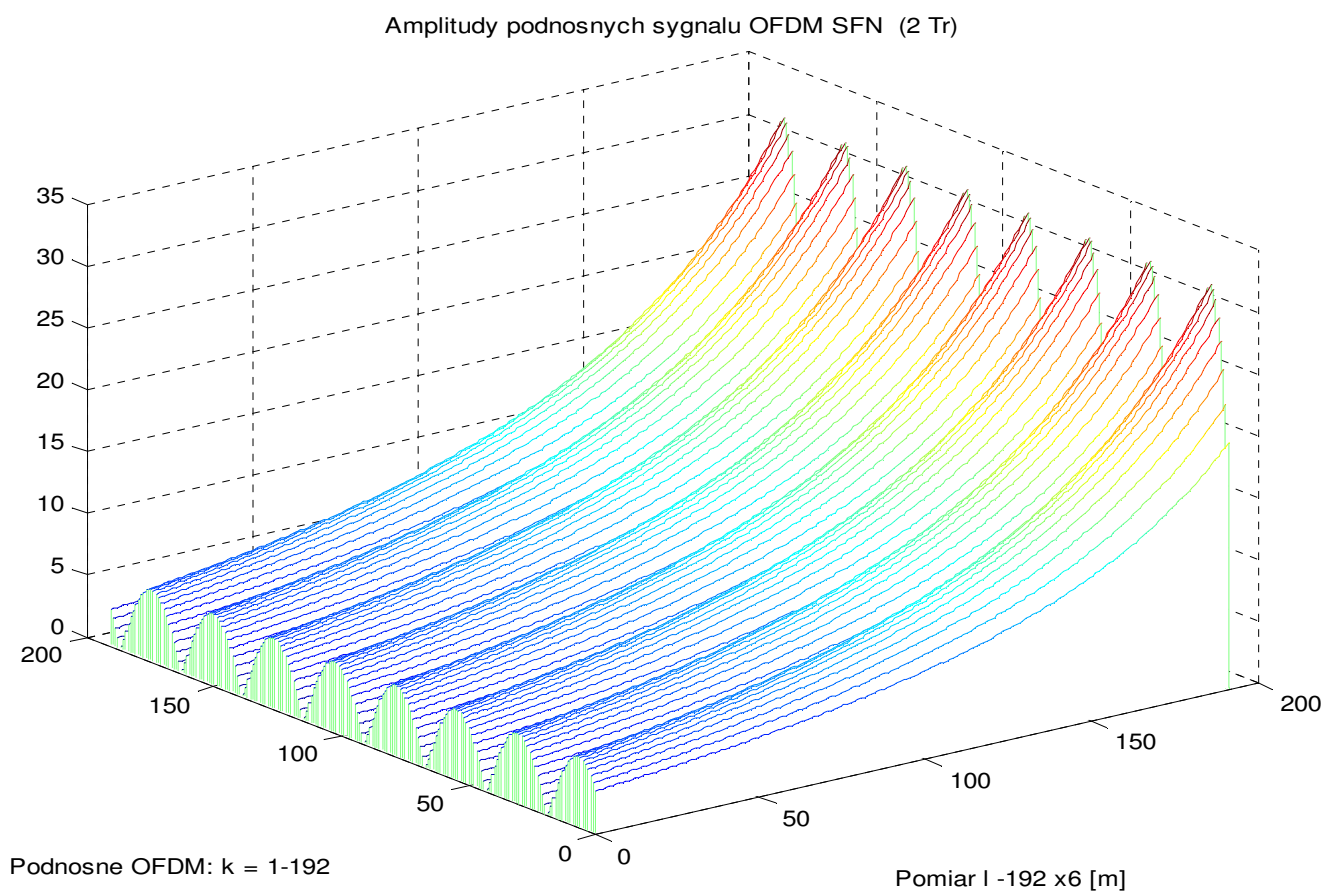
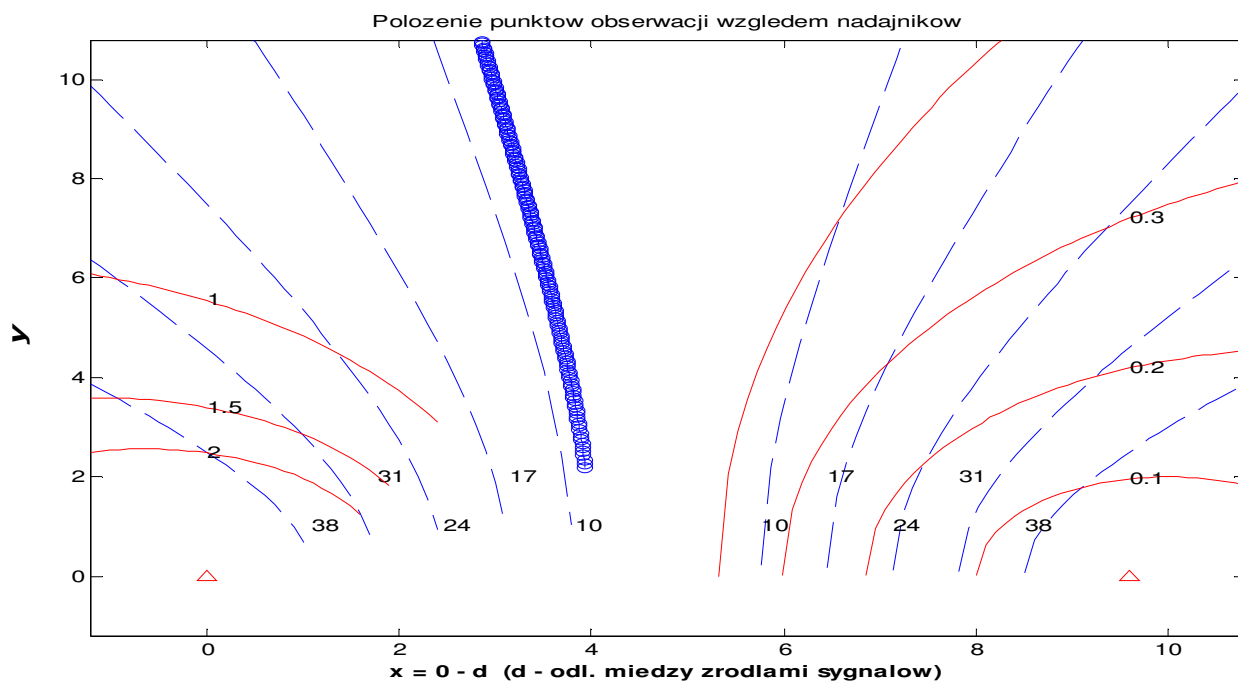
Ostatni pomiar powtórzony lecz co 10 cm:



Rys. 22. Estymacja kanału na okręgu jak wyżej co 10 cm

Symulacje pomiarów na hiperboli o zadanej różnicy opóźnień.

Symulacja stanu podnośnych na hiperboloidzie z $n = 8$ (8 zwojów) w punktach co 6 metrów poczynając od $x = 2.8$ km :



Rys. 24. Przebieg kanału wzdłuż hiperboli równych odstępów czasu

2. Sieć SFN zbudowana z trójelementowych podsieci

Prezentowane dane dla systemu DAB tryb III, $f_c = 200$ MHz,
Odległość między nadajnikami: $d = c \cdot T_g = 0.3[\text{km/us}] \cdot 32 [\text{us}] = 9.6 [\text{km}]$
Moc promieniowania każdego z nadajników $P_1 = P_2 = P_3 = 1 [\text{kW}]$.

W celu porównania wpływu trzeciego nadajnika na wyniki estymacji dla dwóch nadajników prezentujemy dane dla pomiaru co 6 metrów w wskazanej konfiguracji:

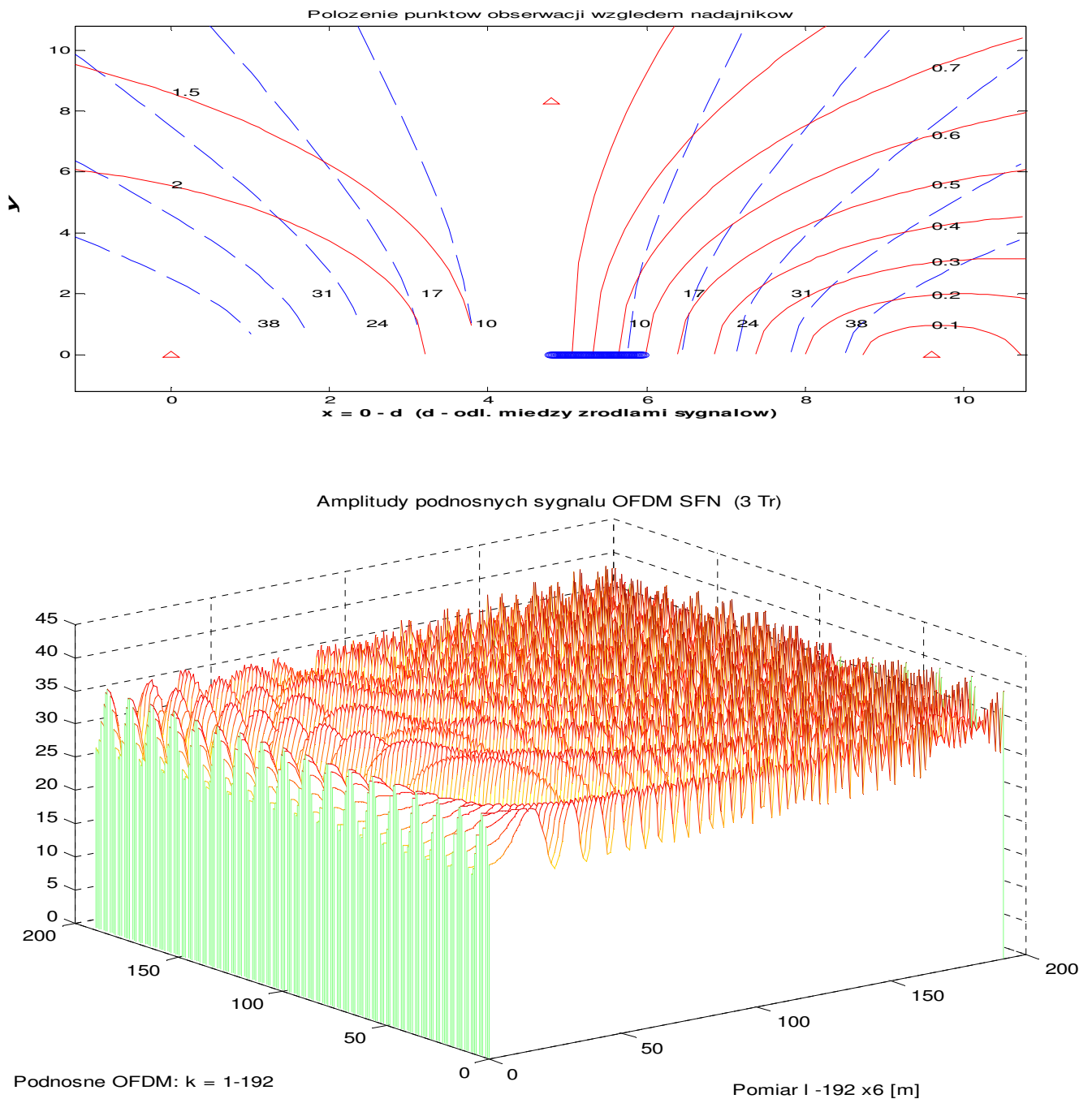


Fig. 25. Wpływ trzeciego nadajnika na wyniki estymacji z rys. 18
Przykładowe przekroje powierzchni z rys. 25 w punktach 50 oraz 100 (300 oraz 600 m):

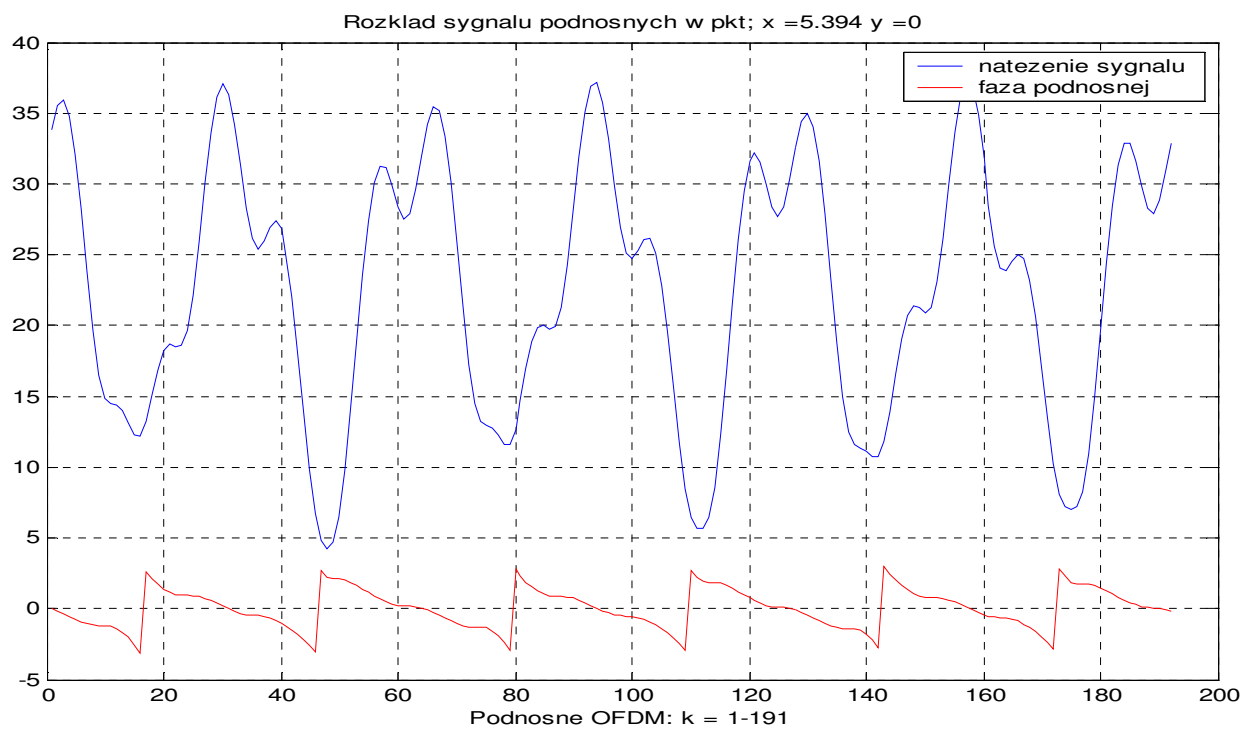
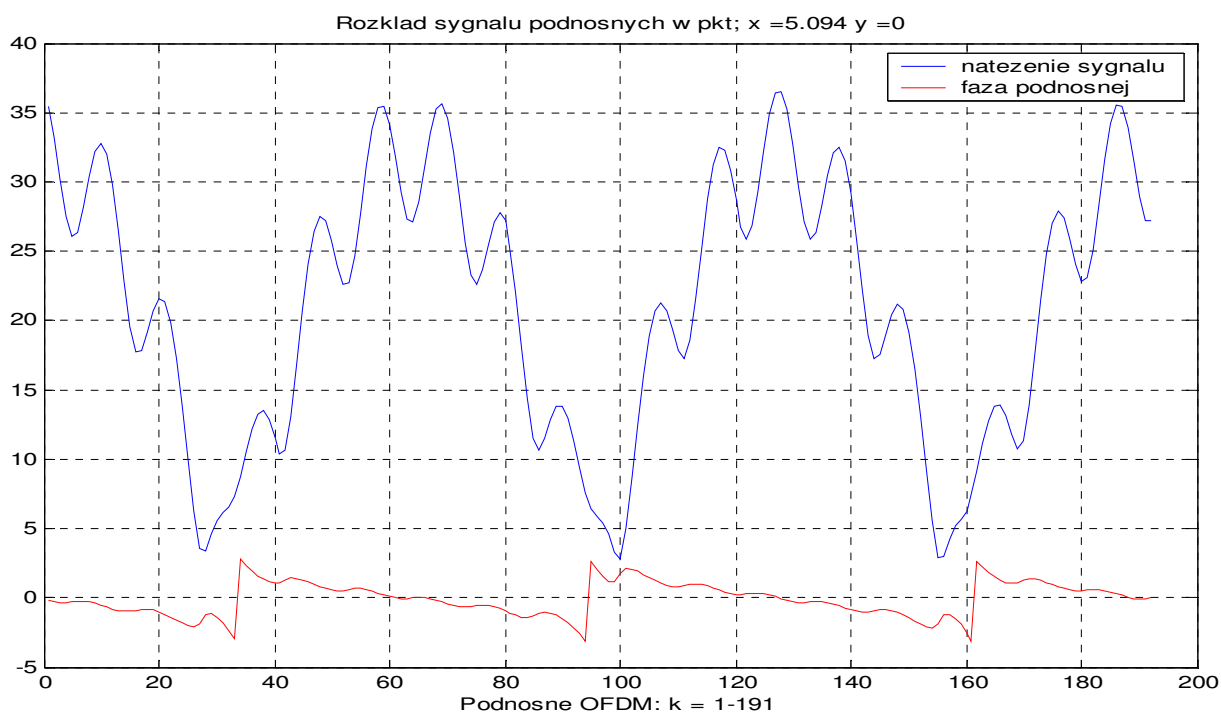
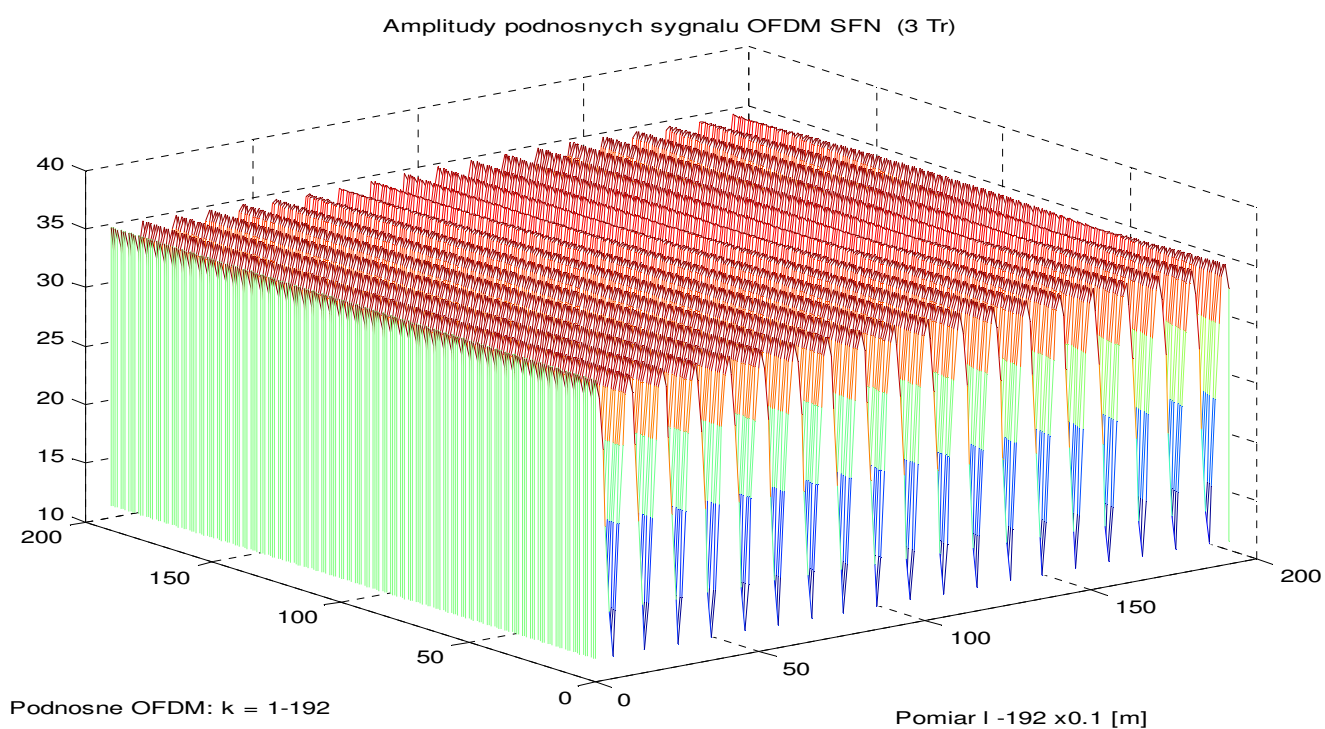
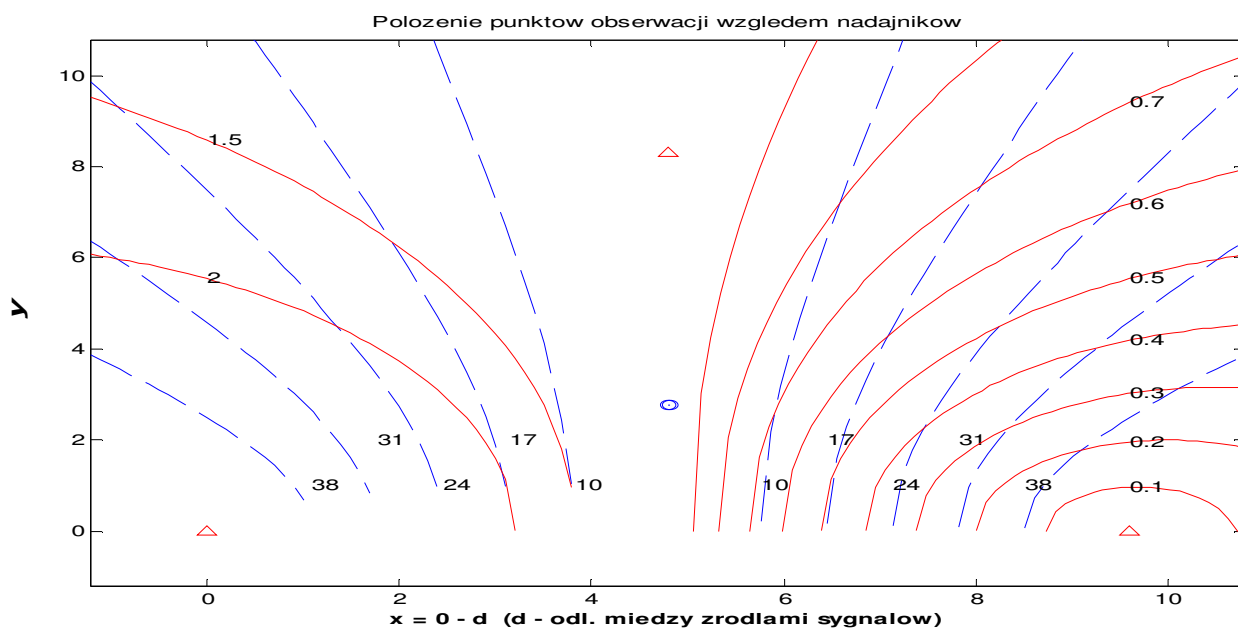


Fig. 26. Przekroje kanału w punktach 300 i 600 metrów

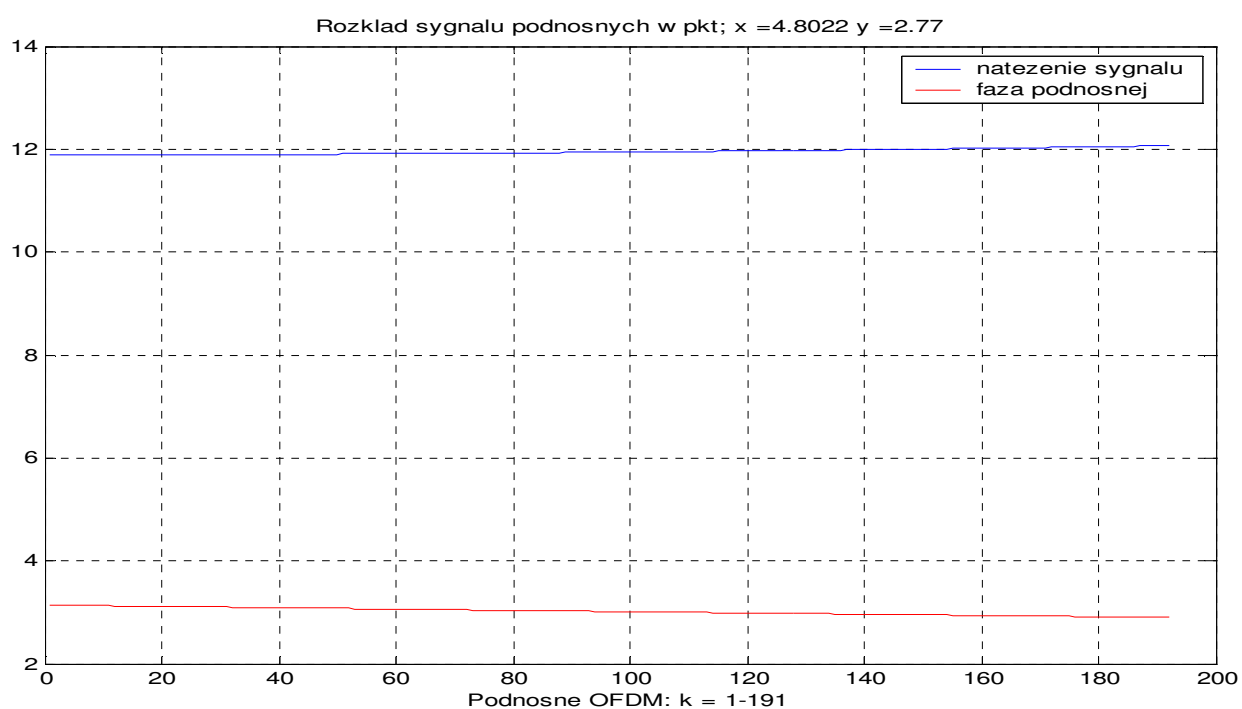
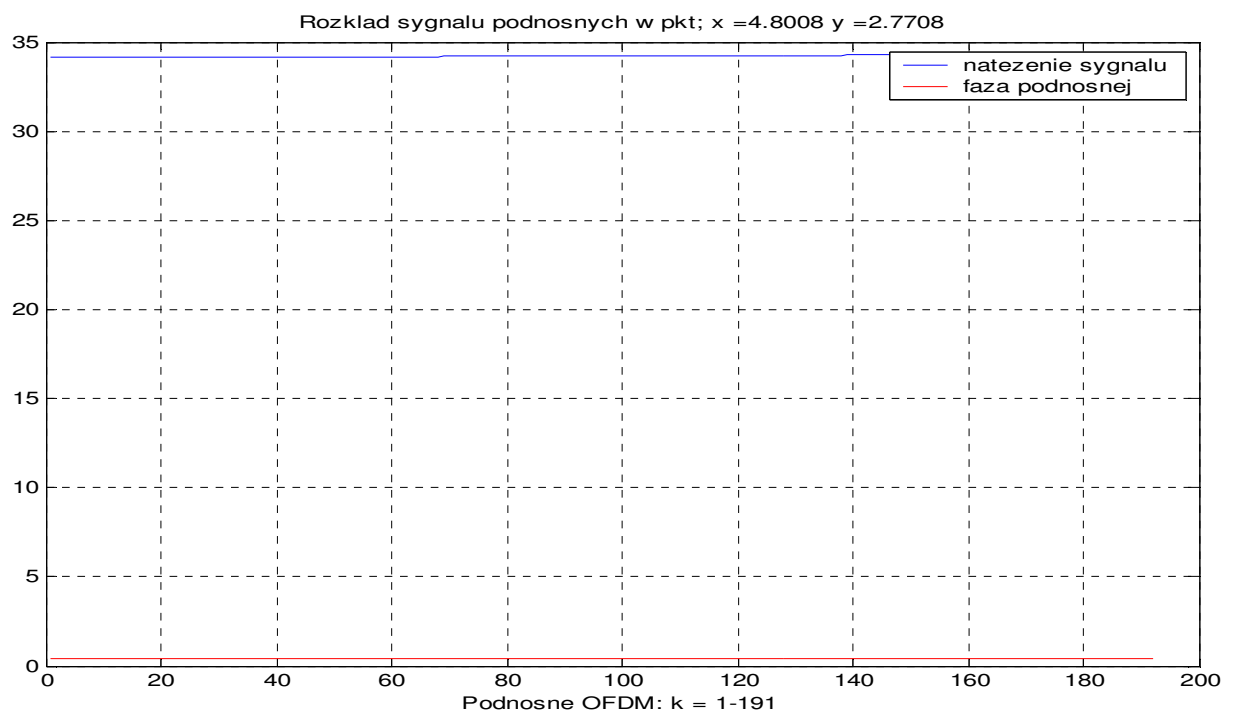
Pomiary od środka okręgu opisanego na wierzchołkach trójkąta.

**Symulacja pomiarów od środka w kierunku wierzchołka co 0.1 m.
Uwzględnione sygnały odbite.**



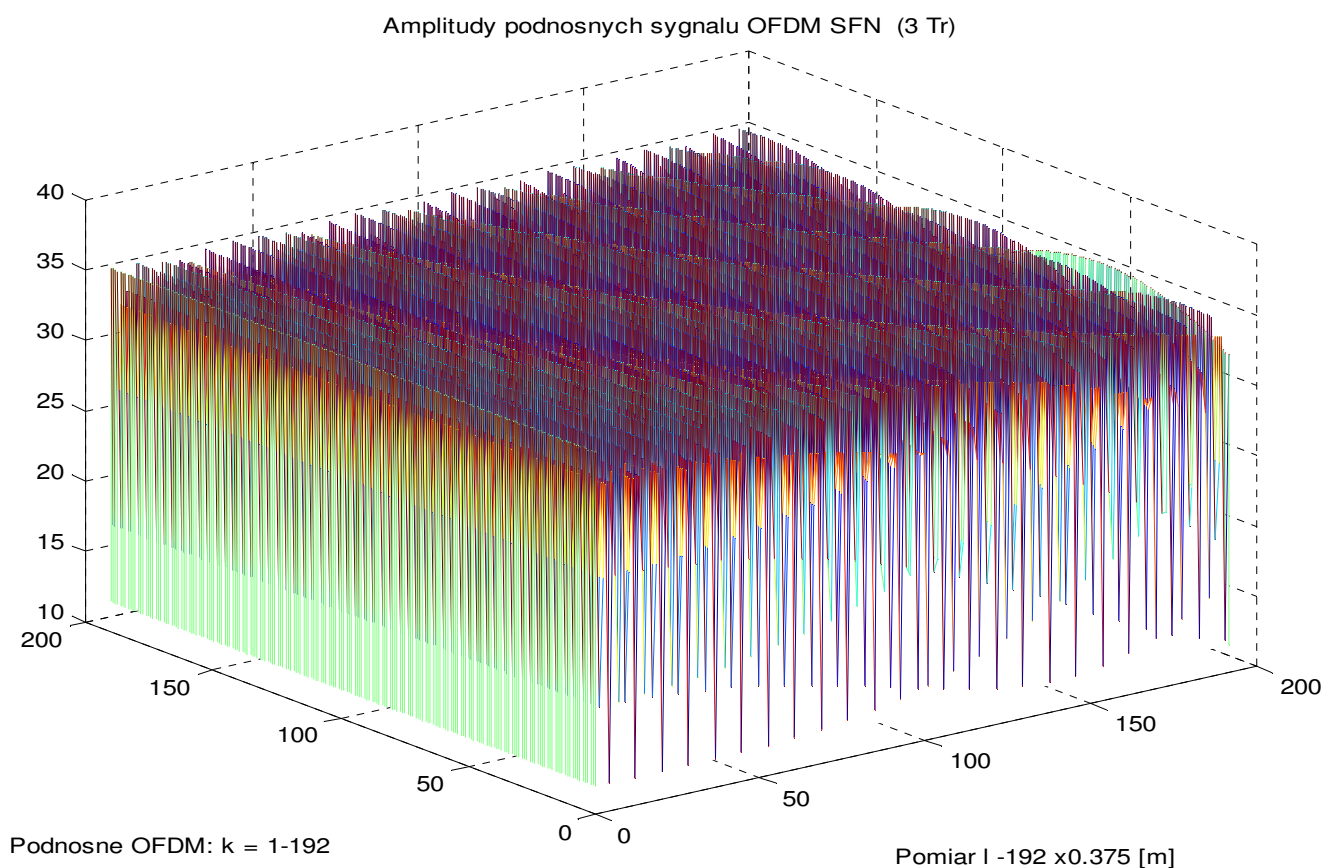
Rys. 27. Pomiar od środka trójkąta do wierzchołka na odc. 19.2 metra

Przykładowe przekroje w punktach 1 metr oraz 2.7 metra od środka trójkąta:



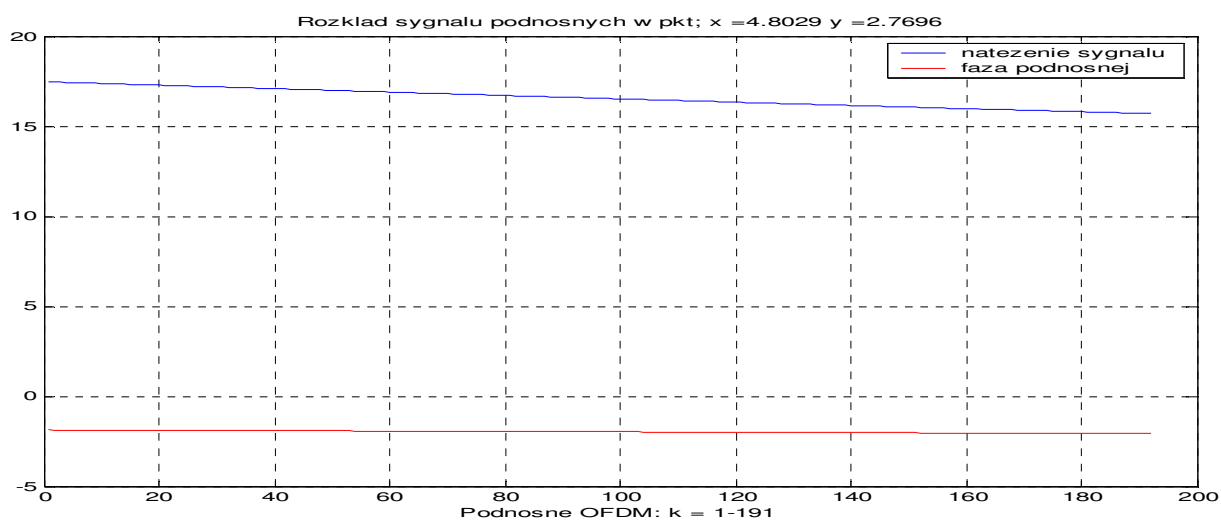
Rys. 28. Skoki poziomu sygnału w bliskich punktach estymacji

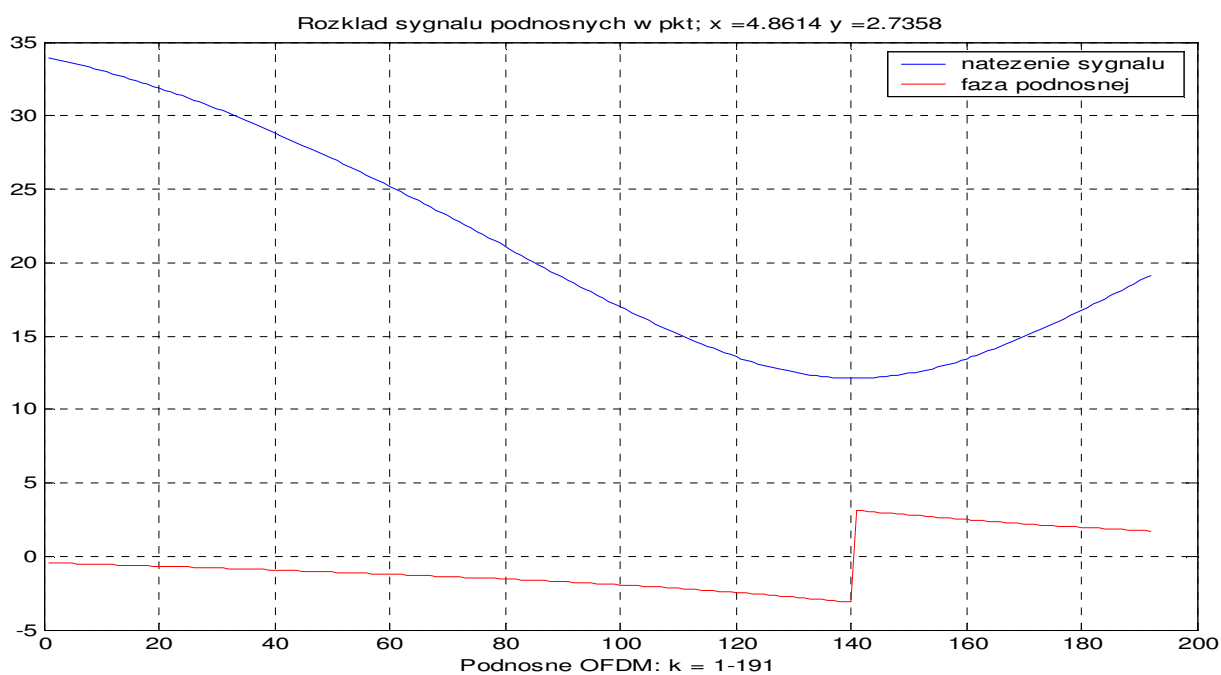
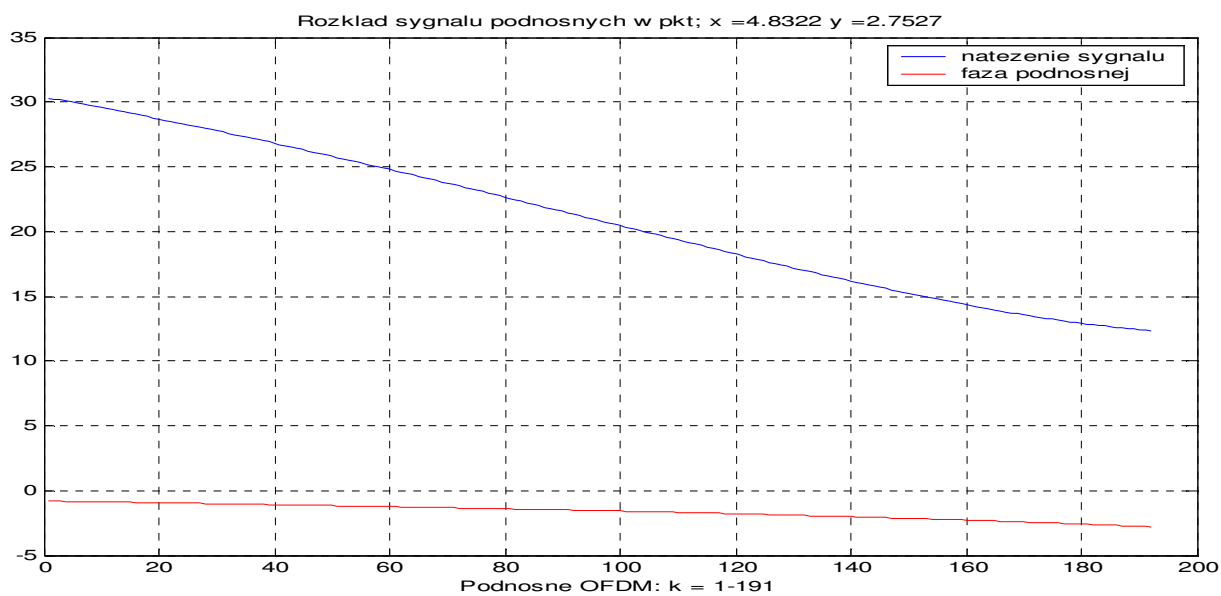
Estymacja wzdłuż linii łączącej środek trójkąta z wierzchołkiem w punktach co 0.375 m.:



Rys. 29. Stan kanału na odcinku 72 metry

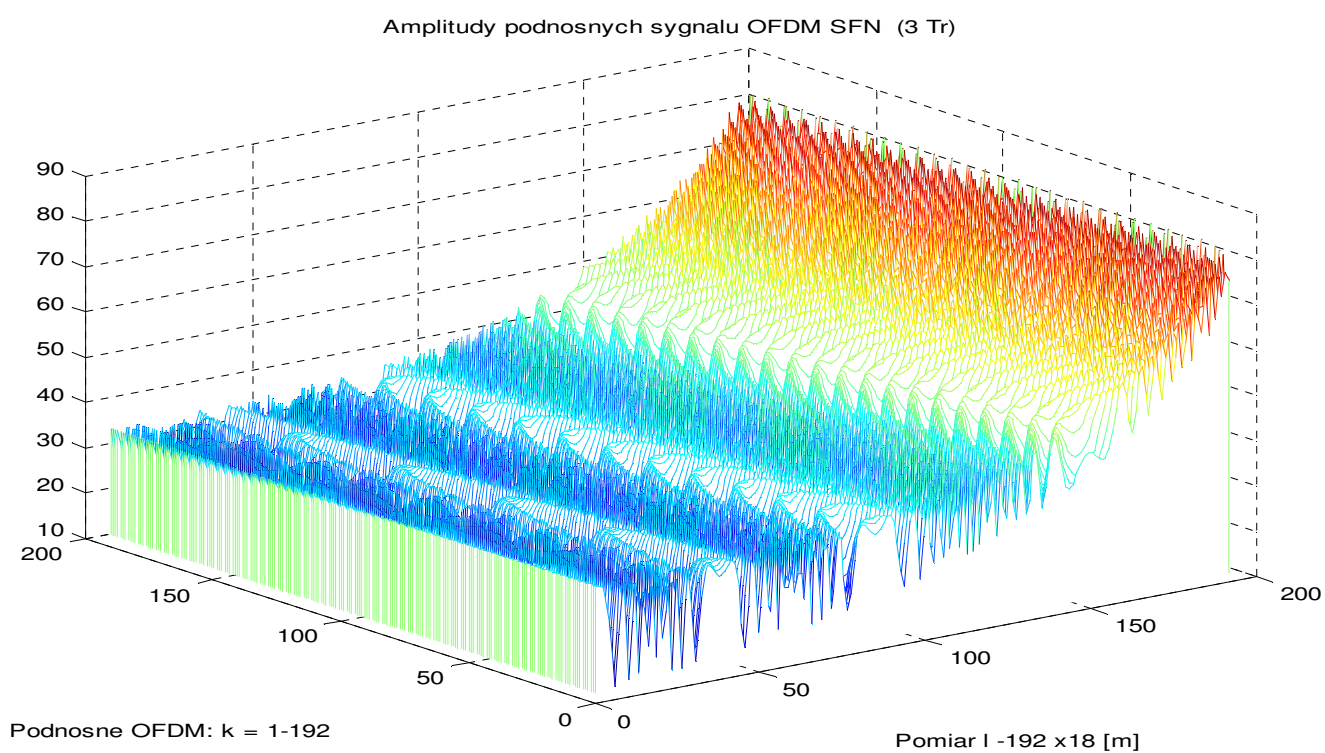
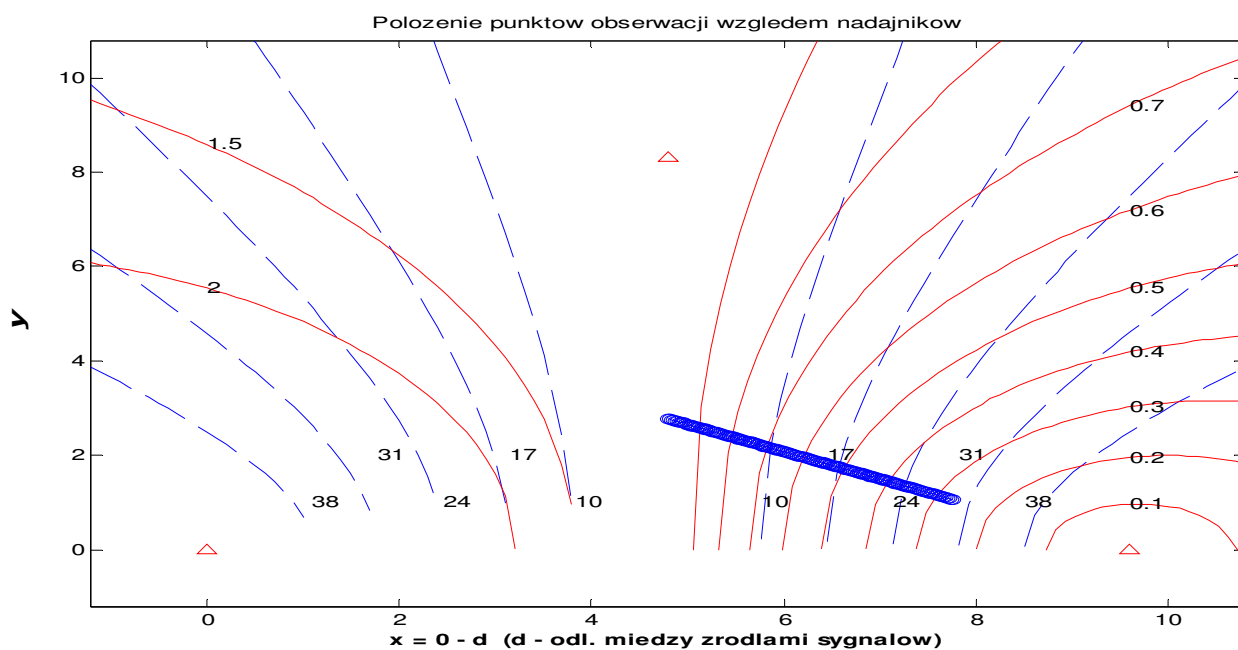
Przykładowe przekroje w punktach 10, 100 oraz 190 (3.75 m, 37.5 m oraz 71.25 metra):





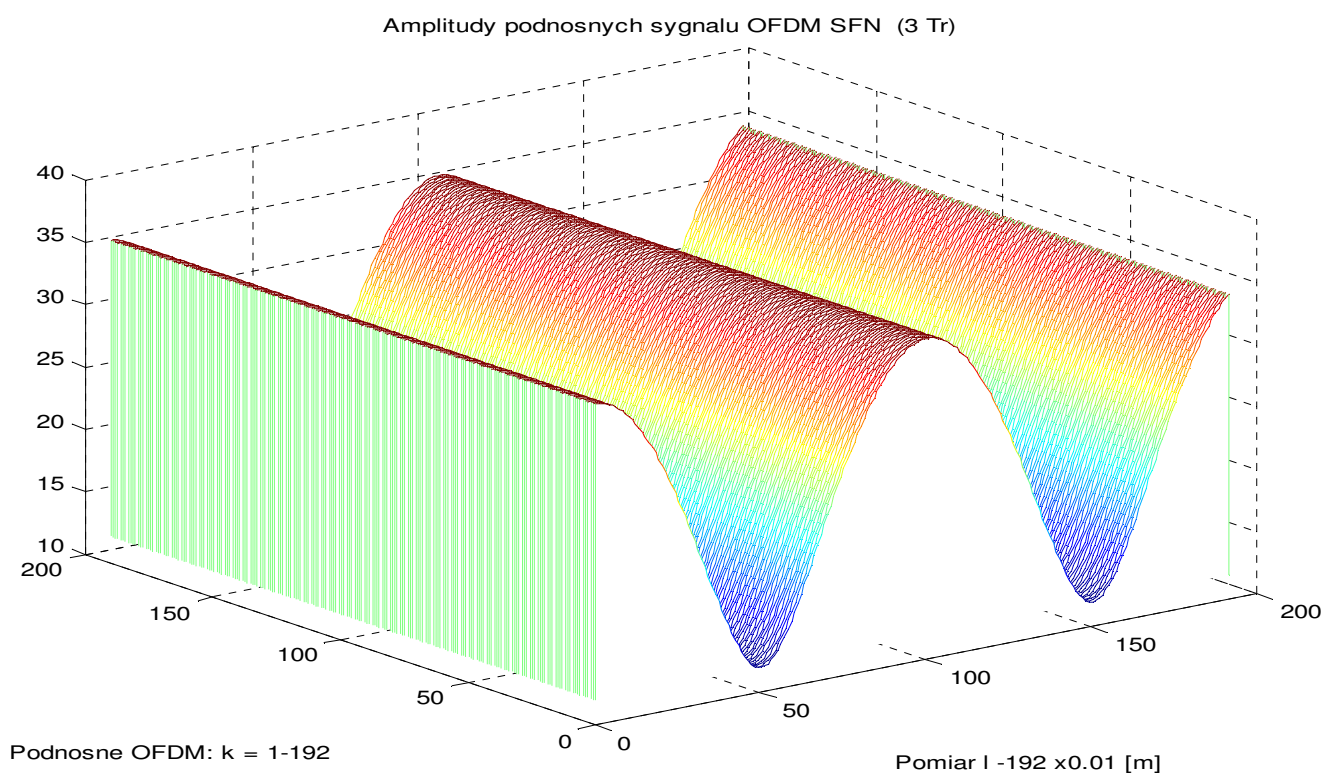
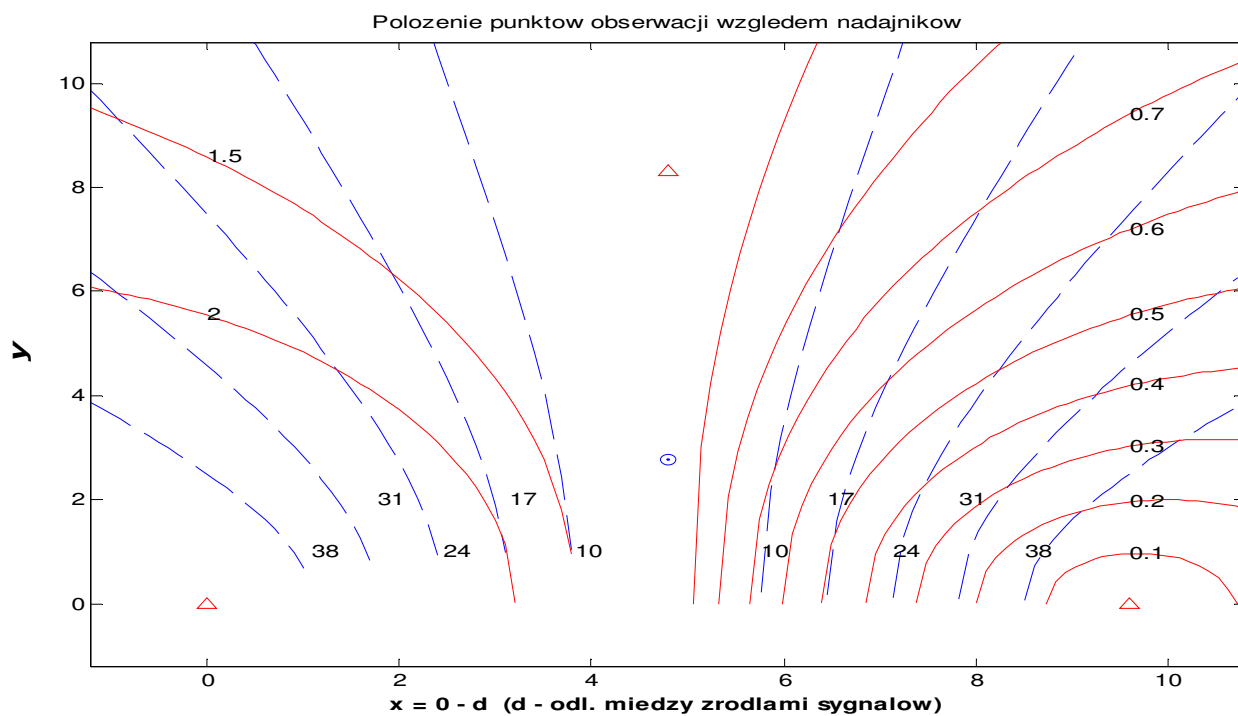
**Rys. 30. Przykładowe przekroje kanału z rys. 29
w odległości od centrum 3.75, 37.5 oraz 71.25 m**

Symulacja pomiarów w kierunku wierzchołka. Separacja punktów co 18 metrów.



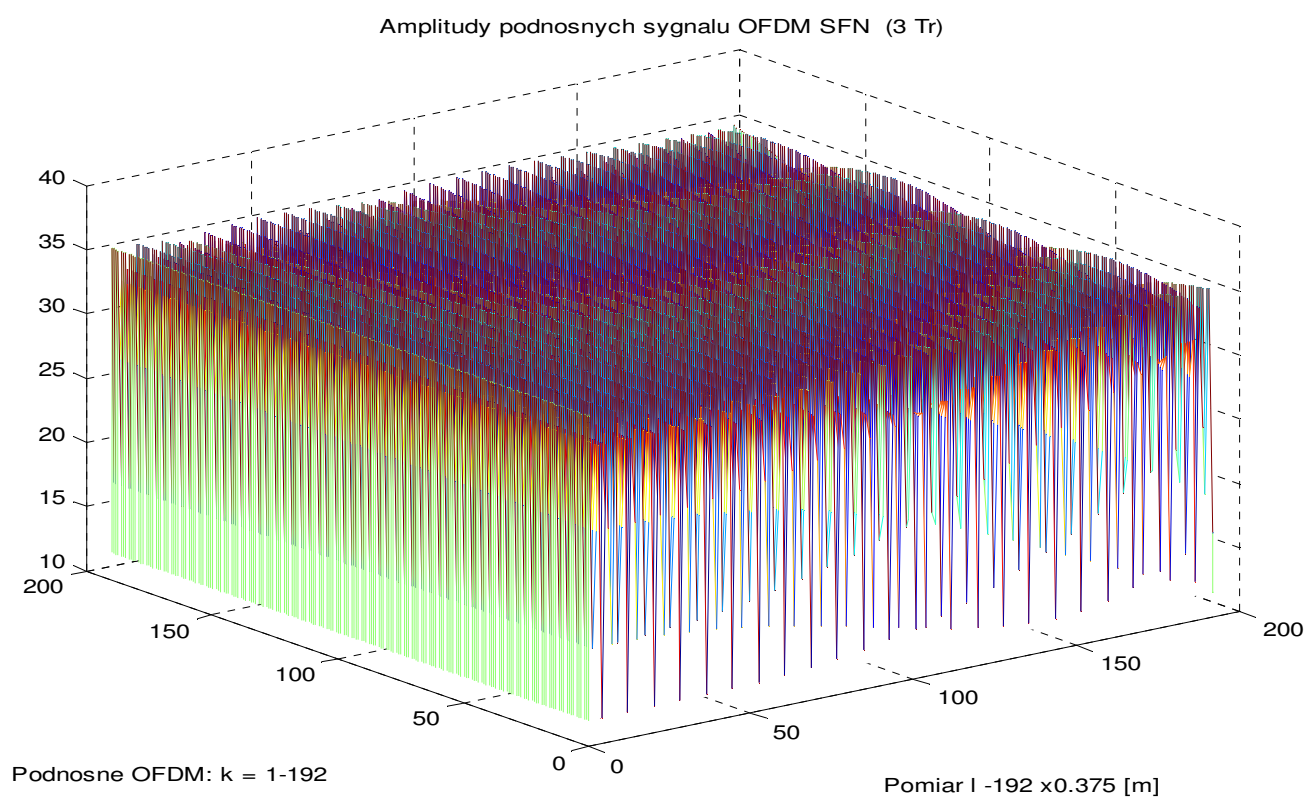
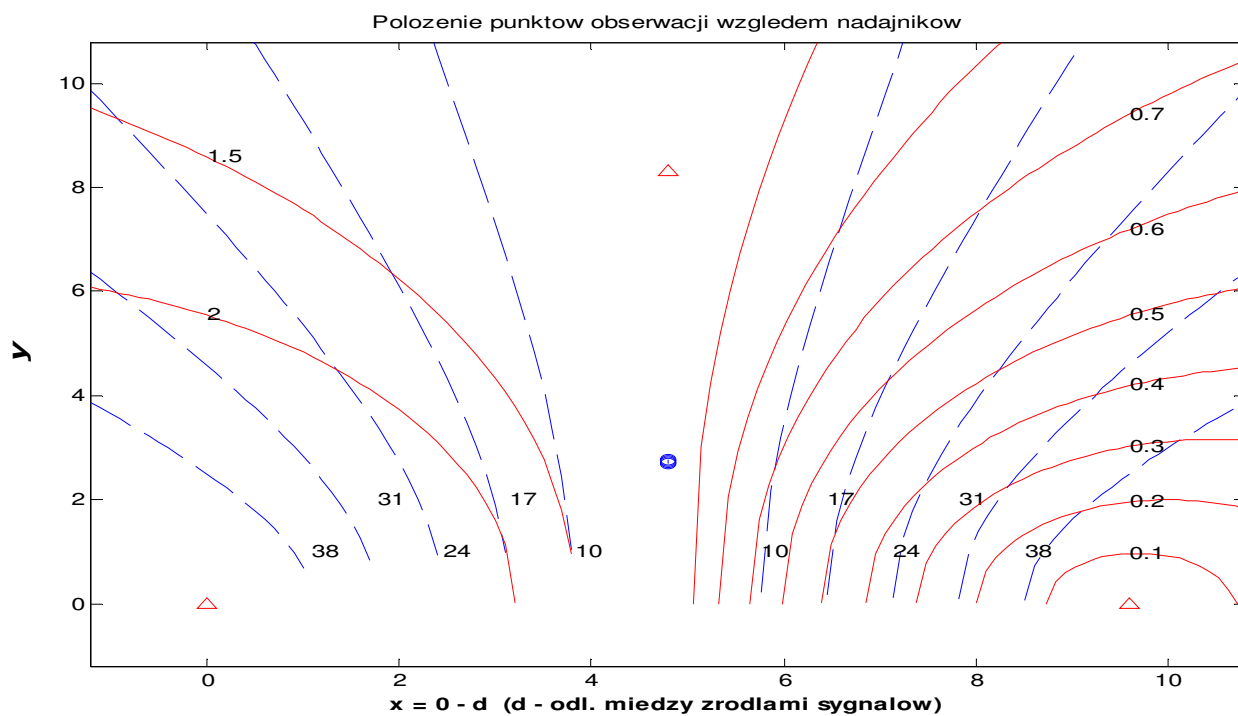
Rys. 31 Amplitudy podnośnych od środka do 3456 metra

Estymacja zmian podnośnych w konfiguracji jak niżej co 0.01 metra:



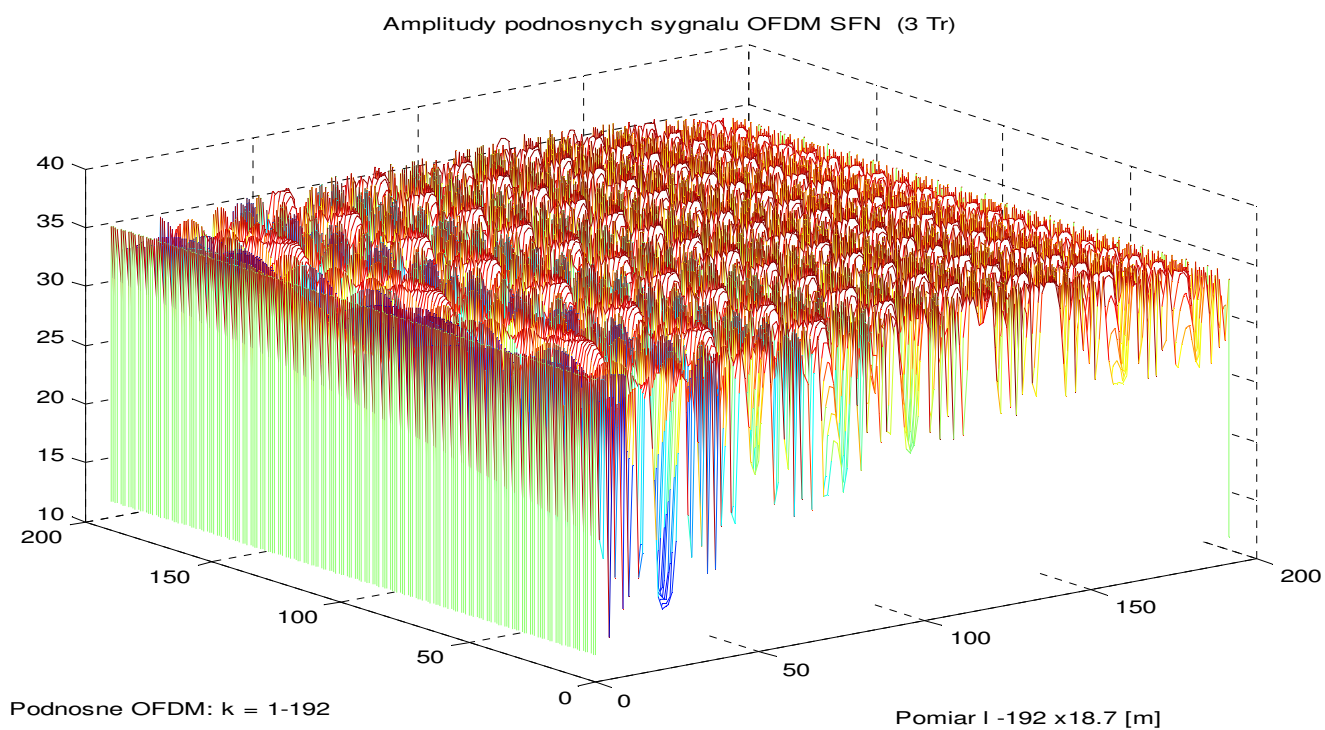
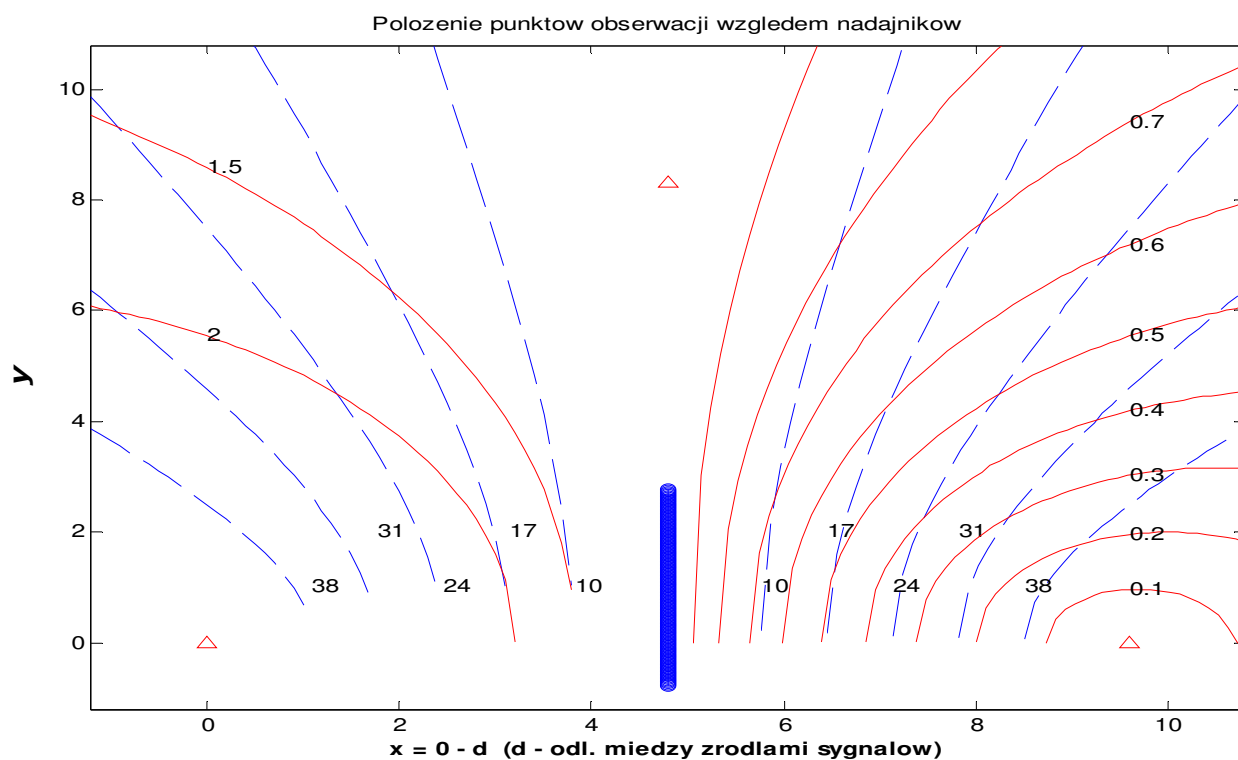
Rys. 32. Przebieg kanału od środka w kierunku podstawy na odcinku 1.9 metra

Pomiar jak wyżej z punktami estymacji co 0.375 metra (ćwierć długości fali nośnej):



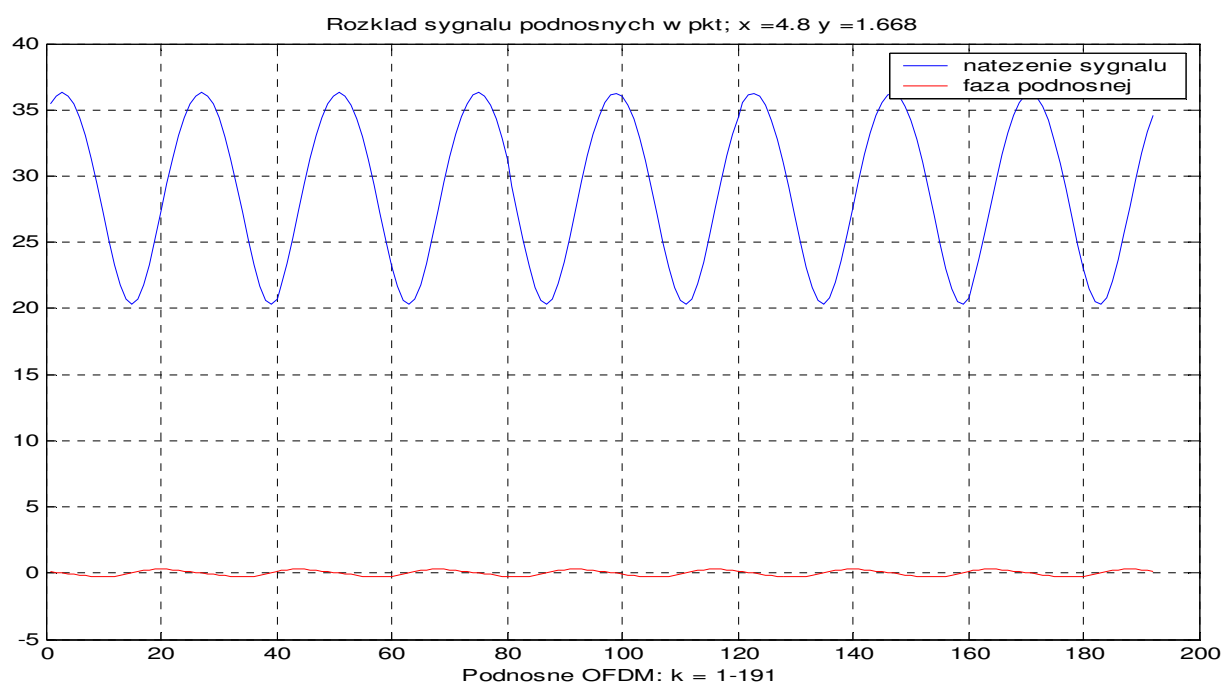
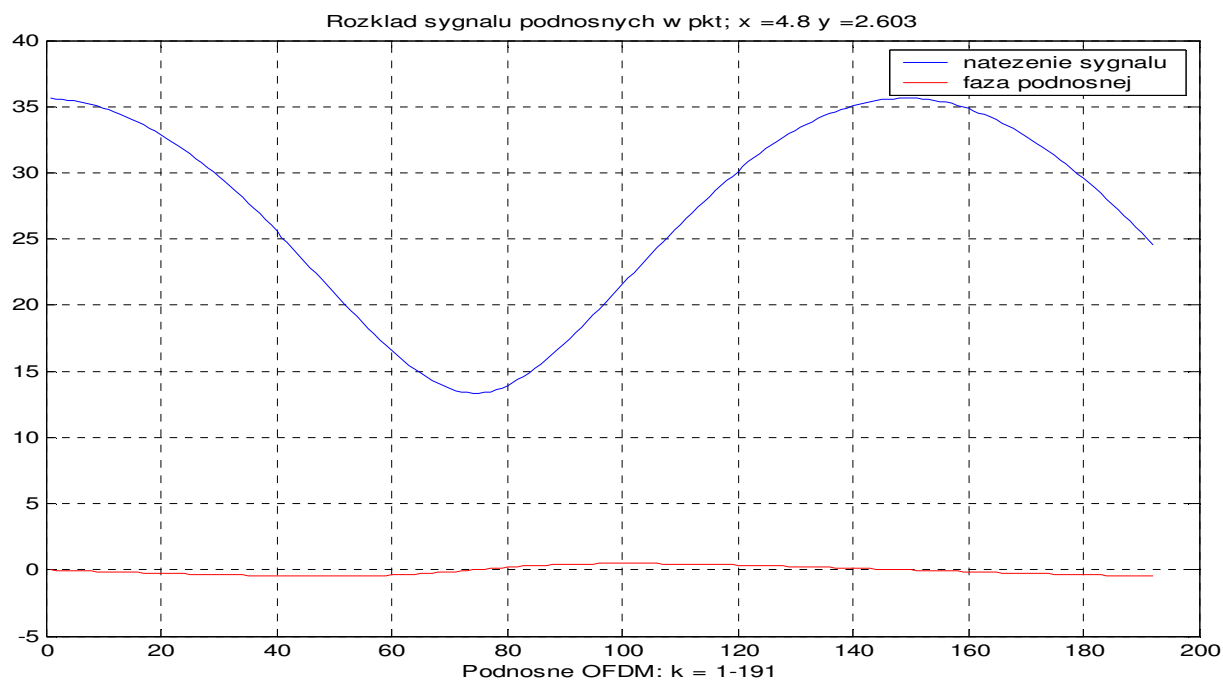
Rys. 32. Zmiany kanału na odcinku 72 metrów

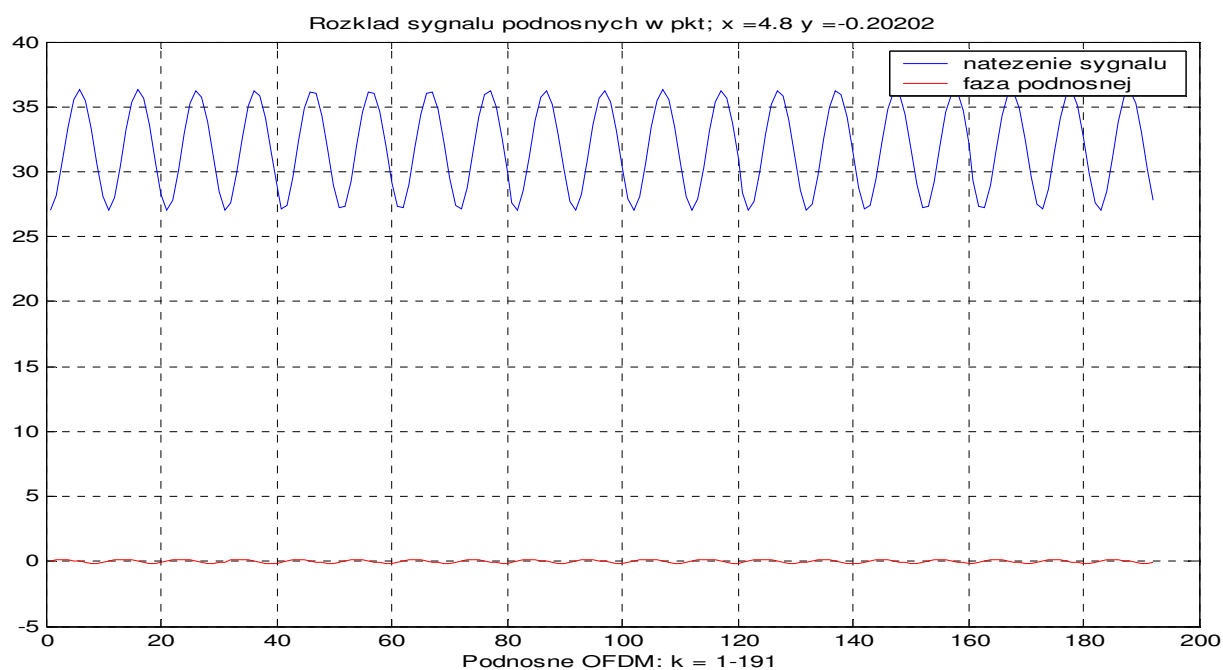
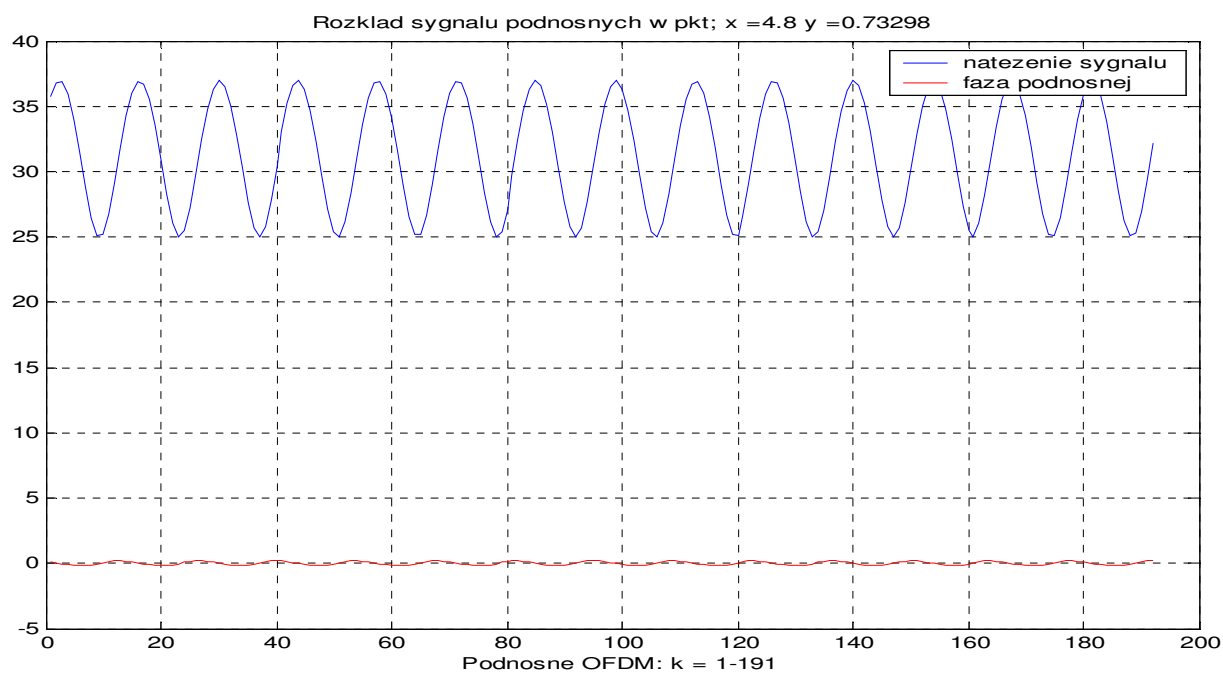
Pomiar jak wyżej co 18.7 metra na odcinku 3.59 km:



Rys. 33. Estymacja zmian podnośnych na odcinku 3,5 km

Przykładowe przekroje z rys. 33 w punktach 10, 60, 110 i 160, co odpowiada odległościom od środka 187 m, 1122 m, 2057 m, 2992 m:

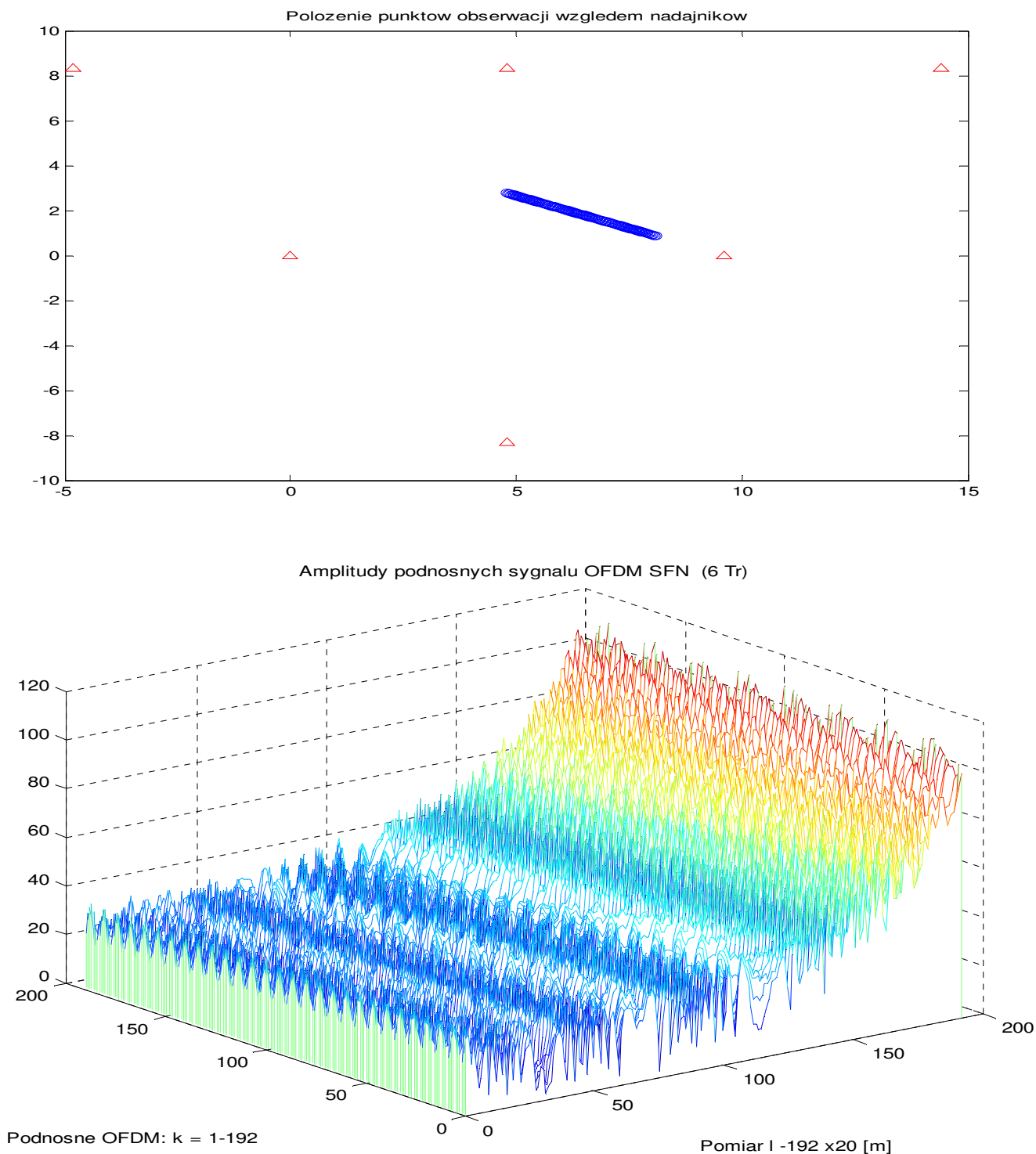




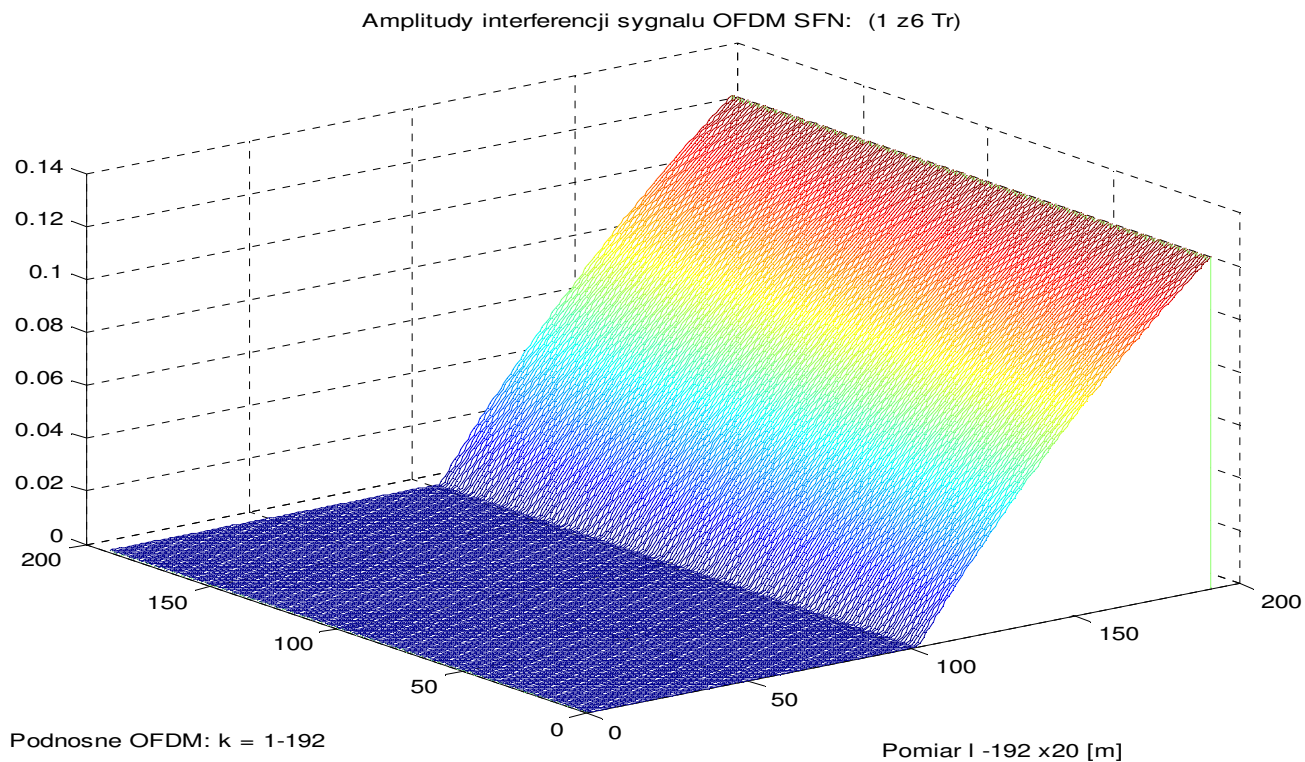
Rys. 34. Przekroje powierzchni z rys. 33 w odległości 187, 1122 m, oraz 2057 m i 2992 m

3. Sieć sześćcioelementowa

Sieć sześćcioelementowa. Estymacje kanału w punktach co 20 metrów od środka wzdłuż linii ku wierzchołkowi podstawowego trójkąta.

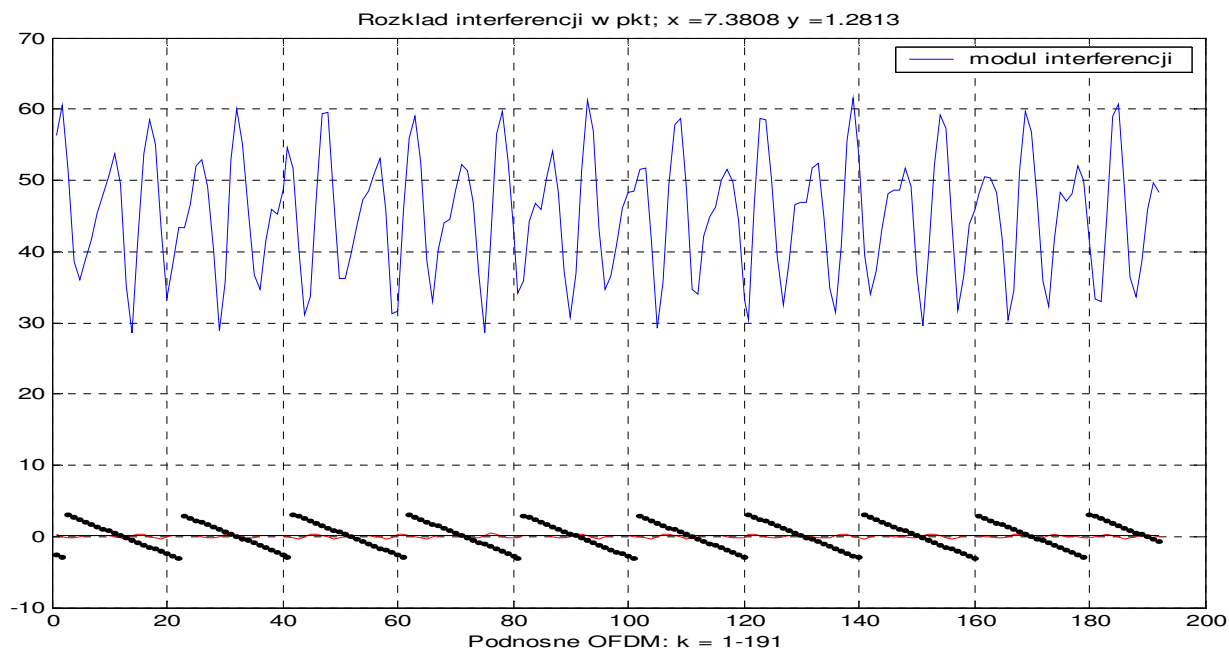


Kanał sygnału użytecznego w wybranych punktach pomiarowych



Sygnał interferencji międzysymbolowych w punktach estymacji jak wyżej.

Przykładowy przekrój w punkcie 150:

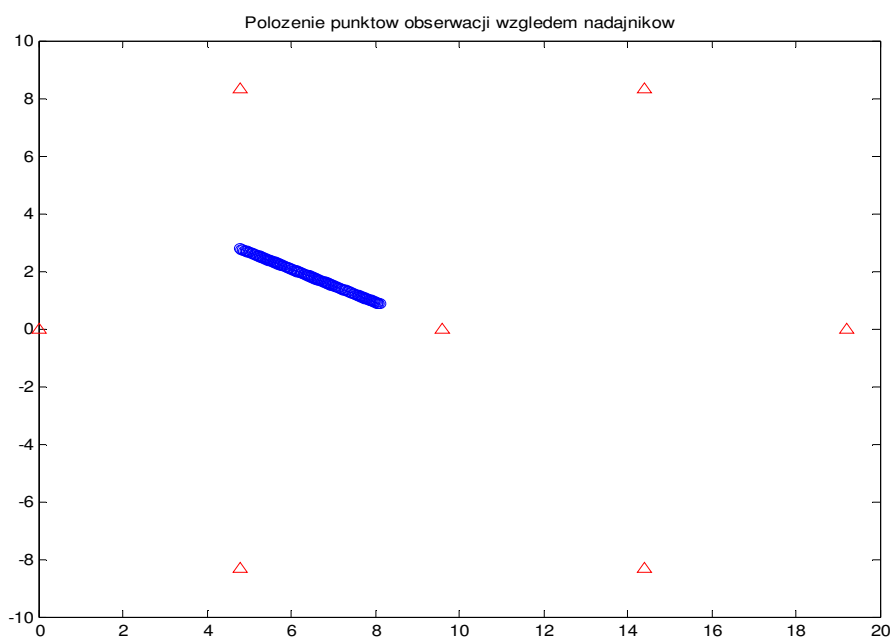


Przekrój sygnału użytecznego (linia ciągła) oraz interferencyjnego

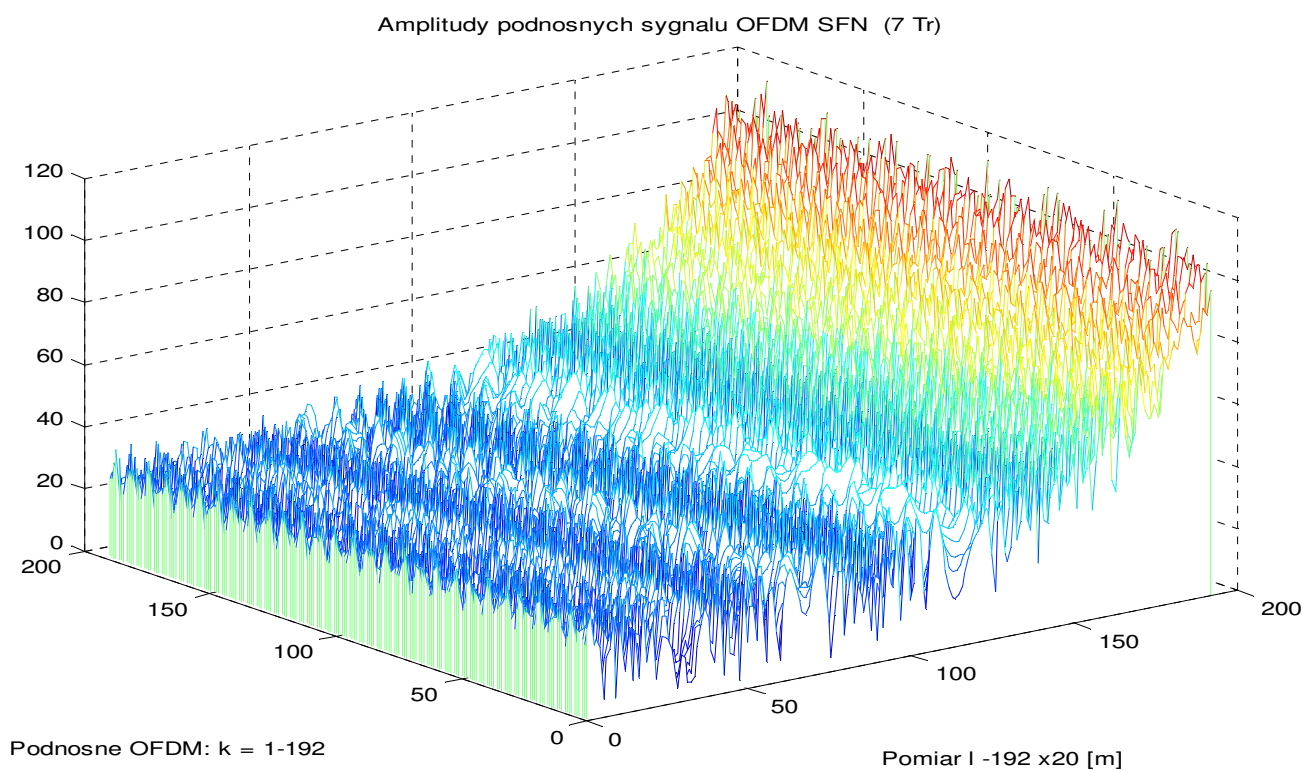
Rys.35. Wybrane przykłady estymacji kanału sieci sześcieelementowej

4. Sieć siedmioelementowa

Nadajniki DAB o mocy promieniowania 1 kW i częstotliwości $f_c = 200$ MHz.



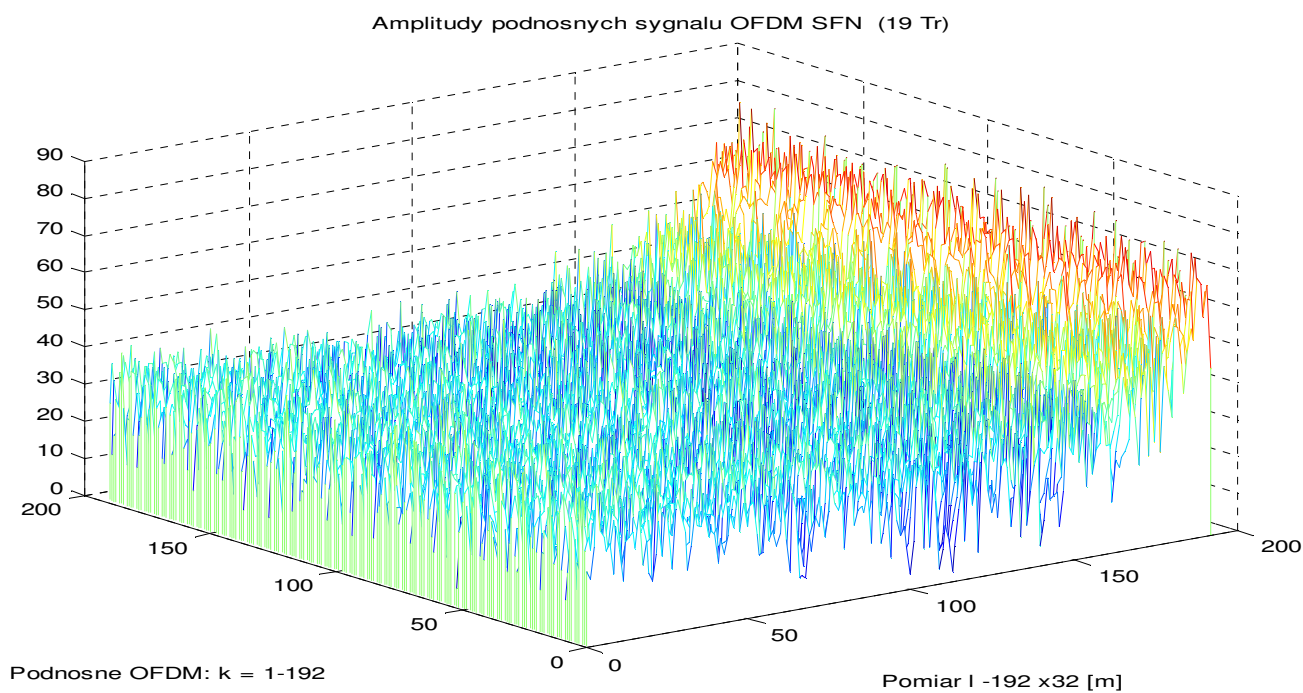
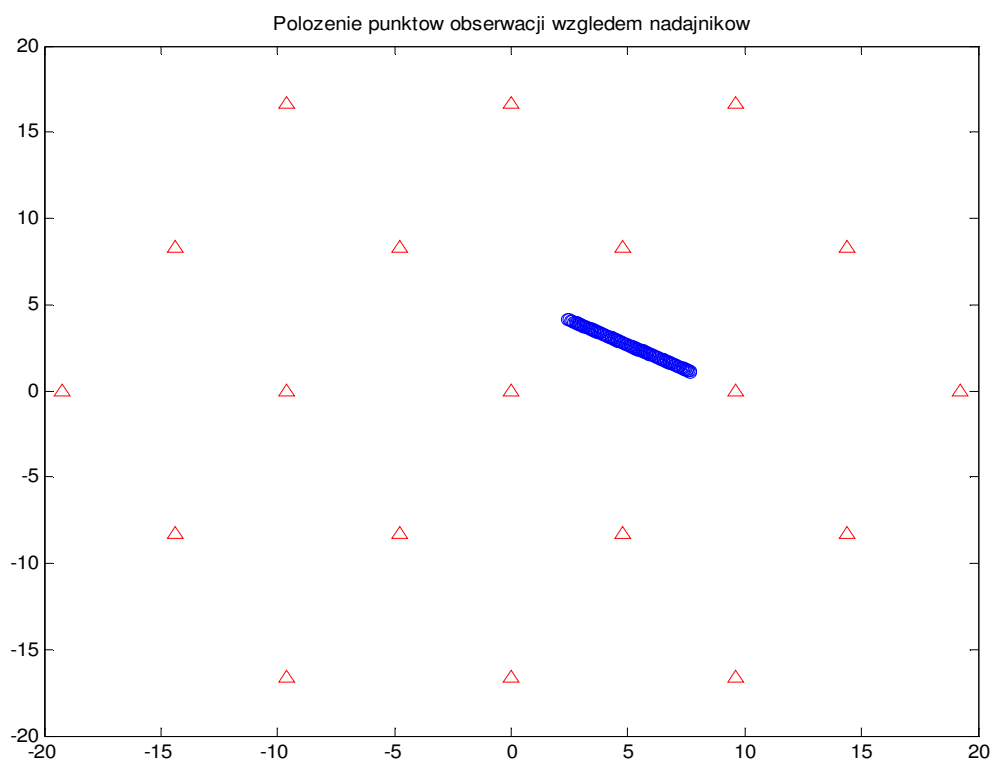
Rys. 36. Konfiguracja sieci siedmioelementowej z zaznaczoną linią estymacji



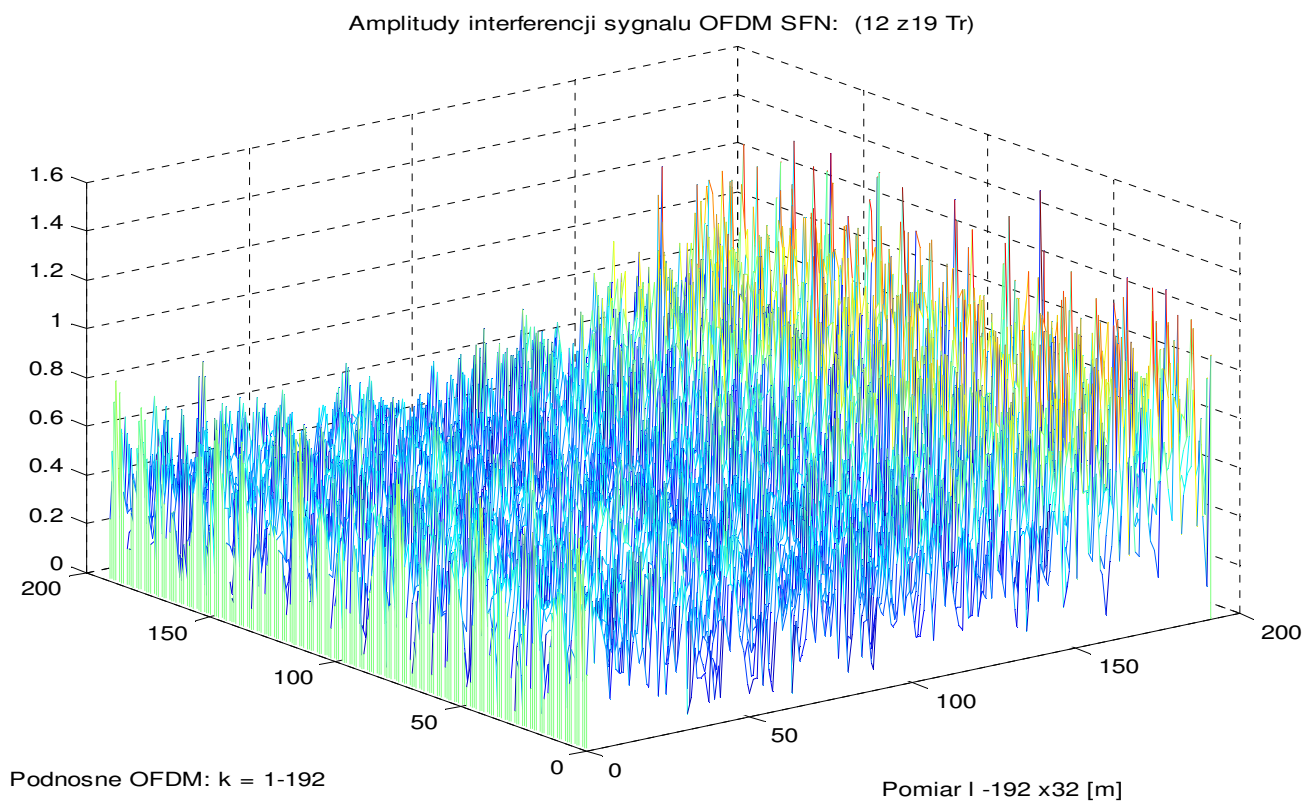
Rys. 36. Rozkład sygnału użytecznego sieci siedmioelementowej.
Na wskazanym odcinku brak sygnałów ISI.

5. Sieć dziewiętnastoelementowa

Nadajniki DAB o mocy promieniowania 1 kW i częstotliwości $f_c = 200$ MHz.

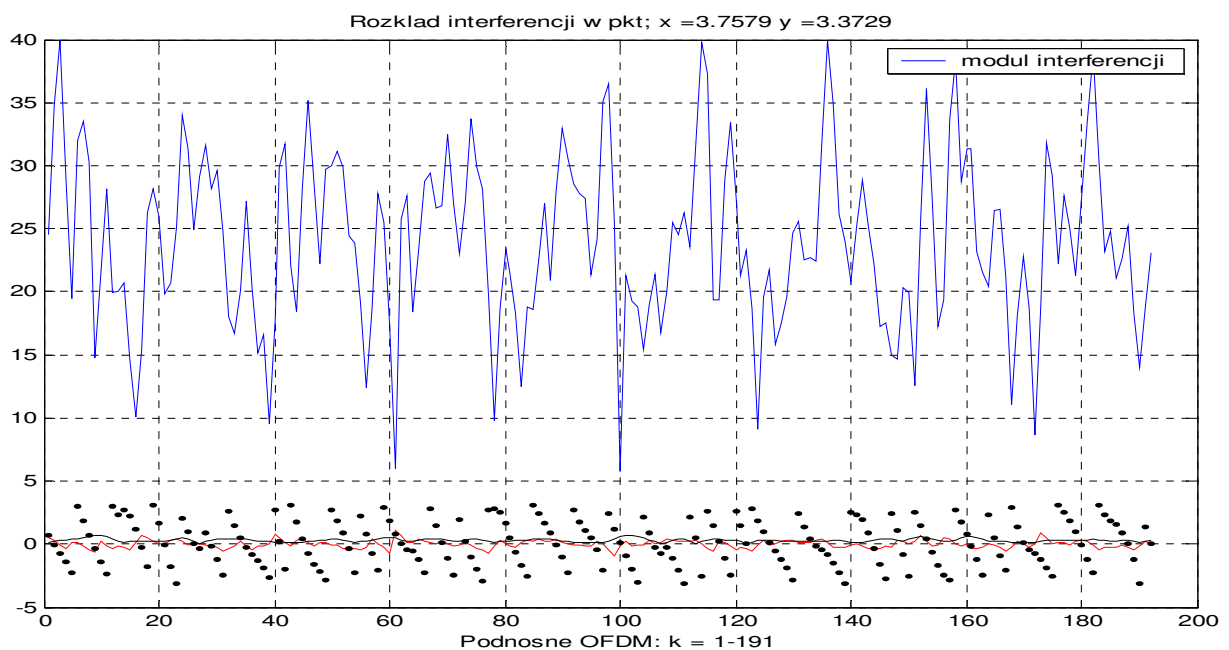


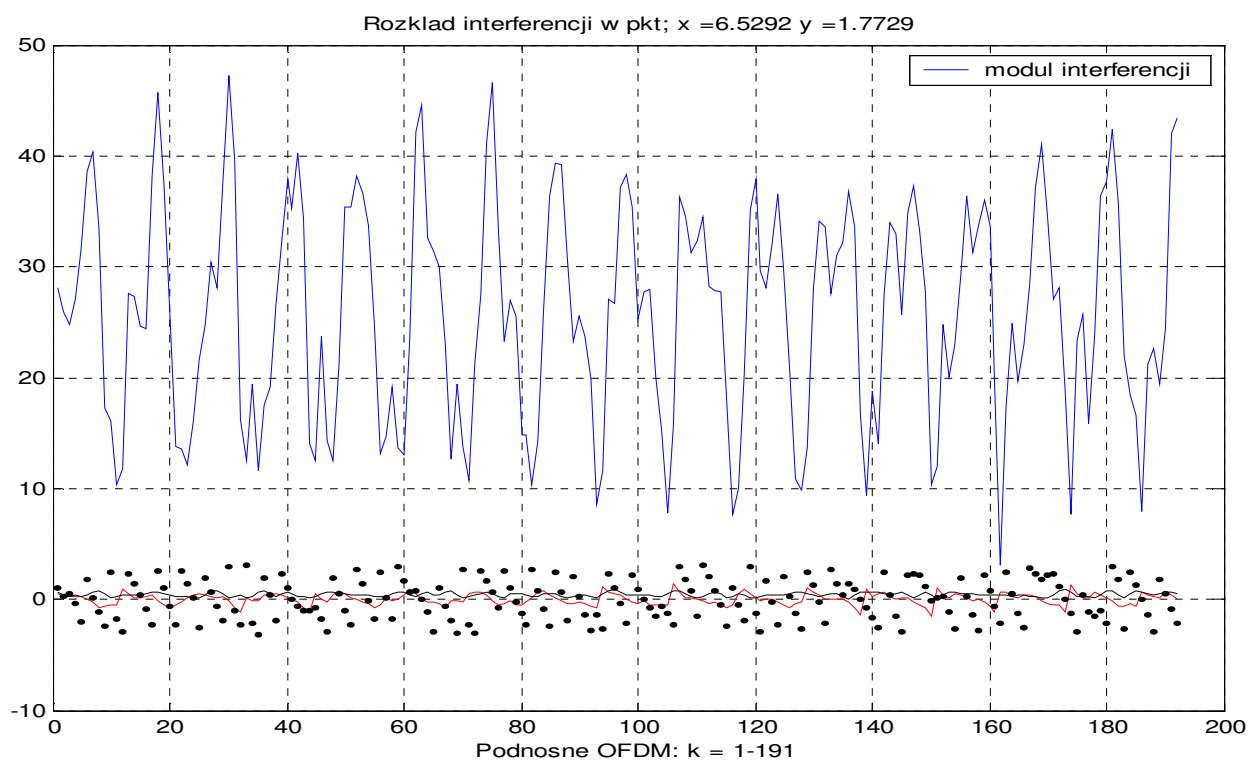
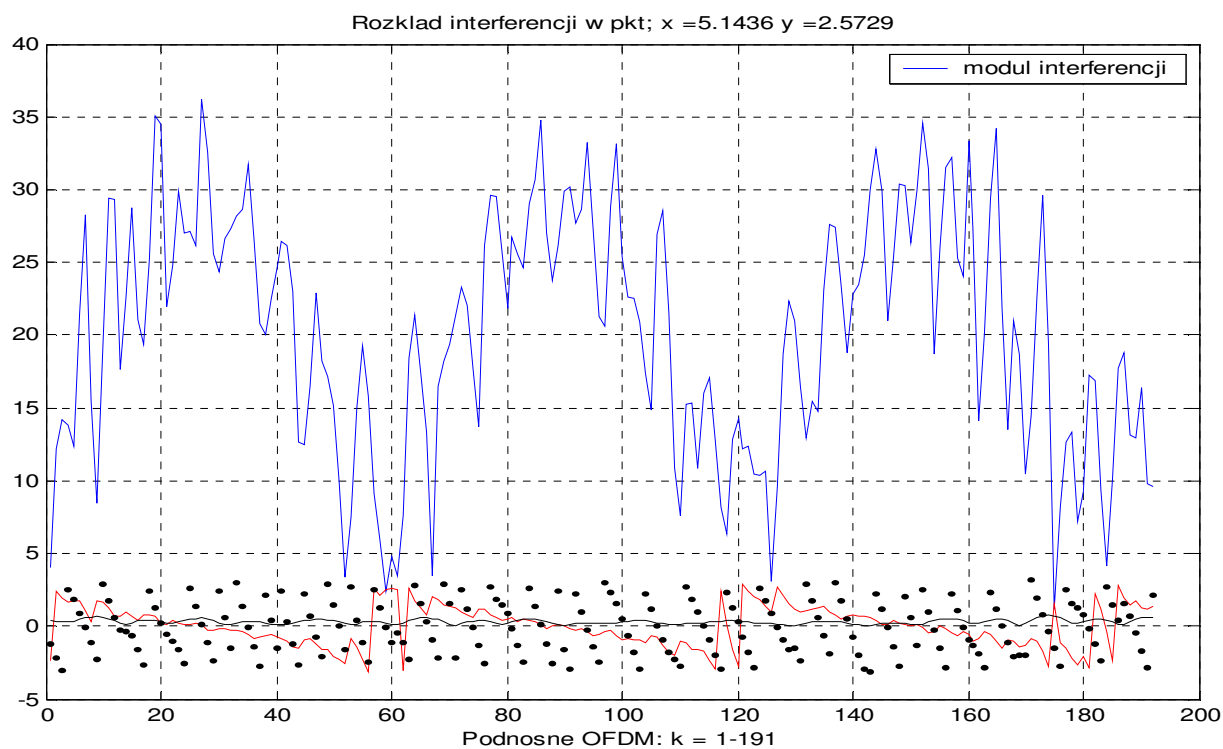
**Sygnal użyteczny sieci dziewiętnastoelementowej
Wzdłuż linii wskazanej na szkicu**



Sygnal ISI sieci dziewiętnastoelementowej wzdłuż odcinka na szkicu

Przykładowe przekroje w punktach pomiarowych 50, 100 i 150 (1600, 3200, 4800 m od środka podstawy trójkąta ku wierzchołkowi):





Rys. 37. Wybrane przykłady modułu funkcji przenoszenia kanału OFDM modelowej sieci dziewiętnastoelementowej

V. WNIOSKI

Wprowadzenie fazorowej reprezentacji sygnału OFDM umożliwia analizę wielkości amplitud poszczególnych podnośnych w symbolach OFDM sieci SFN, a więc tego sygnału, który jest podstawą procesu demodulacji w odbiorniku. Ze względu na deterministyczny charakter stosowanego modelu jest to 'zdjęcie' stanu sygnału w kanale podstawowym w wybranych punktach obszaru pokrycia odpowiadające chwilowym warunkom odbioru. Obraz ten w ciągu czasu może ulegać pewnym wahaniom – linie obrazujące relacje amplitud mogą ulegać pewnym przesunięciom wraz ze zmianą parametrów propagacyjnych, – lecz przebieg pola zachowa swój charakter.

A. Rola czasów opóźnienia ścieżek sygnału w estymacji poziomu podnośnych symboli OFDM w sieci SFN

Ponieważ relacje opóźnień czasowych poszczególnych ścieżek sygnału współdecydują o wypadkowym sygnale na wyjściu dekodera FFT w odbiorniku w zasięgu sieci SFN, dlatego ich estymacja winna być włączona w procedury liczenia parametrów sygnału OFDM w warunkach wielodrogowości.

B. Wyznaczanie lokalizacji o odbiorze zagrożonym zanikami sygnału w obszarze pokrycia sieci SFN

- Ukazanie siatki charakteryzującej relacje amplitud oraz czasów opóźnienia ścieżek w obszarze pokrycia sygnałem OFDM znacznie upraszcza poznanie stanu amplitud podnośnych symboli OFDM. Wystarczy wyliczyć parametry (A, τ) wzdłuż linii łączącej pary źródeł promieniowania. Koła i hiperbole pozwalają stąd uzyskać dane dla reszty pokrycia.
Uwzględnienie rzeźby terenu spowoduje, że linie te ulegną odkształceniu, zachowując sens i znaczenie w ramach wskazanej koncepcji.
- Analiza poziomu podnośnych sygnału OFDM w obszarze pokrycia sygnałem pozwoliła na wskazanie nowych zjawisk wynikających z nakładania się różnych ścieżek:
 - Obszarów szczególnie zagrożonych niewiarygodnym odbiorem ze względu na możliwość występowania podnośnych o zerowych amplitudach
 - Rejonów na granicy sieci SFN o słabym oraz silnym sygnale.
- Kształt fazorów reprezentujących podnośne poszczególnych symboli OFDM w zagrożonych zanikami odbioru lokalizacjach winien być podstawą wyboru parametrów kodera przeplotu częstotliwości dla danego obszaru pokrycia sieci SFN.

- Porównanie stanu podnośnych w rejonach zagrożenia odbioru dla przypadku równych oraz różnych mocy promieniowania wskazuje na **celowość różnicowania mocy nadajników, by uniknąć sytuacji zerowania jednocześnie wszystkich podnośnych symboli OFDM w pobliżu punktów równych odległości od nadajników.**
- Gęstość siatki punktów kontrolnych dla systemów OFDM winna być powiązana z zmianami liczby minimów podnośnych symboli OFDM. Ponieważ wzrost liczby minimów o jeden związany jest z przesunięciem między hiperbolami o odcinek $c/2B = 0.3 \text{ [km/us]}/2B \text{ [MHz]}$ na linii łączącej źródła sygnałów – dla różnych systemów odpowiednio otrzymujemy odległości między punktami kontrolnymi:

SYSTEM	SZEROKOŚĆ KANAŁU B [MHz]	$c/2B$ [m]
DRM	0.01	15 000
DAB	1.5	100
DVB-T	6; 8	25; 19

Tabela 5. Odstęp między hiperbolami o różnicy jednego minimum dla różnych systemów OFDM

Modelowanie amplitud odbieranego sygnału OFDM po demodulacji HF oraz FFT daje rzeczywisty obraz sygnału w odbiorniku w paśmie podstawowym przed procesem dekodowania. Dopiero w ten sposób ujawniają się możliwe wpływy interferencji sygnałów różnych źródeł w sieci SFN. Taka analiza daje podstawę do optymalizacji doboru parametrów kodera przeplotu częstotliwości czy kodera konwolucyjnego i dekodera Viterbiego, a także symulację poziomu błędów sygnału wyjściowego.

Przedstawiona w pracy metoda oraz pierwsze próbki analiz stanowią punkt wyjściowy do poszerzonych i urealnionych modeli sieci i analiz poziomu sygnału OFDM w paśmie podstawowym w sieciach SFN.

Przegląd literatury:

- [1] Final draft ETSI TS 201 980 „Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification“, 2004-04
- [2] ETSI 300 401 “Digital Audio Broadcasting (DAB)“,
- [3] ETSI 300 744 DVB-T „Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, Channel coding and Modulation for Digital Terrestrial Television“, ETSI Sophia Antipolis, France, January 2001
- [4] ETSI DTS/ BRAN-0023003, HIPERLAN Type 2 Technical Specification; Physical (PHY) layer”, November 1999
- [5] W. Lisicki, „Propagacja fal radiowych”, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 1962
- [6] M. Oziewicz „The Phasor Representation of the OFDM Signal in the SFN Network”, IEEE Transactions on Broadcasting, March 2004