

Grey Scale #13



A 1 2 3 4 5 6 M 8 9 10 11 12 13 14 15 B 17 18 19



**AKADEMIA
OBRONY NARODOWEJ**

**Leopold CIBOROWSKI
Roman OZIĘBAŁA**

**WPLYW
GEOFIZYCZNEGO OTOCZENIA RP
NA KRÓTKOFALOWE
ROZPOZNANIE RADIOWE**

Biblioteka Główna
Akademii Obrony Narodowej
S/4203



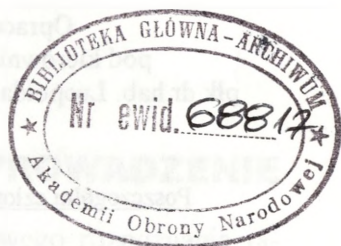
05-004203-001-0

WARSZAWA

68817



AKADEMIA OBRONY NARODOWEJ
WYDZIAŁ WOJSK LĄDOWYCH



WPŁYW GEOFIZYCZNEGO OTOCZENIA RP
NA KRÓTKOFALOWE ROZPOZNANIE
RADIOWE

Praca naukowo-badawcza
pk. „GRADIENT”

(pozycja 3.28.0.0)



Warszawa 1999 r.

Opracował zespół autorski
pod kierownictwem i redakcją naukową
płk.dr.hab. Leopolda Ciborowskiego – prof.nazw.AON

Poszczególni członkowie opracowali:

1. Płk dr hab. Leopold Ciborowski — wprowadzenie,
rozdział pierwszy i zakończenie
2. Płk dr inż. Roman Oziębala — rozdziały: drugi, trzeci i
czwarty

Recenzent:
Płk prof. dr hab. Bogdan Szulc

WPROWADZENIE

Finalny wynik krótkofalowego rozpoznania radiowego warunkowany jest dwoma grupami zmiennych. Jedną z nich stanowią wartości niezależne od organizatorów rozpoznania, drugą — wartości warunkowane względami organizacyjnymi i wyszkoleniem stanów osobowych uczestniczących w realizacji procesu rozpoznania. Zarówno jedna, jak i druga grupa zmiennych powiązane są ze sobą ścisłymi relacjami korelacyjnymi, które w sposób jednoznaczny kształtują efekty rozpoznawcze. Dążąc w tym względzie do rozwiązań optymalnych należy w pierwszej kolejności poznać aktualne wartości zmiennych niezależnych od organizatorów rozpoznania i stosownie do nich kształtować wartości zmiennych warunkowanych ustaleniami organizacyjnymi. Osiągnięcie tego wiąże się z potrzebą poznania cech reprezentatywnych dla sytuacji radioelektronicznej panującej w geofizycznym otoczeniu Rzeczypospolitej Polskiej.

W drugiej połowie lat siedemdziesiątych i w latach osiemdziesiątych autorzy niniejszej pracy uczestniczyli w rozległych badaniach prowadzonych przez Sztab Generalny Wojska Polskiego, które były ukierunkowane na doskonalenie rozpoznania. Badania, o których mowa, były wówczas determinowane konkretnymi cela-

mi i skupiały się wokół rozwiązywania jednoznacznie sformułowanych problemów. Złożoność przedmiotu badań i skomplikowanie narzędzi badawczych powodowały uzyskiwanie znacznie więcej faktów niż potrzebne to było do osiągnięcia wytyczonych wtedy celów. W ten sposób autorzy zaczęli tworzyć zbiory danych (faktów) naukowych z zamysłem późniejszego ich opracowania. Dane te do dnia dzisiejszego są w wielu wypadkach jedynymi w swoim rodzaju faktami naukowymi, jakie zebrano w Wojsku Polskim. W podobny sposób i z podobnym zamiarem zgromadzili również wiele wyników symulacji komputerowych, które w owym czasie wykorzystano tylko częściowo — zwykle do orientacyjnego weryfikowania wstępnych i najczęściej bardzo prostych hipotez, bez naukowego spożytkowywania ich w pełnym wymiarze. Bogaty materiał faktograficzny zgromadzili też w następstwie obserwacji, spełniając różne funkcje służbowe w Ministerstwie Obrony Narodowej, Sztabie Generalnym WP i w Akademii Obrony Narodowej. Między innymi zebrali wiele materiałów z ćwiczeń, inspekcji i kontroli wojsk oraz z różnych narad, konferencji i sympozjów — tak krajowych, jak i zagranicznych.

Studia literatury przedmiotu oraz często stwierdzane kontrowersje pomiędzy obowiązującymi poglądami, stosowaną praktyką i obserwowaną rzeczywistością, a także zajmowane aktualnie stanowiska skłoniły ich do podjęcia wysiłku ukierunkowanego na wstępne rozwiązywanie niektórych problemów. Przeprowadzone w tym zakresie analizy dokumentów i przestudiowana literatura przedmiotu oraz liczne konsultacje doprowadziły ich do stanu poznania skłaniającego do sformułowania następującej **hipotezy roboczej**:

- *W aktualnym stanie wiedzy na temat ogólnie rozumianego krótkofalowego rozpoznania radiowego występuje poważna luka. Obejmuje ona problematykę mieszczącą się pomiędzy wiedzą o fizyczno-technicznej stronie rozpoznania i wiedzą o jego organizacji — jest wyraźnie zauważalny brak elementu, który w sposób płynny transformowałby uwarunkowania fizyczno-techniczne na grunt wymagań organizacyjnych.*
- *Brak wymienionego elementu powoduje, że wiele z obowiązujących ustaleń organizacyjnych nie znajduje logicznego uzasadnienia w zjawiskach fizycznych procesu rozpoznania. Taki stan rzeczy sprawia, że część z przyjętych rozwiązań organizacyjnych powoduje wnoszenie niekorzystnych wpływów na wyniki finalne rozpoznania.*
- *Uzyskanie w tym zakresie znaczącej poprawy i wytyczanie racjonalnych kierunków rozwoju wiąże się z koniecznością wprowadzenia wielu zmian i przewartościowań do dotychczas obowiązujących zasad i ustaleń odnoszących się do tej problematyki w skali całych sił zbrojnych RP.*

W nawiązaniu do sformułowanej hipotezy, autorzy wytyczyli sobie dalszy kierunek poznania zdeterminowany następującym **kryterium celu**:

- *Opracować zbiór naukowo uzasadnionych podstaw do racjonalnego organizowania krótkofalowego rozpoznania radiowego, których merytoryczne wartości zostaną wyprowadzone z obszarów poznania skupionych wokół sytuacji radioelektronicznej panującej w geofizycznym otoczeniu RP;*

- *Uzyskane w ten sposób efekty poznania wykorzystają do opracowania, na potrzeby sił zbrojnych RP, takiej koncepcji krótkofalowego rozpoznania radiowego, która na bazie istniejącego w Wojsku Polskim potencjału technicznego i osobowego stworzy warunki do osiągania lepszych niż dotychczas efektów w skali globalnej.*

Autorzy założyli, że osiągnięcie tak wytyczonego celu będzie wymagało — przy weryfikowaniu wysuniętej hipotezy — przeprowadzenia wielu badań, tak na materiale faktograficznym już zgromadzonym, jak i w zupełnie nowych przestrzeniach poznania. Przyjęli, że główny wysiłek badawczy winien być skoncentrowany, w swej ogólności, na rozwiązaniu pięciu **głównych problemów** sprowadzających się do poznania:

1. *Cech reprezentatywnych dla sytuacji radioelektrycznej panującej w geofizycznym otoczeniu RP.*
2. *Ogólnych cech charakterystycznych dla środowiska propagacji radiowych fal krótkich i cech charakterystycznych panujących w geofizycznym otoczeniu RP.*
3. *Wpływu geometrycznej konfiguracji sieci namierzania na wielkość błędów kątowych namierników i wielkość błędów liniowych namierzania.*
4. *Wpływu zalecanych w Wojsku Polskim norm organizacyjnych na efektywność krótkofalowego rozpoznania radiowego.*
5. *Granic fizycznych możliwości krótkofalowego rozpoznania radiowego Wojska Polskiego.*

Autorzy, dążąc do rozwiązania powyższych problemów, **przedmiotem poznania** uczynili:

1. *Pole elektromagnetyczne w geofizycznym otoczeniu RP, ewoluujące w przedziale drgań charakterystycznych dla pasma od 3 do 8 MHz.*
2. *Środowisko wywierające wpływ na ewoluowanie pola elektromagnetycznego drgającego w pasmie częstotliwości 3÷8 MHz.*
3. *Rzeczywiste sieci krótkofalowego namierzania radiowego i ich modele dostosowane do lokalizowania źródeł sygnałów elektromagnetycznych emitowanych w pasmie częstotliwości 3÷8 MHz.*
4. *Treści norm organizacyjno-szkoleniowych zalecanych do stosowania w Wojsku Polskim w zakresie krótkofalowego rozpoznania radiowego.*
5. *Fizyczne otoczenie krótkofalowego rozpoznania radiowego wywierające wpływ na jego organizację.*
6. *Stan i parametry taktyczno-techniczne współczesnego potencjału krótkofalowego rozpoznania radiowego Wojska Polskiego.*

Tak wyodrębniony przedmiot poznania (badań) wymagał stosowania złożonego warsztatu badawczego — tak w zakresie metod, jak i narzędzi. Wynikło to z tego, że część procedury poznawczej wymagała stosowania metod teoretycznych, a część empirycznych i stosownych do tego narzędzi.

W teoretycznych procedurach badawczych stosowano przede wszystkim modelowanie — w tym głównie matematyczne. Przy tworzeniu poszczególnych modeli przestrzegano zasady, aby definiowane stopnie swo-

body¹ nie powodowały — ze względu na redukcję parametrów oryginałów — deformowania istoty funkcjonalnej odwzorowywanych przedmiotów. Dlatego też przy ustalaniu niezbędnej w tym zakresie wystarczalności konfrontowano wyniki badań modelowych z wynikami badań empirycznych, które były uzyskiwane w następstwie posługiwania się oryginałem. Dopiero po pozytywnej konfrontacji stworzone modele były przyjmowane jako wystarczająco reprezentatywne przedmioty poznania do wyodrębniania — drogami analizy, syntezy, konfrontacji faktów oraz dedukcji i indukcji — najbardziej dystynktywnych cech i funkcji oryginałów, niezbędnych do wiarygodnego interpretowania często bardzo złożonych zjawisk fizycznych. Patrząc pod tym kątem na pracę, można powiedzieć, iż składa się ona z dwóch części wyraźnie zróżnicowanych *warsztatem* badawczym, to znaczy — z części teoretycznej i empirycznej. W konstrukcji edytorskiej pracy nie zastosowano jednak takiego wyróżnienia. Teoretyczne i empiryczne metody przeplatają się w rytm postępującego poznawania. Założono, iż takie rozwiązanie będzie bardziej komunikatywne i przekonujące dla Odbiorcy w części dowodowej. Dlatego też chronologia i struktura merytoryczna poznania, zostały usystematyzowane w czterech rozdziałach.

Rozdział pierwszy — *Sytuacja radioelektryczna w przestrzeni pasma krótkofalowego* — został opracowany w celu ustalenia zbioru najbardziej reprezentatywnych cech fizycznych i ich wartości dla środowiska propagacji radiowych fal krótkich oraz ich wpływu

¹ Stopień swobody → minimalna liczba zmiennych w czasie parametrów koniecznych do opisu układu fizycznego.

na kształtowanie wymagań organizacyjnych w stosunku do krótkofalowego namierzania radiowego przewidzianego do lokalizowania źródeł emisji sygnałów elektromagnetycznych w pasmie częstotliwości 3÷8 MHz. Osiąganie tak wytyczonego celu zostało podporządkowane poszukiwaniom odpowiedniej funkcji korelacji. Przy rozwiązywaniu tego problemu przyjęto jednak ograniczenie, że tylko wcześniej wykryte i zidentyfikowane emisje elektromagnetyczne mogą stanowić pożądane obiekty dalszego rozpoznawania. Został natomiast pominięty problem lokalizacji nie zidentyfikowanych wcześniej emisji.

Rozdział drugi — *Środowisko propagacji radiowych fal krótkich* — został opracowany w celu ustalenia zakresu wpływu środowiska propagacji radiowych fal krótkich na dokładność wskazywania azymutów na namierzane źródła promieniowania energii elektromagnetycznej w pasmie częstotliwości 3÷8 MHz. Osiąganie tego celu połączono z rozwiązywaniem problemu polegającego na poszukiwaniu i ustalaniu warunków sprzyjających minimalizacji błędów kątowych namierzania. W tym aspekcie poddano analizie ewoluowanie pola elektromagnetycznego w środowisku jonosferycznym, ze zwracaniem szczególnej uwagi na jego gradient przy przechodzeniu przez ośrodki o różnej koncentracji elektronowej (o różnej przenikalności dielektrycznej).

Rozdział trzeci — *Wpływ przestrzennego usytuowania krótkofalowego systemu lokalizacji na dokładność rozpoznania radiowego* — został opracowany z zamysłem wykazania wpływu zależności geometrycznej konfiguracji sieci namierzania na dokładność lokalizacji krótkofalowych źródeł emisji sygnałów elektromagne-

tycznych w pasmie częstotliwości 3÷8MHz. Osiągnięcie tak wytyczonego celu zostało podporządkowane — w pierwszej kolejności — poszukiwaniu odpowiedniej funkcji korelacji występującej pomiędzy konfiguracją sieci i dokładnością namierzania. W następnej kolejności, na kanwie zdefiniowanej funkcji, przeprowadzono analizę pod kątem poszukiwania rozwiązań sprzyjających maksymalizacji dokładności namierzania.

Rozdział czwarty — *Koncepcja organizacji krótkofalowego rozpoznania radiowego WP z nowym systemem lokalizacji obiektów* — został opracowany w celu zaproponowania rozwiązania, które przy niewielkiej modernizacji istniejącej w WP techniki i innych rozwiązaniach organizacyjnych, pozwoli uzyskać lepsze niż dotychczas efekty rozpoznania źródeł emisji sygnałów elektromagnetycznych pracujących w pasmie częstotliwości 3÷8 MHz. Rozdział ten został opracowany na kanwie konfrontacji i zbiorczego modelowania sytuacji odwzorowywanej na bazie efektów poznania uzyskanych w następstwie rozwiązania problemów zawartych w trzech pierwszych rozdziałach.

1. SYTUACJA RADIOELEKTRONICZNA W PRZESTRZENI PASMA KF

Pojęcie *sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego* zostało użyte w rozumieniu, że jego przedmiot myślowy stanowi ogół warunków, w których odbywa się emisja i rozprzestrzenianie sygnałów elektromagnetycznych mieszczących się w pasmie częstotliwości od 1,5 do 30 MHz.

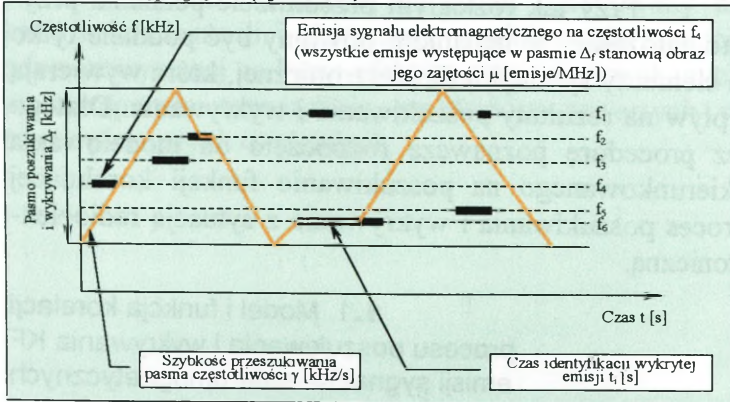
Przy tak rozległym przedmiocie poznania przyjęto założenie, że badaniom powinny być poddane tylko te elementy sytuacji radioelektronicznej, które wywierają wpływ na rezultaty poszukiwania i wykrywania. Dlatego też procedurę poznawczą rozpoczęto od modelowania ukierunkowanego na poszukiwanie funkcji korelującej proces poszukiwania i wykrywania z sytuacją radioelektroniczną.

1.1. Model i funkcja korelacji procesu poszukiwania i wykrywania KF emisji sygnałów elektromagnetycznych

Racjonalne planowanie i realizowanie krótkofalowego rozpoznania radioelektronicznego to przedsięwzięcie dość złożone. Wymaga od organizatorów posiadania wiedzy z dziedziny radioelektroniki, matematyki,

propagacji fal elektromagnetycznych oraz zasad prowadzenia walki i operacji, w tym szczególnie o systemach kierowania, dowodzenia i łączności. Tylko kompleksowo trafne rozwiązania mogą gwarantować sukces — to znaczy osiąganie możliwie najwyższych efektów. Pierwszy element tego procesu stanowi poszukiwanie i wykrywanie emisji sygnałów elektromagnetycznych. Wynika to z tego, że tylko wcześniej wykryte i zidentyfikowane emisje mogą być poddawane dalszemu rozpoznawaniu — przy założeniu, że cały proces będzie działalnością celową, a nie działalnością spontaniczną.

Proces poszukiwania i wykrywania emisji sygnałów elektromagnetycznych polega na ciągłym przeszukiwaniu określonego pasma częstotliwości i identyfikowaniu emisji, które zostały ustalone jako obiekty rozpoznania. Graficzny model tego procesu można przedstawić następująco (rys. 1.1).



Rys. 1.1. Graficzny model procesu poszukiwania i wykrywania emisji sygnałów elektromagnetycznych

Jak widać na powyższym rysunku, proces poszukiwania i wykrywania jest związany ze zużyciem pewnego czasu potrzebnego na:

- przestrojenie odbiornika w pasmie Δ_f ;
- zidentyfikowanie wykrytej emisji sygnału elektromagnetycznego.

Można zatem zapisać, iż matematyczne odwzorowanie modelu, przedstawionego na rys. 1.1, będzie stanowiło równanie:

$$(Wz. 1.1) \quad t_{pw} = \Delta_f \left(\frac{1}{\gamma} + t_i \times \mu \right)$$

gdzie:

t_{pw} — czas poszukiwania i wykrywania [s];

Δ_f — szerokość pasma poszukiwania i wykrywania [kHz/s];

γ — szybkość przestrajania odbiornika [kHz/s];

t_i — czas identyfikacji poszukiwanej emisji [s];

μ — gęstość zajętości pasma poszukiwania i wykrywania przez emisje podlegające wykryciu i przez emisje nie podlegające wykryciu [liczba emisji/MHz].

Z powyższego wzoru wynika już wniosek sugerujący, iż możliwości poszukiwania i wykrywania można określać metodami probabilistycznymi polegającymi na konfrontacji czasu trwania emisji sygnału elektromagnetycznego z czasem niezbędnym do wykonania czynności związanych z wykrywaniem emisji.

Powyższą sugestię może spełniać równanie:

$$\begin{aligned}
 \text{(Wz. 1.2)} \quad & P(\overline{X} = \Delta_f (\mu_p + \mu_n)) = \frac{\tau}{\Delta_f \left(\frac{1}{\gamma} + t_i (\mu_p + \mu_n) \right)} = \\
 & = P(\overline{X}_p = \Delta_f \mu_p) = P(\overline{X}_n = \Delta_f \mu_n) = P
 \end{aligned}$$

gdzie:

τ — średni czas trwania jednego seansu łączności [s];

Δ_f — szerokość pasma poszukiwania i wykrywania [kHz/s];

γ — szybkość przestrajania odbiornika [kHz/s];

t_i — czas identyfikacji poszukiwanej emisji [s];

μ — gęstość zajętości pasma przez poszukiwane i nie poszukiwane emisje ($\mu = \mu_p + \mu_n$) [liczba emisji/MHz];

μ_p — gęstość zajętości pasma przez emisje poszukiwane [liczba emisji/MHz];

μ_n — gęstość zajętości pasma przez emisje nie poszukiwane [liczba emisji/MHz];

\overline{X} — moc zbioru emisji podlegających i nie podlegających poszukiwaniu [liczba niemianowana];

\overline{X}_p — moc zbioru emisji podlegających poszukiwaniu [liczba niemianowana];

\overline{X}_n — moc zbioru emisji nie podlegających poszukiwaniu [liczba niemianowana].

Powyższa zależność jest prawdziwa, ponieważ:

$$x \in X \rightarrow x \in \langle 1, \dots, (\Delta_f \mu + 0,5) \rangle$$

$$\left. \begin{aligned}
 X_p \subset X \\
 X_n \subset X
 \end{aligned} \right\} \text{gdzie: } x_p \notin X_n; x_n \notin X_p$$

$$\mu = \mu_p + \mu_n$$

$$X_p = \Delta_f \mu_p$$

$$X_n = \Delta_f \mu_n$$

Wprowadzając dodatkowe oznaczenia:

T — czas zużyty na poszukiwanie i wykrywanie $\Delta_f \mu$ emisji;

T_p — czas zużyty na poszukiwanie i wykrywanie $\Delta_f \mu_p$ emisji;

T_n — czas zużyty na poszukiwanie i wykrywanie $\Delta_f \mu_n$ emisji;

wartości bezwzględne czasów można wyrazić w postaci:

$$T = \Delta_f \left(\frac{1}{\gamma} + t_i \mu \right) = \Delta_f \left(\frac{1}{\gamma} + t_i (\mu_p + \mu_n) \right)$$

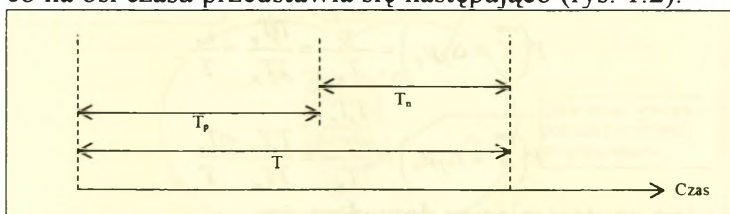
$$T_p = \Delta_f \left(\frac{1}{\gamma} + t_i \mu_p \right)$$

$$T_n = \Delta_f \left(\frac{1}{\gamma} + t_i \mu_n \right)$$

gdzie:

$$T = T_p + T_n$$

co na osi czasu przedstawia się następująco (rys. 1.2).



Rys. 1.2. Struktura czasu zużywanego na poszukiwanie i wykrywanie emisji elektromagnetycznych

Ponieważ emisje $\Delta_f \mu_p$ oraz $\Delta_f \mu_n$ pojawiają się losowo w funkcji czasu, zatem zależność tych wzorów można wyrazić:

$$\frac{T_p}{T} + \frac{T_n}{T} = 1$$

co oznacza, że na poszukiwanie i wykrywanie $\Delta_f \mu_p$ emisji elektromagnetycznych zostało zużyte

$$\frac{T_p}{T}$$

ogólnego czasu T , a poszukiwanie i wykrywanie $\Delta_f \mu_n$ emisji

$$\frac{T_n}{T}$$

czasu z przedziału T . W konsekwencji, w czasie T_p upłynęło

$$\frac{T_s T_n}{T}$$

seansu emisji, co jest prawdziwe, ponieważ:

$$\frac{T_s T_p}{T} + \frac{T_s T_n}{T} = \frac{T_s T_p + T_s T_n}{T} = \frac{T_s (T_p + T_n)}{T} = \frac{T_s T}{T} = T_s$$

Zatem wartość prawdopodobieństwa można wyrazić zależnością:

$$P(\bar{X} = \Delta_f (\eta_p + \mu_n)) = \frac{T_s}{T}$$

$$P(\bar{X} = \Delta_f \mu_p) = \frac{\frac{T_s T_p}{T}}{T_p} = \frac{T_s T_p}{T T_p} = \frac{T_s}{T}$$

$$P(\bar{X} = \Delta_f \mu_n) = \frac{\frac{T_s T_n}{T}}{T_n} = \frac{T_s T_n}{T T_n} = \frac{T_s}{T}$$

co jest wystarczającym dowodem, że:

$$P(\bar{X} = \Delta_f (\mu_p + \mu_n)) = P(\bar{X}_p = \Delta_f \mu_p) = P(\bar{X}_n = \Delta_f \mu_n) = p$$

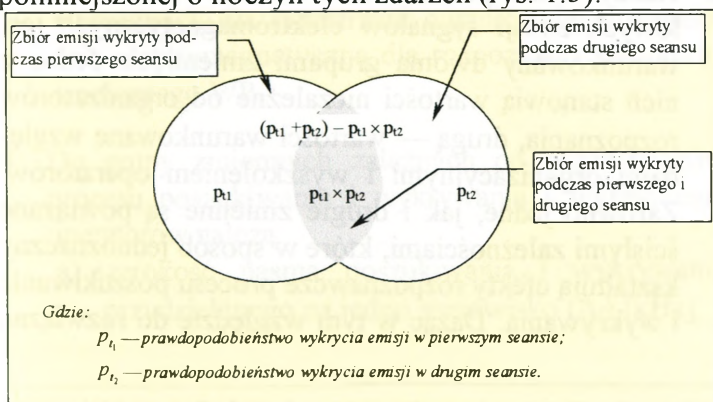
Dlatego też ogólny wzór na prawdopodobieństwo poszukiwania i wykrywania można wyrazić w postaci równania:

$$(Wz. 1.3) \quad P\left(\overline{X} = \Delta_f(\mu + 0,5)\right) = \frac{\tau}{\Delta_f\left(\frac{1}{\gamma} + t_i\mu\right)} = p$$

które stanowi funkcję korelacji procesu poszukiwania i wykrywania pod warunkiem, że emisje sygnałów elektromagnetycznych będą się pojawiały tylko jednokrotnie na tej samej częstotliwości. Jeśli natomiast emisje będą się pojawiały n razy na tej samej częstotliwości, wówczas funkcja korelacji procesu poszukiwania i wykrywania przyjmie postać:

$$(Wz. 1.4) \quad P(X = k) = \sum_{k=1}^n (-1)^{k+1} \binom{n}{k} p^k$$

Oznacza to, że na przykład w czasie dwóch emisji pojawiających się na tej samej częstotliwości, prawdopodobieństwo ich wykrycia będzie równe sumie efektów wykrycia, które zdarzyły się w pierwszym i drugim seansie, pomniejszonej o iloczyn tych zdarzeń (rys. 1.3).



Rys. 1.3. Graficzny model efektów poszukiwania i wykrywania zbioru emisji pojawiających się dwukrotnie na tej samej częstotliwości

1.1.1. Wnioski z funkcji korelacji procesu poszukiwania i wykrywania KF emisji sygnałów elektromagnetycznych

1. Proces poszukiwania i wykrywania krótkofalowych emisji sygnałów elektromagnetycznych posiada 6 stopni swobody² i stanowią je następujące zmienne:
 - a) czas trwania emisji sygnału elektromagnetycznego (τ) [s];
 - b) gęstość zajętości pasma częstotliwości (μ) [liczba emisji/MHz];
 - c) częstość powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach (n) [liczba niemianowana];
 - d) szerokość pasma poszukiwania i wykrywania (Δf) [kHz];
 - e) czas identyfikacji wykrytej emisji (t_i) [s];
 - f) szybkość przeszukiwania pasma częstotliwości (γ) [kHz/s].

2. Każdy wynik poszukiwania i wykrywania krótkofalowych emisji sygnałów elektromagnetycznych jest warunkowany dwoma grupami zmiennych. Jedną z nich stanowią wartości niezależne od organizatorów rozpoznania, drugą — wartości warunkowane względami organizacyjnymi i wykształceniem operatorów. Zarówno jedne, jak i drugie zmienne są powiązane ścisłymi zależnościami, które w sposób jednoznaczny kształtują efekty rozpoznawcze procesu poszukiwania i wykrywania. Dążąc w tym względzie do rozwiązań

² Minimalna liczba zmiennych wystarczająca do fizycznej interpretacji zjawiska.

optymalnych — zdeterminowanych założeniami wynikającymi z przyjętego kryterium celu³ — należy w pierwszej kolejności poznać aktualne wartości zmiennych niezależnych od organizatorów procesu poszukiwania i wykrywania i stosownie do nich kształtować wartości zmiennych warunkowanych ustaleniami organizacyjnymi.

3. Do grupy zmiennych niezależnych od organizatorów procesu poszukiwania i wykrywania należą:

- a) czas trwania emisji sygnału elektromagnetycznego (τ);
- b) gęstość zajętości pasma częstotliwości (μ);
- c) częstość powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach.

Jest to tym samym jednoznaczna sugestią, że kolejny krok w podjętej procedurze badawczej winien być skierowany na badania empiryczne ukierunkowane na ustalenie wartości tych zmiennych — metodą odpowiednio zorganizowanej obserwacji — charakterystycznych dla przestrzeni ograniczonej dostępnością elektromagnetyczną dla rozpoznania radioelektronicznego WP.

4. Do grupy zmiennych zależnych od organizatorów procesu poszukiwania i wykrywania i wyszkolenia operatorów należą:

- a) szerokość pasma poszukiwania i wykrywania przydzielanego na jedno stanowisko (Δf) [kHz];

³ Chodzi o uzyskiwanie lepszych niż dotychczas efektów rozpoznawczych.

- b) czas identyfikacji wykrytej emisji sygnału elektromagnetycznego (t_i) [s];
 - c) szybkość przeszukiwania pasma częstotliwości (γ) [kHz/s].
5. W dokumencie zatytułowanym: „Zbiór norm szkoleniowych pododdziałów rozpoznania radioelektronicznego (sygn. 704/88, wyd. GZSB WP, str. 11 i 23)” widnieją zapisy stwierdzające, że⁴:
- kontrolujący podaje operatorowi pasmo częstotliwości 300 kHz (co odpowiada $\Delta_f = 300$ kHz)⁵
 - w jednym podzakresie;
 - na czas wykonywania normy kontrolujący zapewnia ciągłą pracę radiostacji w kierunku radiowym wymieniających na przemian radiogramy 20-grupowe;
 - co 10 grup radiogram powinien zawierać cechy charakterystyczne, znane operatorowi wykonującemu normę;
 - wykrycie częstotliwości (chodzi o emisje)⁶ przez aparatownie centrum odbiorczego:
 - * 70% — ocena bardzo dobra;
 - * 50% — ocena dobra;
 - * 30% — ocena dostateczna.

Z konfrontacji powyższych zapisów z funkcjami korelacji procesu poszukiwania i wykry-

⁴ Treści zawarte w wymienionym wydawnictwie zostały potraktowane w prowadzonych badaniach jako wykładnia wiedzy kierowniczej kadry na temat organizacji i prowadzenia rozpoznania radioelektronicznego w WP.

⁵ W nawiasie wyjaśnienie autorskie.

⁶ Jak wyżej.

wania (patrz wzory: 1.3 i 1.4) wynika, iż Autorzy wymienionego wcześniej dokumentu (osoby odpowiedzialne za wyszkolenie stanów osobowych WP) byli przekonani, że efekt poszukiwania i wykrywania jest determinowany tylko jedną zmienną, to znaczy szerokością pasma Δ_f . Można jeszcze przypuszczać, że w procesie tym dostrzegali również wpływ czasu identyfikacji emisji t_i na efekt końcowy. Sądząc jednak po treści zapisów, które nieco łączą się z tą problematyką, można przypuszczać, iż nie bardzo wiedzieli, w jakim zakresie zmienna ta wpływa na wynik końcowy. Argumentacją tego jest fakt, iż określając liczbę grup w wymienianych radiogramach i miejsce występowania cechy identyfikacyjnej, nie określili tempa nadawania, a więc najistotniejszej wartości tej zmiennej. Jest zatem oczywiste, że w procesie posiadającym 6 stopni swobody nie można jednoznacznie definiować efektów, jeśli wcześniej zdefiniowano wartość tylko jednej zmiennej. Jest to tym samym częściowy dowód na prawdziwość tych elementów hipotezy roboczej (patrz str. 5), w których stwierdzono, że:

- „...*jest wyraźnie zauważalny brak elementu, który w sposób płynny transformowałby uwarunkowania fizyczno-techniczne na grunt wymagań organizacyjnych...*”;
- „...*wiele obowiązujących ustaleń organizacyjnych nie znajduje logicznego uzasadnienia w zjawiskach fizycznych...*”.

1.2. Badania empiryczne wartości zmiennych występujących w funkcji korelacji procesu poszukiwania i wykrywania

W przestrzeni ograniczonej dostępnością elektromagnetyczną dla krótkofalowego rozpoznania radiowego Wojska Polskiego znajdują się aktualnie emisje charakteryzujące się następującymi właściwościami modulowania⁷:

1. Dwuwstęgowa modulacja amplitudy bez fali nośnej (DSB – SC) polega na tym, że harmoniczna fala nośna $c(t)$ zostaje pomnożona przez funkcję modulującą $m(t)$, która równa jest sygnałowi modulującemu $b(t)$. Rzeczywisty sygnał zmodulowany przyjmuje postać:

⁷ Modulacja polega na uzależnieniu jednego lub więcej parametrów fali nośnej od pierwotnego sygnału modulującego zawierającego wiadomość. Sygnał powstający w wyniku tej operacji nazywa się sygnałem zmodulowanym. Proces modulacji odbywa się w układzie zwanym modulatorem, który stanowi zasadniczy element nadajnika telekomunikacyjnego. Proces polegający na odtworzeniu pierwotnego sygnału modulującego z sygnału odebranego, którego podstawowym składnikiem jest nadany sygnał zmodulowany, nazywa się detekcją lub demodulacją. Ze względu na rodzaje modulowanego parametru fali nośnej rozróżnia się modulacje: amplitudy i kąta fazowego (częstotliwości lub fazy). Ze względu na liczbę modulowanych parametrów sygnału nośnego rozróżnia się modulacje: jednoparametrowe (gdy zmianie ulega tylko jeden parametr fali nośnej) i wieloparametrowe (gdy zmianie ulega kilka parametrów fali nośnej). Ze względu na postać sygnału nośnego rozróżnia się modulacje: z harmoniczną falą nośną i z impulsową falą nośną (modulacje impulsowe). Ze względu na postać sygnału modulującego rozróżnia się modulacje: typu ciągłego (analogowe), gdy sygnał modulujący jest ciągłą funkcją czasu i typu nieciągłego (dyskretne, ziarniste), gdy sygnał modulujący jest dyskretną funkcją czasu. Modulacje typu nieciągłego nazywane są również manipulacjami lub kluczowaniami.

$$S(t) = c(t) m(t)$$

Pasma częstotliwości zajmowane przez sygnał DSB – S.C. jest równe podwojonej wartości maksymalnej częstotliwości F_M zawartej w sygnale modulującym

$$B_0 = 2F_M [\text{Hz}]$$

2. Dwuwstęgowa modulacja amplitudy z pełną falą nośną (AM) charakteryzuje się tym, że sygnał zmodulowany zawiera trzy podstawowe składowe harmoniczne:

- * falę nośną o częstotliwości f_0 ;
- * górną falę boczną o częstotliwości f_0+F ;
- * dolną falę boczną f_0-F .

Szerokość pasma częstotliwości, zajmowanego przez sygnał zmodulowany amplitudowo, wynosi:

$$B_0 = 2F_M [\text{Hz}]$$

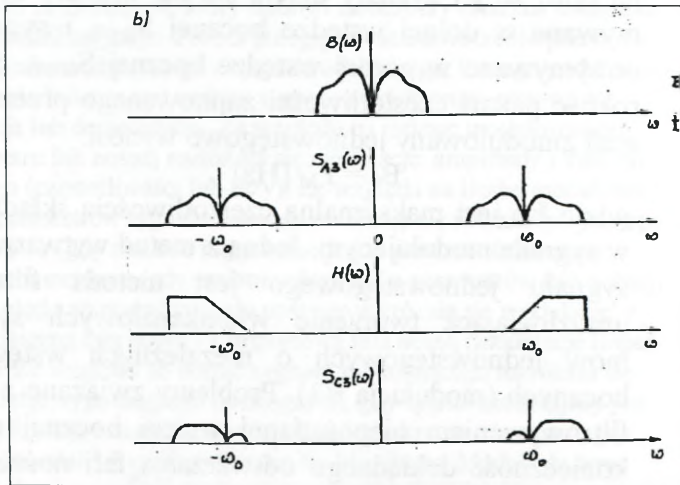
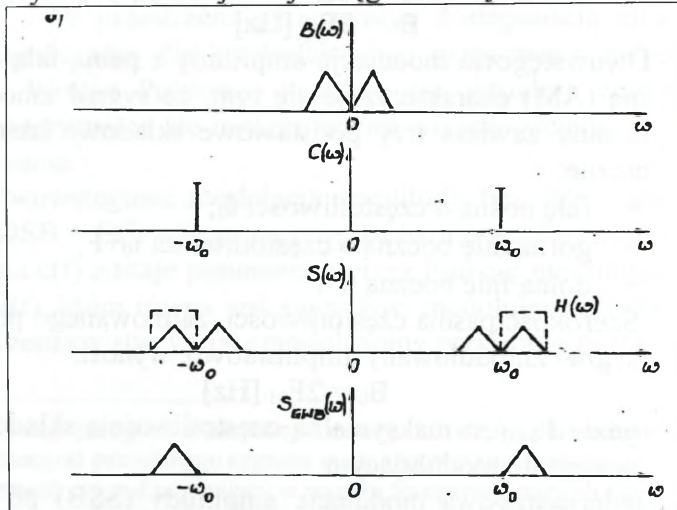
gdzie F_M jest maksymalną częstotliwością składową w sygnale modulującym

3. Jednowstęgowa modulacja amplitudy (SSB) polega na tym, że jej sygnały dzielą się na: sygnały otrzymywane w dolnej wstędze bocznej S_{DWB} i sygnały otrzymywane w górnej wstędze bocznej S_{GWB} . Szerokość pasma częstotliwości zajmowanego przez sygnał zmodulowany jednowstęgowo wynosi:

$$B_0 = F_M [\text{Hz}]$$

gdzie F_M jest maksymalną częstotliwością składową w sygnale modulującym. Jedną z metod wytwarzania sygnału jednowstęgowego jest metoda filtracji umożliwiająca tworzenie wielokanałowych systemów jednowstęgowych o niezależnych wstęgach bocznych (modulacja B3). Problemy związane z odfiltrowywaniem niepożądanego wstęgi bocznej oraz konieczność dokładnego odtwarzania fali nośnej w

odbiorniku powodują, że niekiedy zamiast transmisji jednowstęgowej stasuje się przesyłanie sygnału dwuwstęgowego z pełną falą nośną (A3) o częściowym stłumieniu jednej wstęgi bocznej.



4. Modulacja kąta fazowego (modulacja kątowna) charakteryzuje się tym, że faza funkcji modulującej uzależniona jest od sygnału modulującego. Oznacza to, że w procesie modulacji następuje zmiana kąta fazowego fali nośnej o określoną wielkość zależną od sygnału modulującego. Parametry charakteryzujące modulację kątową to:

- * wskaźnik modulacji, definiowany jako dewiacja fazy β

$$\beta = \begin{cases} kB & \text{przy PM} \\ \frac{kB}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F} & \text{przy FM} \end{cases}$$

gdzie:

Δf — dewiacja częstotliwości;

F — częstotliwość sygnału modulującego.

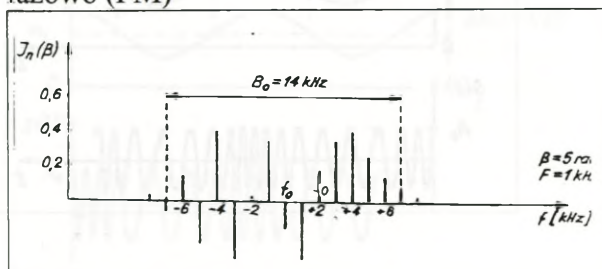
Szerokość pasma dla sygnału PM:

$$B_0 \approx \begin{cases} 2F(\beta + 1) & 1 \leq \beta \leq 4 \\ 2F(\beta + 2) & \beta > 4 \end{cases}$$

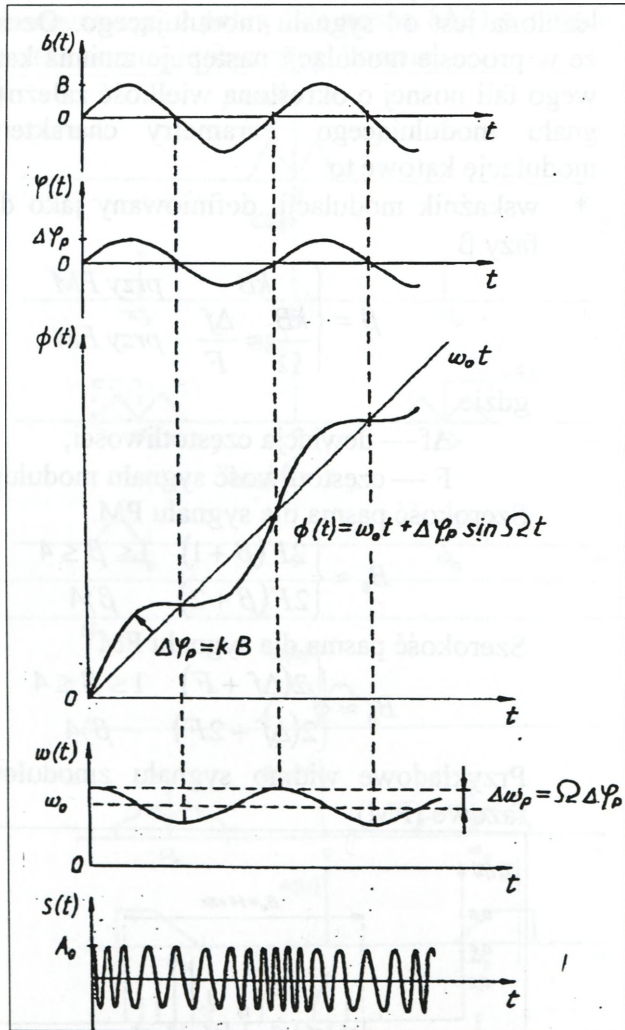
Szerokość pasma dla sygnału FM

$$B_0 \approx \begin{cases} 2(\Delta f + F) & 1 \leq \beta \leq 4 \\ 2(\Delta f + 2F) & \beta > 4 \end{cases}$$

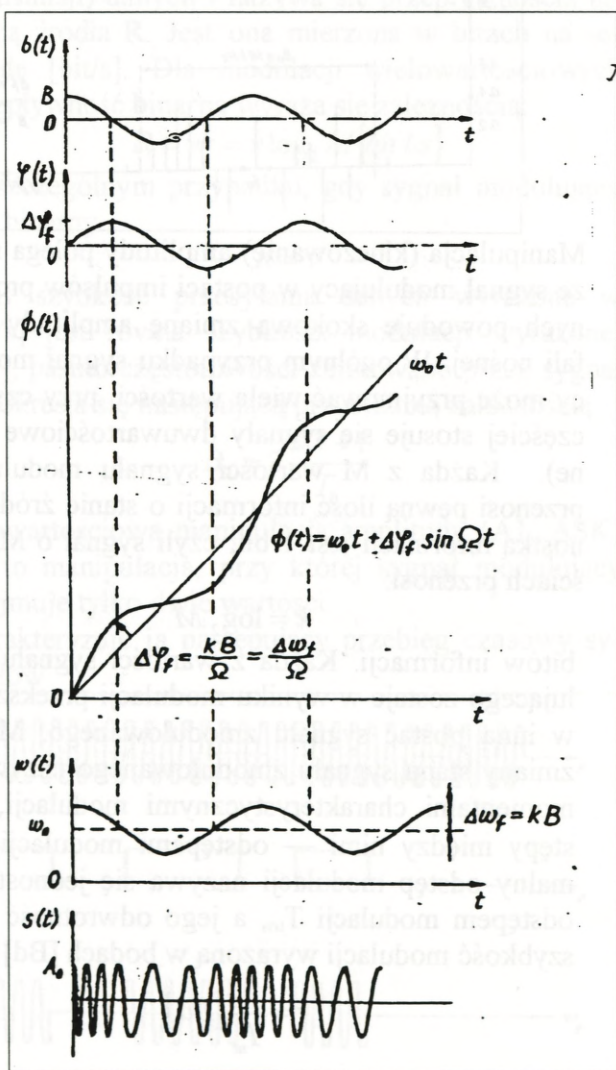
Przykładowe widmo sygnału zmodulowanego fazowo (PM)



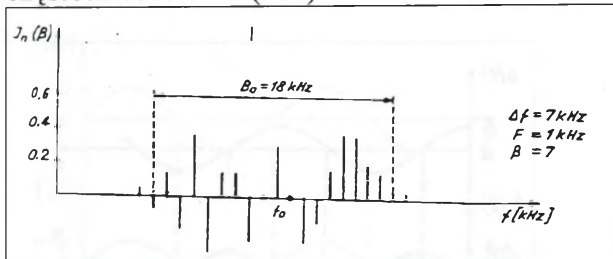
Przebiegi czasowe przy modulacji fazy (PM)



Przebiegi czasowe przy modulacji częstotliwości (FM)



Przykładowe widmo sygnału zmodulowanego częstotliwościowo (FM)



5. Manipulacja (kluczowanie) amplitudy polega na tym, że sygnał modulujący w postaci impulsów prostokątnych powoduje skokową zmianę amplitudy ciągłej fali nośnej. W ogólnym przypadku sygnał modulujący może przyjmować wiele wartości, przy czym najczęściej stosuje się sygnały dwuwartościowe (binarne). Każda z M wartości sygnału modulującego przenosi pewną ilość informacji o stanie źródła. Jednostką informacji jest 1 bit, czyli sygnał o M wartościach przenosi:

$$k = \log_2 M$$

bitów informacji. Każda z wartości sygnału modulującego zostaje w wyniku modulacji przekształcona w inną postać sygnału zmodulowanego. Momenty zmiany stanu sygnału zmodulowanego nazywają się momentami charakterystycznymi modulacji, a odstępy między nimi — odstępami modulacji. Minimalny odstęp modulacji nazywa się jednostkowym odstępem modulacji T_m , a jego odwrotność określa szybkość modulacji wyrażoną w bodach [Bd]

$$v = \frac{1}{T_m} [\text{Bd}]$$

Liczba danych binarnych przesyłanych ze źródła w ciągu jednej sekundy określa szybkość przesyłania (transmisji) danych i nazywa się przepływnością binarną źródła R . Jest ona mierzona w bitach na sekundę [bit/s]. Dla modulacji wielowartościowych przepływność binarna wyraża się zależnością:

$$R = vk = v \log_2 M [\text{bit} / \text{s}]$$

W szczególnym przypadku, gdy sygnał modulujący jest binarny

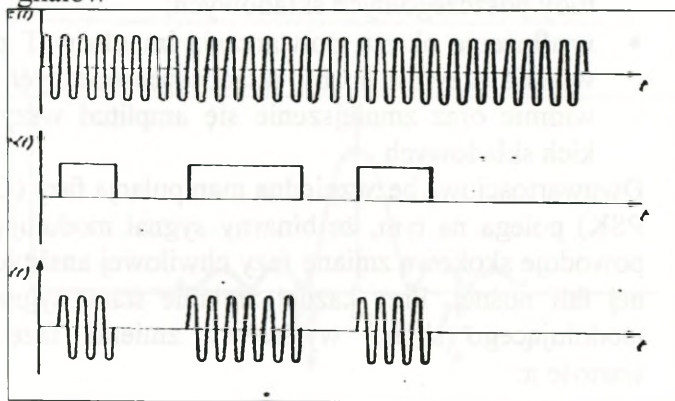
$$R = v$$

czyli szybkość przesyłania danych wyrażona w [bit/s] jest równa szybkości modulacji wyrażonej [Bd], pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnał A1 określa się następującą przybliżoną zależnością:

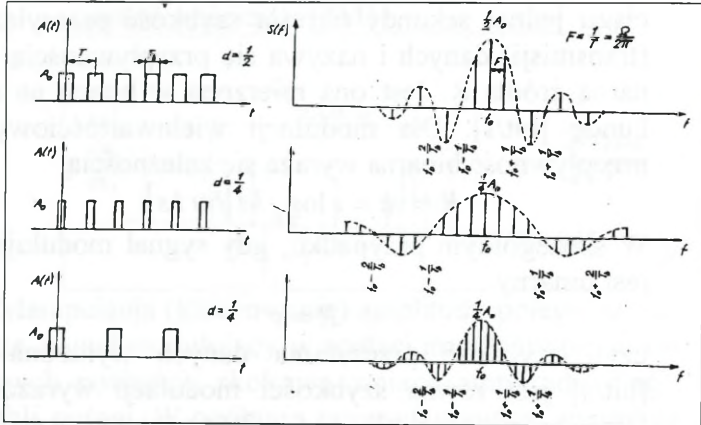
$$B_0 \approx 2 \frac{0,7 \div 1}{T_b}$$

6. Dwuwartościowa manipulacja amplitudy (A1, ASK) jest to manipulacja, przy której sygnał modulujący przyjmuje tylko dwie wartości.

Charakteryzuje ją następujący przebieg czasowy sygnałów



i następujące widmo sygnałów:



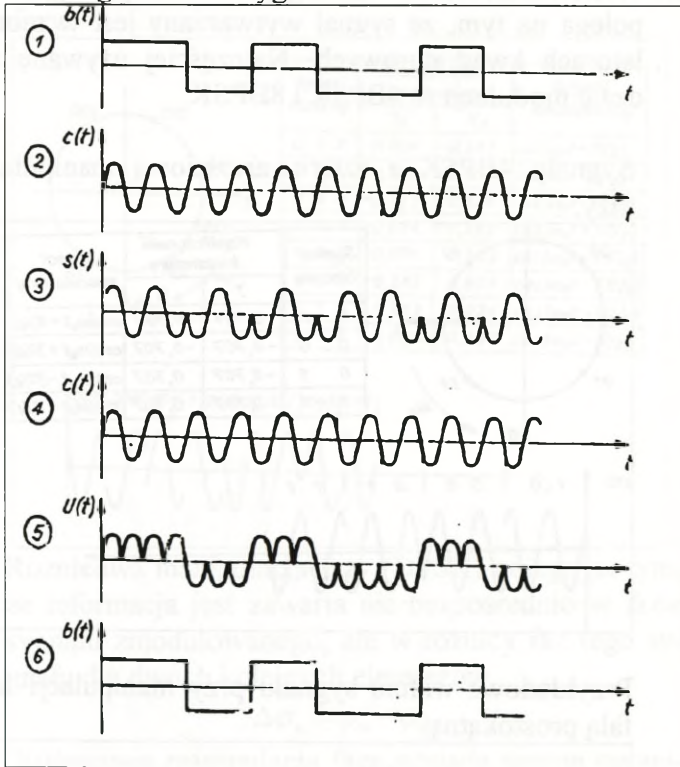
gdzie d jest to współczynnik wypełnienia i wyraża się:

$$d = \frac{T_b}{T}$$

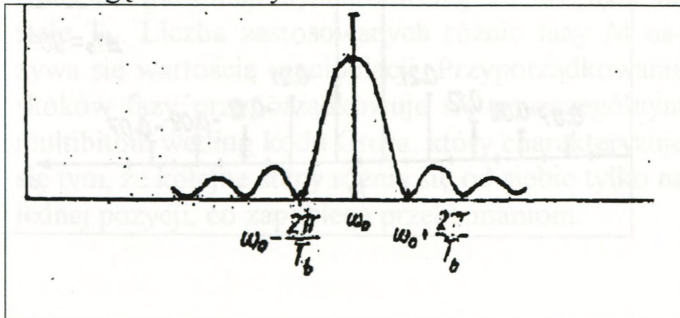
Wpływ czasu trwania impulsów T_b oraz T na widmo A_1 :

- * skracanie czasu trwania impulsów T_b powoduje poszerzenie się widma oraz zmniejszenie amplitudy poszczególnych składowych;
 - * wydłużenie okresu powtarzania impulsów T powoduje przyrost liczby składowych bocznych w widmie oraz zmniejszenie się amplitud wszystkich składowych.
7. Dwuwartościowa bezwzględna manipulacja fazy (G1, PSK) polega na tym, że binarny sygnał modulujący powoduje skokową zmianę fazy chwilowej analitycznej fali nośnej. Przy każdej zmianie stanu sygnału modulującego sygnał wyjściowy zmienia fazę o wartość π .

Przebiegi czasowe sygnałów:

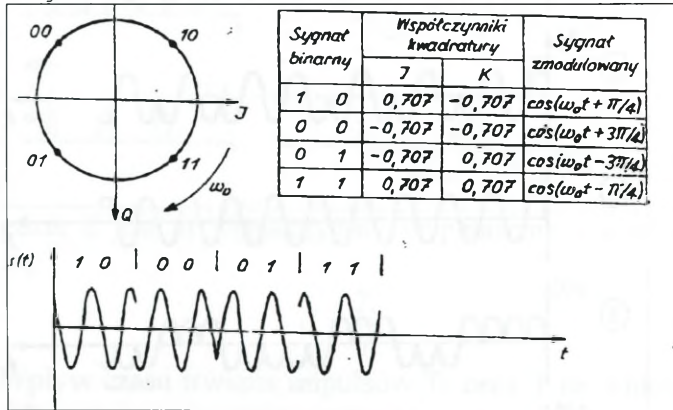


Widmo gęstości mocy:

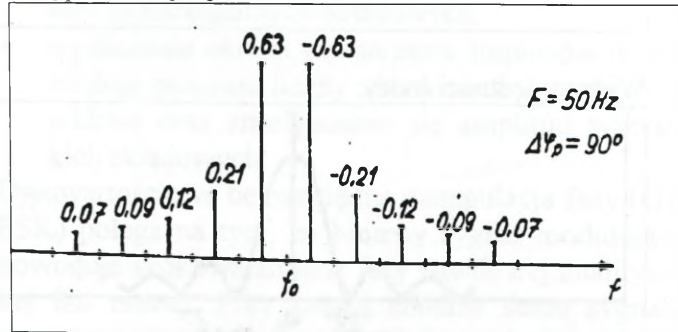


8. Wielowartościowa bezwzględna manipulacja fazy polega na tym, że sygnał wytwarzany jest w modulatorach kwadraturowych. Najczęściej używane rodzaje modulacji to 4BPSK i 8BPSK.

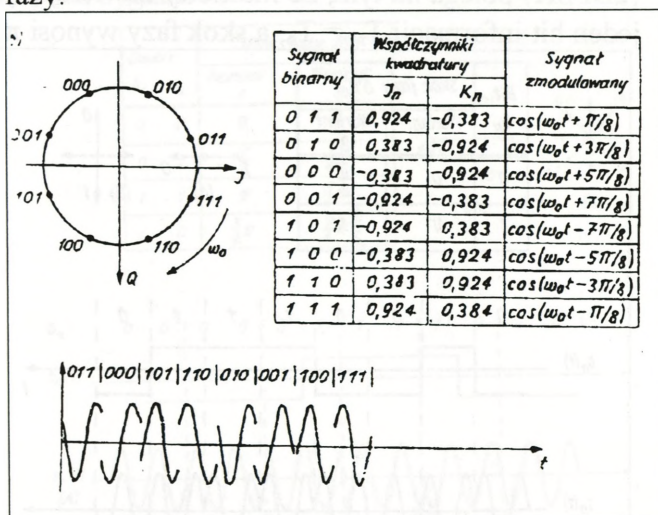
Sygnaly 4BPSK z czterowartościową manipulacją fazy:



Przykładowe widmo sygnału przy manipulacji fazy falą prostokątną:



Sygnaly 8BPSK z ośmiowartościową manipulacją fazy:

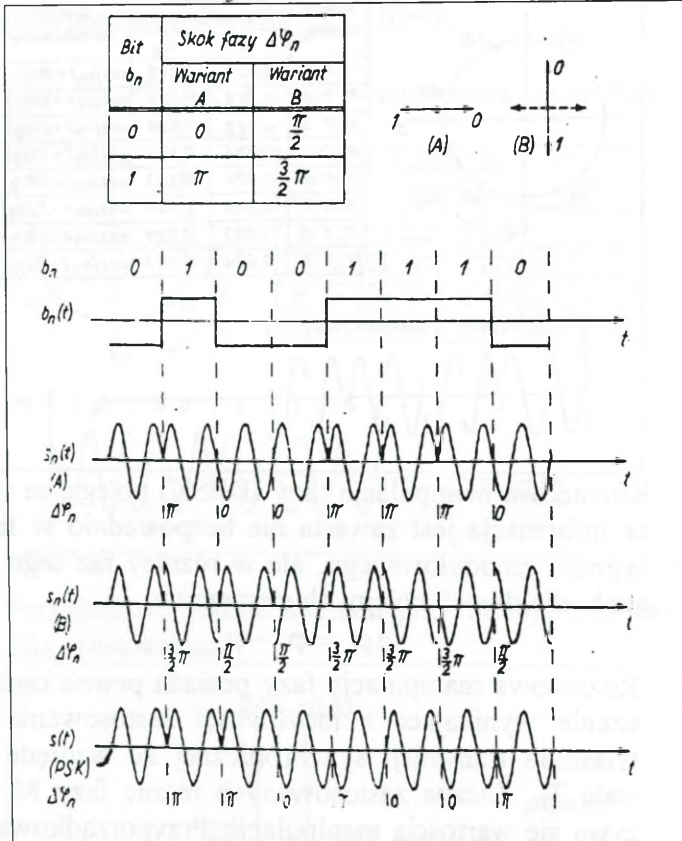


9. Różnicowa manipulacja fazy (DPSK) polega na tym, że informacja jest zawarta nie bezpośrednio w fazie sygnału zmodulowanego, ale w różnicy faz tego sygnału dla dwóch kolejnych elementów.

$$\Delta\varphi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$$

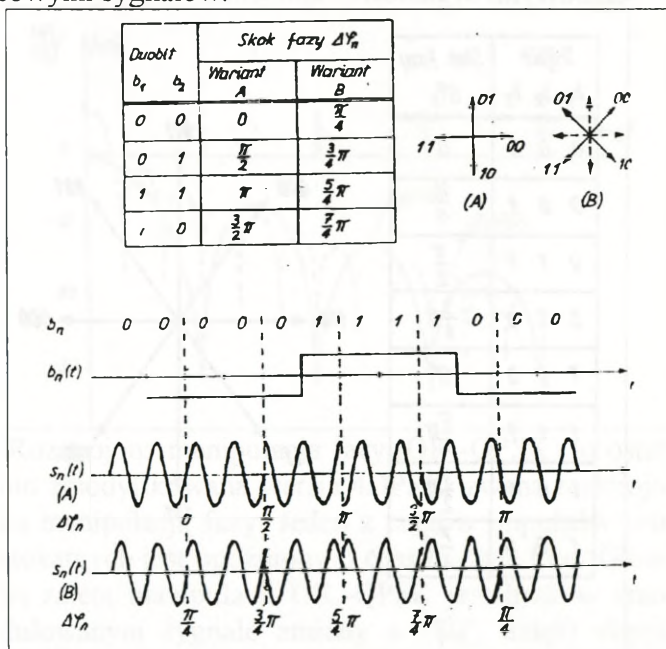
Różnicowa manipulacja fazy posiada pewne ograniczenie wynikające z możliwości zastosowania jej tylko do transmisji synchronicznej ze względu na stałe T_m . Liczba zastosowanych różnic fazy M nazywa się wartością manipulacji. Przyporządkowanie skoków fazy przyporządkowuje się poszczególnym multibitom według kodu Greya, który charakteryzuje się tym, że kolejne stany różnią się od siebie tylko na jednej pozycji, co zapobiega przekłamaniam.

10. Dwuwartościowa różnicowa manipulacja fazy (2DPSK) polega na tym, że multibity zawierają tylko jeden bit informacji $T_m = T_b$, a skok fazy wynosi π .



11. Czterowartościowa różnicowa manipulacja fazy (4DPSK) polega na tym, że multibity zawierają po dwa bity informacji $T_m = 2T_b$. Oznacza to, że przy tej samej szybkości w kanale dane mogą być pobierane z dwukrotną prędkością lub z taką samą prędkością, lecz z dwóch niezależnych źródeł. Manipulacja ta

charakteryzuje się następującymi przebiegami czasowymi sygnałów:

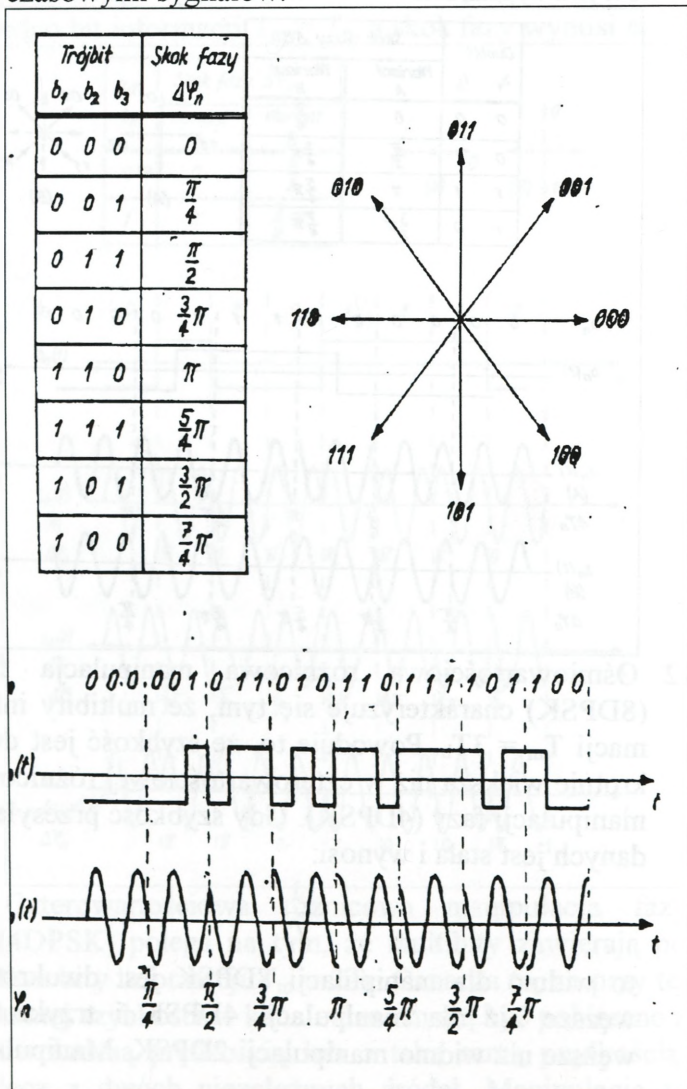


12. Ośmiowartościowa różnicowa manipulacja fazy (8DPSK) charakteryzuje się tym, że multibity informacji $T_m = 3T_b$. Powoduje to, że szybkość jest dwukrotnie większa niż w czterowartościowej różnicowej manipulacji fazy (4DPSK). Gdy szybkość przesyłania danych jest stała i wynosi:

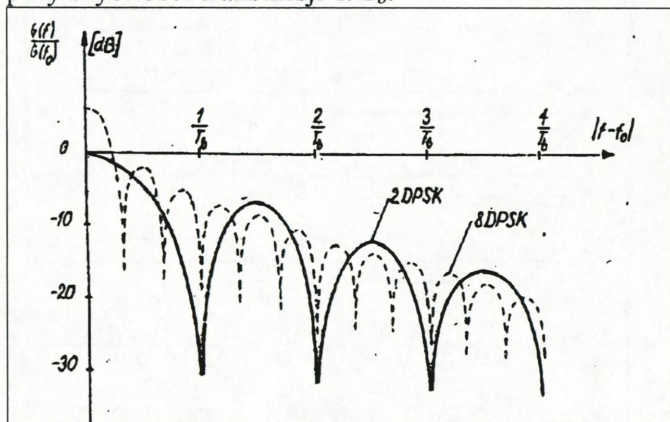
$$\frac{1}{T_b}$$

to widmo dla manipulacji 8DPSK jest dwukrotnie węższe niż dla manipulacji 4DPSK i trzykrotnie węższe niż widmo manipulacji 2DPSK. Manipulacja

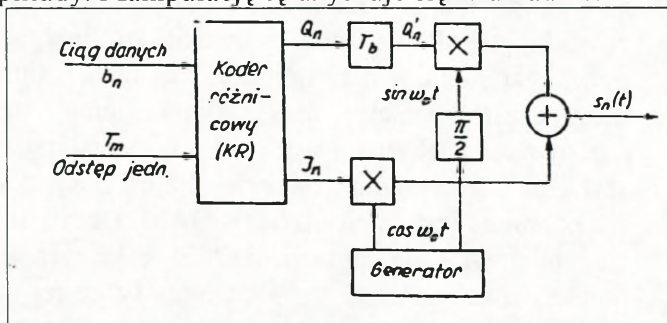
ta charakteryzuje się następującymi przebiegami czasowymi sygnałów:



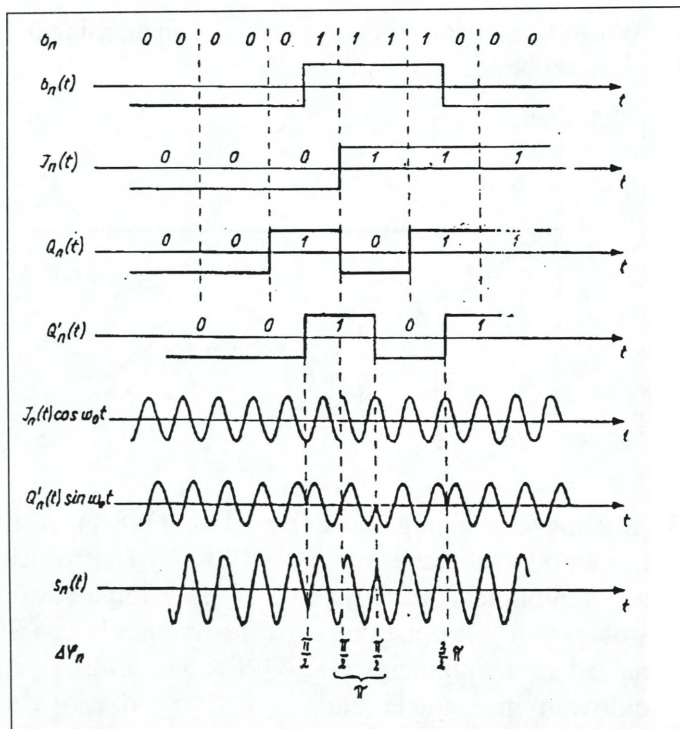
Widmo gęstości mocy sygnałów z manipulacją fazy przy szybkości transmisji $1/T_b$:



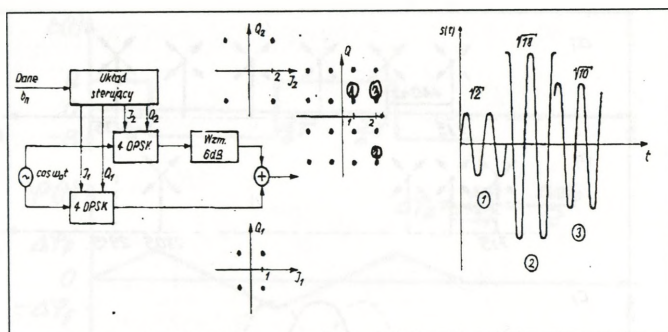
13. Rozstrojona manipulacja fazy (OK.-QPSK) to ostatnio zmodyfikowana wersja 4DPSK, zwana rozstrojoną manipulacją fazy. Jeden z ciągów impulsów prostokątnych jest opóźniony o czas trwania bitu. Główną zaletą manipulacji OK.-QPSK jest brak w zmodulowanym sygnale zmiany o 180° , dzięki czemu mniejszy jest poziom pasożytniczej modulacji amplitudy. Manipulację tę uzyskuje się w układzie:



a sygnały charakteryzują się następującymi przebiegami czasowymi:



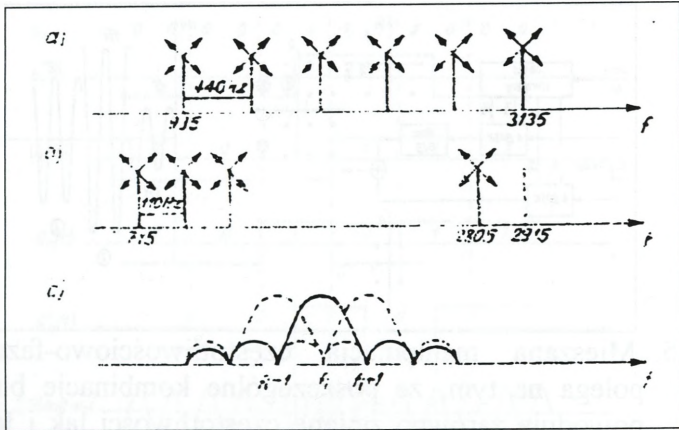
14. Mieszana manipulacja amplitudowo-fazowa polega na tym, że binarne kombinacje sygnału modulującego powodują skokową zmianę dwóch lub wszystkich trzech parametrów harmonicznej fali nośnej (amplitudy, częstotliwości i fazy). Dzięki temu istnieje możliwość zwiększenia wartościowości manipulacji i szybkości przesyłania danych. Najbardziej rozpowszechniona jest manipulacja 16QAM, która jest złożeniem dwóch manipulacji 4DPSK, z których jedna podlega dwukrotnemu wzmocnieniu. Istotę tej manipulacji odzwierciedla następujący układ wytwarzania sygnału i następujący przebieg czasowy tego sygnału:



15. Mieszana manipulacja częstotliwościowo-fazowa polega na tym, że poszczególne kombinacje bitów powodują zarówno zmianę częstotliwości jak i fazy. Przykładami są manipulacje „KINEPLEX” w wersji 6-cio częstotliwościowej i „KINEPLEX” w wersji 20-to częstotliwościowej. Przy manipulacji w wersji 6-cio częstotliwościowej, sześć częstotliwości podnośnych od 935 do 3135 Hz występuje co 410 Hz. Każda z podnośnych podlega cztero- lub ośmiowartościowej manipulacji BPSK z $v=300$ Bd. Przy manipulacji w wersji 20-to częstotliwościowej, dwadzieścia częstotliwości podnośnych od 715 do 2805 Hz występuje co 110 Hz. Każda z podnośnych podlega czterowartościowej manipulacji fazy z dwóch niezależnych źródeł. Charakterystyczne jest przy tym, że w obu systemach zastosowano ortogonalne odstępy częstotliwości

$$D = \frac{1}{T_m}$$

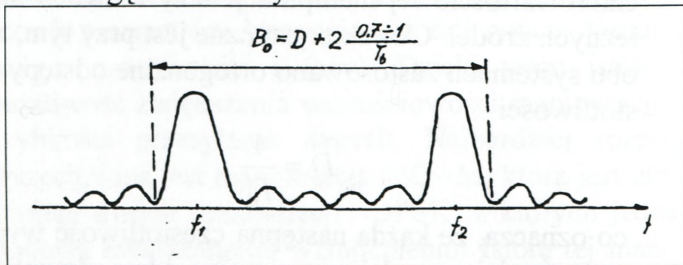
co oznacza, że każda następna częstotliwość wypada w tym miejscu, gdzie zeruje się widmo skoncentrowane przy częstotliwościach poprzednich. Istotę tych manipulacji można zobrazować następująco:



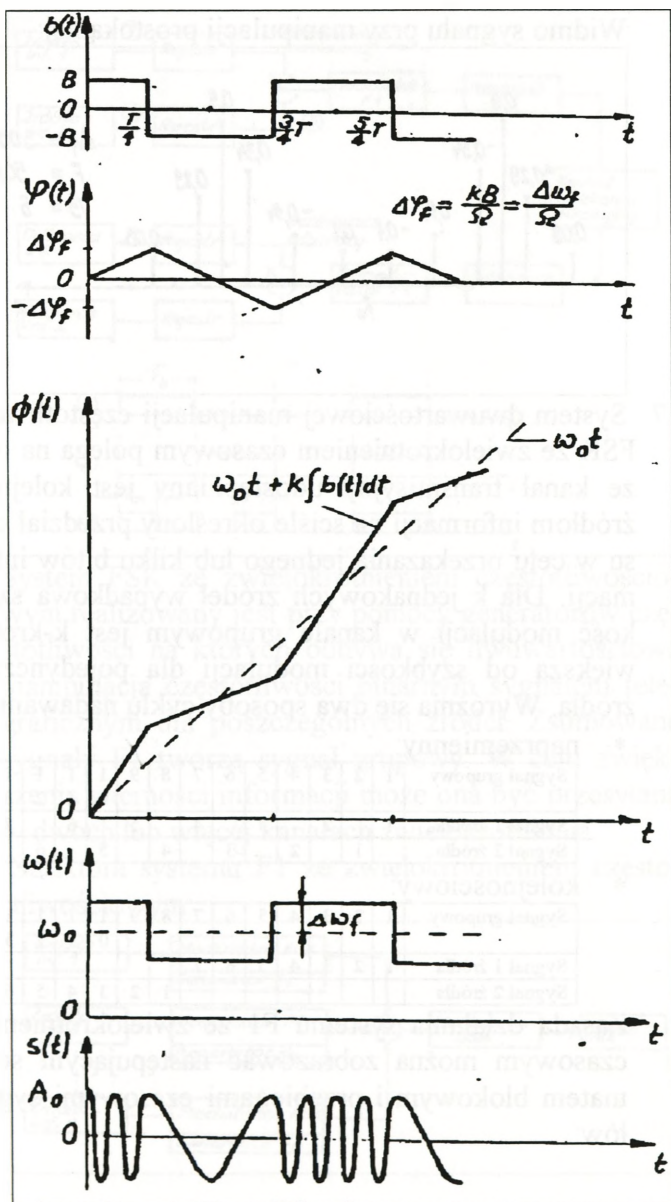
gdzie:

1. przedstawia wersję 6-cio częstotliwościową;
 2. przedstawia wersję 20-to wartościową;
 3. przedstawia zasadę doboru ortogonalnego odstępu częstotliwości.
16. Dwuwartościowa manipulacja częstotliwości (F1, FSK) polega na tym, że binarny sygnał modulujący powoduje skokową zmianę częstotliwości analitycznej fali nośnej. Manipulację tę charakteryzują:

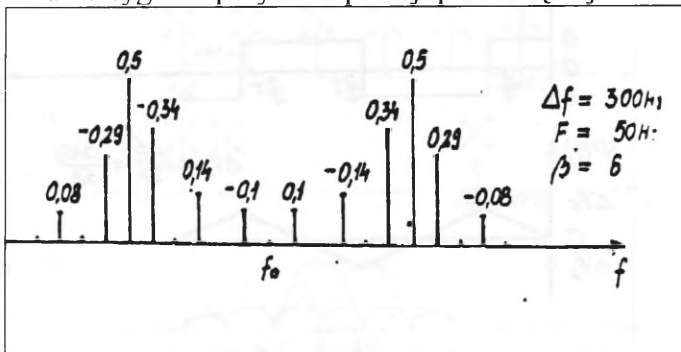
Widmo gęstości mocy:



Przebiegi czasowe sygnałów:



Widmo sygnału przy manipulacji prostokątnej:



17. System dwuwartościowej manipulacji częstotliwości FSK ze zwielokrotnieniem czasowym polega na tym, że kanał transmisyjny udostępniany jest kolejnym źródłem informacji na ściśle określony przedział czasu w celu przekazania jednego lub kilku bitów informacji. Dla k jednakowych źródeł wypadkowa szybkość modulacji w kanale grupowym jest k -krotnie większa od szybkości modulacji dla pojedynczego źródła. Wyróżnia się dwa sposoby cyklu nadawania:

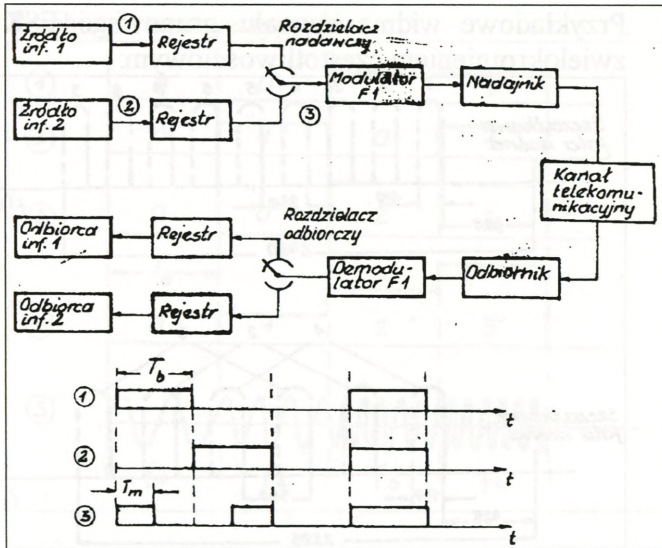
* **naprzemienny:**

Sygnal grupowy	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	1	1	1	1
Sygnal 1 źródła	1		2		3		4		5	0	1	2	3	4
Sygnal 2 źródła		1		2		3		4		5		6		7

* **kolejnościowy:**

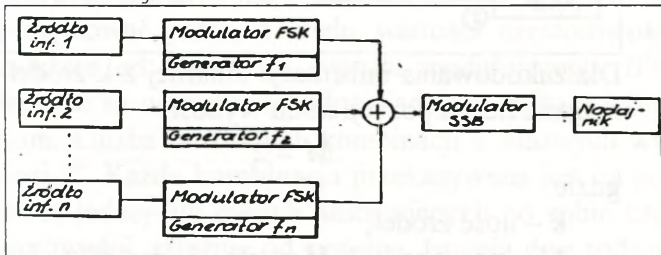
Sygnal grupowy	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	1	1	1	1
Sygnal 1 źródła	1	2	3	4	5	6	7			0	1	2	3	4
Sygnal 2 źródła								1	2	3	4	5	6	7

Zasada działania systemu F1 ze zwielokrotnieniem czasowym można zobrazować następującym schematem blokowym i przebiegami czasowymi sygnałów:

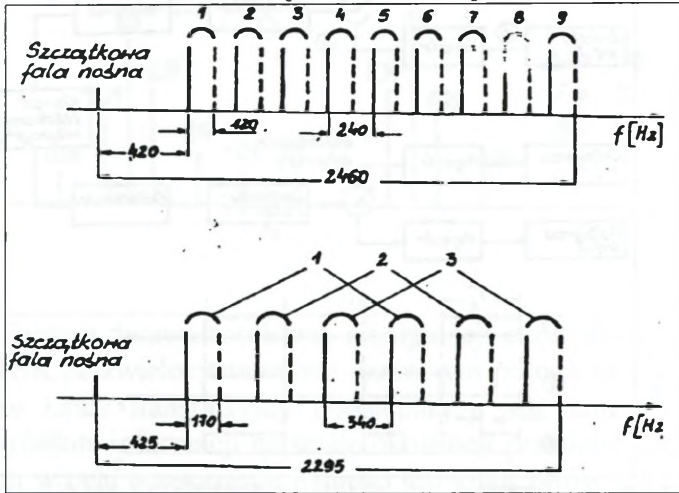


18. System FSK ze zwielokrotnieniem częstotliwościowym realizowany jest przy pomocy generatorów częstotliwości na których odbywa się dwuwartościowa manipulacja częstotliwości binarnym sygnałem telegraficznym dla poszczególnych źródeł. Zsumowane sygnały F1 tworzą sygnał grupowy. W celu zwiększenia wierności informacji może ona być przesyłana w dwóch lub więcej kanałach zwielokrotnienia.

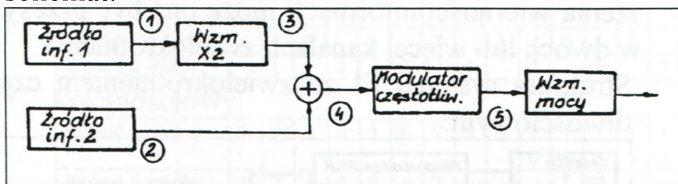
Struktura systemu F1 ze zwielokrotnieniem częstotliwościowym:



Przykładowe widma sygnału grupowego FSK ze zwielokrotnieniem częstotliwościowym:



19. System FSK ze zwielokrotnieniem pozycyjnym polega na tym, że realizuje się jednocześnie kodowanie kilku niezależnych informacji binarnych z różnych źródeł, przy pomocy kodu wielopozycyjnego. Jego ideę funkcjonalną w części nadawczej odzwierciedla schemat:



Dla zakodowania informacji binarnej z k źródeł wymagana liczba pozycji kodu wynosi:

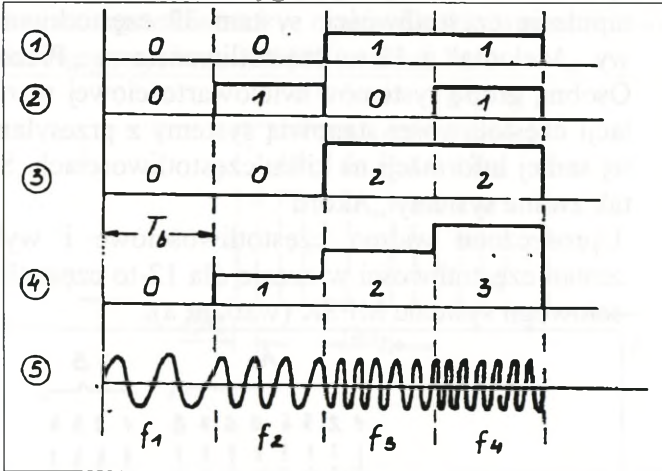
$$M = 2^k$$

gdzie:

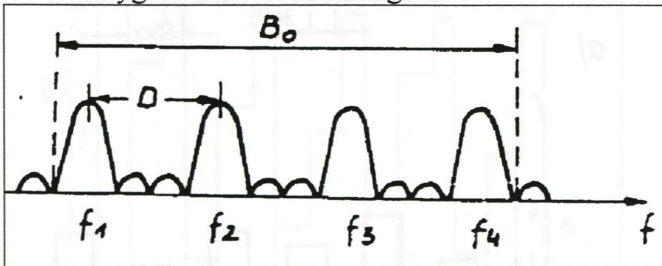
k – ilość źródeł;

M – wymagana ilość wartości częstotliwości.

Przebiegi czasowe sygnałów:



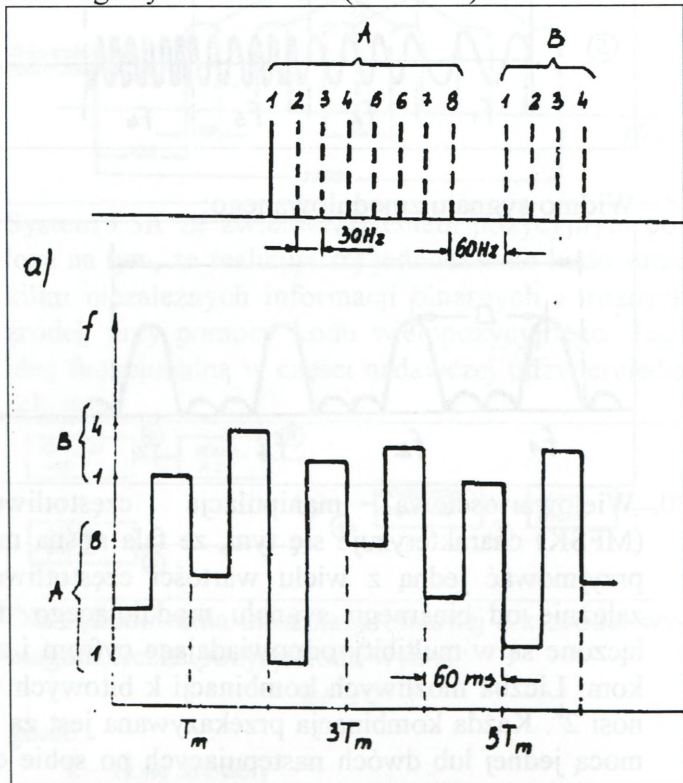
Widmo sygnału zmodulowanego:



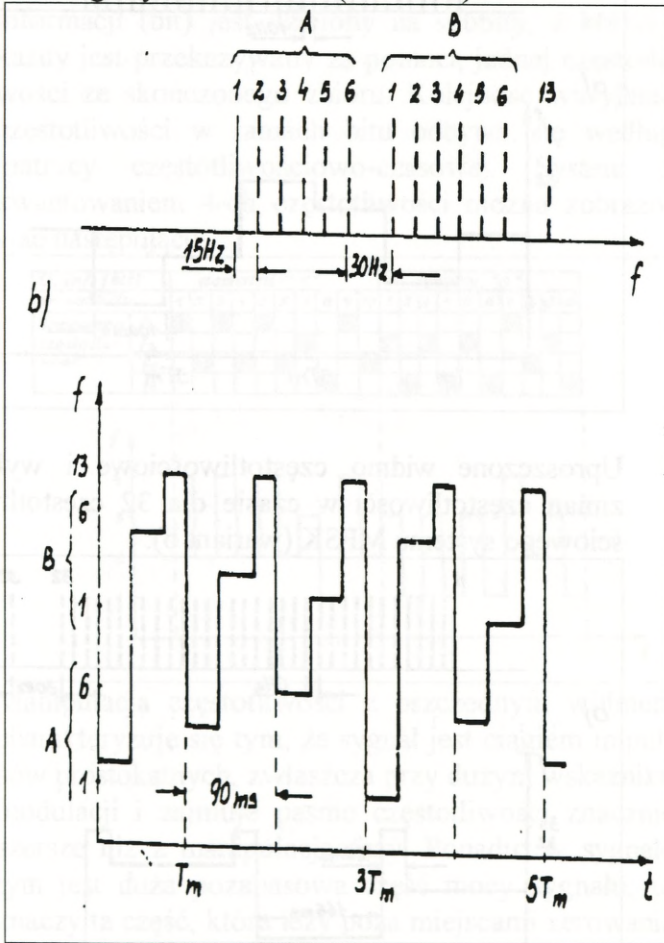
20. Wielowartościowa manipulacja częstotliwości (MFSK) charakteryzuje się tym, że fala nośna może przyjmować jedną z wielu wartości częstotliwości zależnie od binarnego sygnału modulującego. Bity łączone są w multibity odpowiadające cyfrom i znakom. Liczba możliwych kombinacji k bitowych wynosi 2^k . Każda kombinacja przekazywana jest za pomocą jednej lub dwóch następujących po sobie częstotliwości, zależnie od systemu. Istnieją dwa rodzaje

systemów wykorzystujących wielowartościową manipulację częstotliwości: system 32 częstotliwościowy „Melodia” i 12-to częstotliwościowy „Piccolo”. Osobną grupę systemów wielowartościowej manipulacji częstotliwości stanowią systemy z przesyłaniem tej samej informacji na kilku częstotliwościach. Są to tak zwane systemy „Akord”.

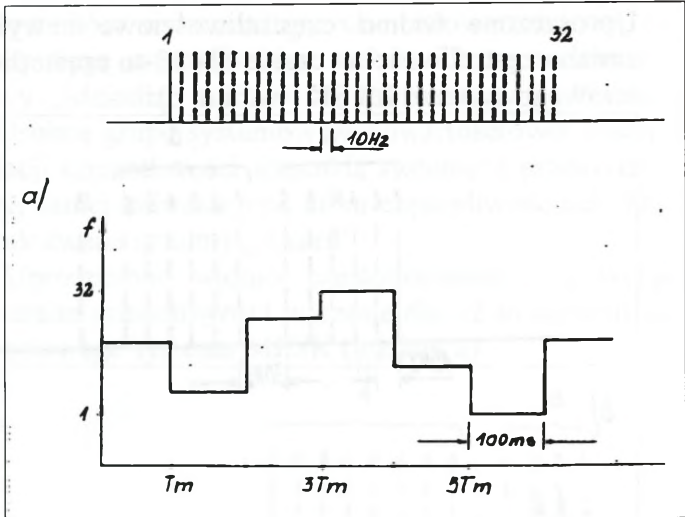
Uprozczone widmo częstotliwościowe i wykres zmian częstotliwości w czasie dla 12-to częstotliwościowego systemu MFSK (wariant a):



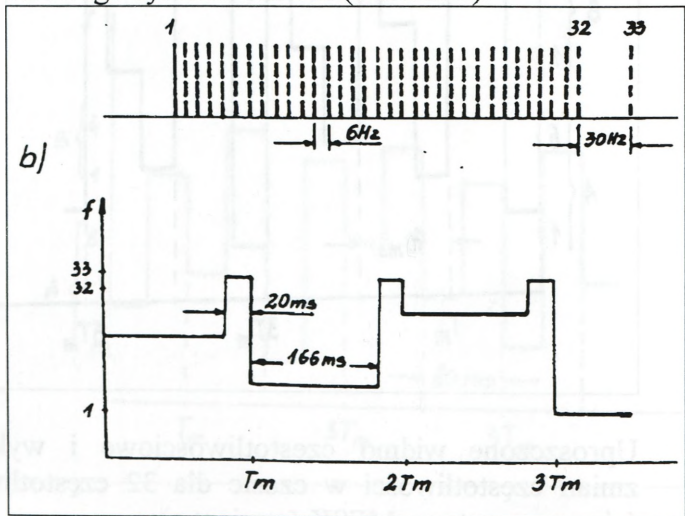
Uprozczone widmo częstotliwościowe i wykres zmian częstotliwości w czasie dla 12-to częstotliwościowego systemu MFSK (wariorant b):



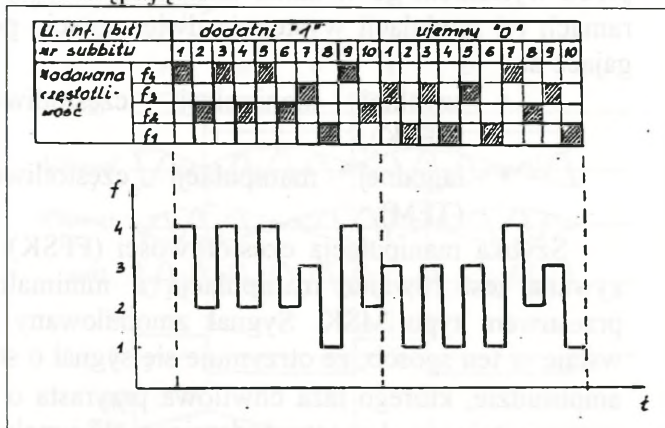
Uprozczone widmo częstotliwościowe i wykres zmian częstotliwości w czasie dla 32 częstotliwościowego systemu MFSK (wariorant a):



Uprozczone widmo częstotliwościowe i wykres zmian częstotliwości w czasie dla 32 częstotliwościowego systemu MFSK (wariant b):



21. Kwantowana manipulacja częstotliwości jest stosowana w krótkofalowych kanałach radiofonicznych gdzie występuje zjawisko wielodrożności. Element informacji (bit) jest dzielony na subbity, z których każdy jest przekazywany za pomocą jednej częstotliwości ze skończonego zbioru. Kolejność wysyłania częstotliwości w ramach bitu odbywa się według matrycy częstotliwościowo-czasowej. System z kwantowaniem 4-ch częstotliwości można zobrazować następująco:

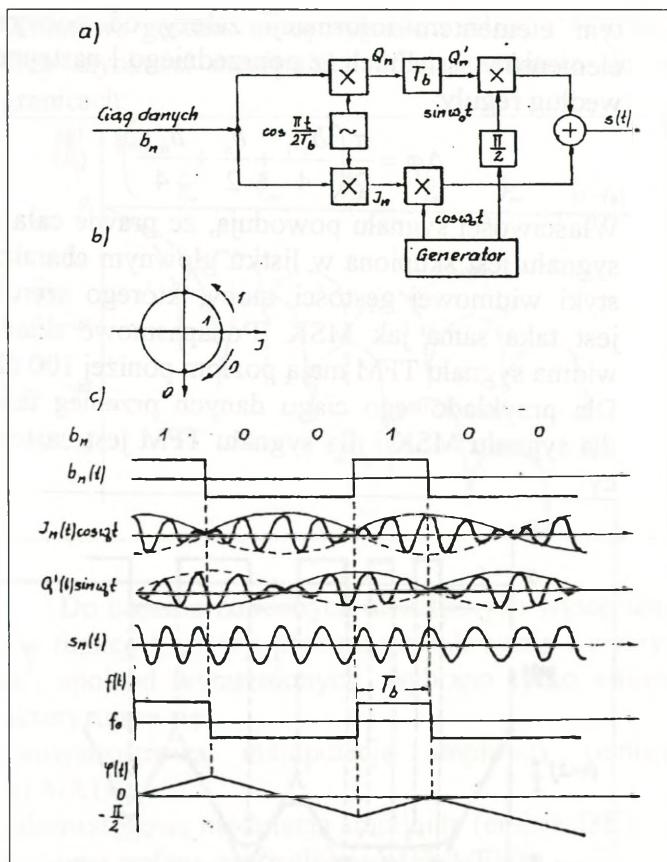


22. Manipulacja częstotliwości z oszczędnym widmem charakteryzuje się tym, że sygnał jest ciągiem impulsów prostokątnych, zwłaszcza przy dużym wskaźniku modulacji i zajmuje pasmo częstotliwości znacznie szersze niż z manipulacją fazy. Ponadto w sygnale tym jest duża pozapasowa część mocy sygnału, to znaczy ta część, która leży poza miejscami zerowania się widma sygnału leżącymi najbliższymi częstotliwościami znamionnymi. W celu lepszego skoncentrowania widmowej gęstości mocy sygnału przy częstotliwości fali nośnej oraz zmniejszenia pozapasowej części

mocy sygnału odbywa się kształtowanie sygnału modulującego do postaci impulsów o łagodnych zboczach i kodowanie modulacyjne binarnego sygnału modulującego. Obydwa procesy powodują złagodzenie przebiegu fazy w sygnale zmodulowanym, co z kolei prowadzi do lepszego skoncentrowania widma sygnału i obniżenia poziomu tych składowych, które leżą poza pasmem. Pozwala to na znaczne uproszczenie procesu filtracji sygnału zmodulowanego przed wysłaniem go w kanał telekomunikacyjny. W ramach tej modulacji występują dwie mutacje polegające na:

- * szybkiej manipulacji częstotliwości (FFSK);
- * łagodnej manipulacji częstotliwości (TFM).

Szybka manipulacja częstotliwości (FFSK) nazywana jest również manipulacją z minimalnym przesuwem typu MSK. Sygnał zmodulowany powstaje w ten sposób, że otrzymuje się sygnał o stałej amplitudzie, którego faza chwilowa przyrasta o $\pi/2$ w czasie trwania elementu dodatniego „1” i maleje o $\pi/2$ w czasie trwania elementu ujemnego „0”. W tym celu wykorzystywany jest następujący układ modulacyjny, a stany sygnałów i ich przebiegi czasowe kształtują się według reguły:



gdzie:

- a – schemat blokowy modulatora;
- b – wykres stanów sygnałów;
- c – przebiegi czasowe sygnałów.

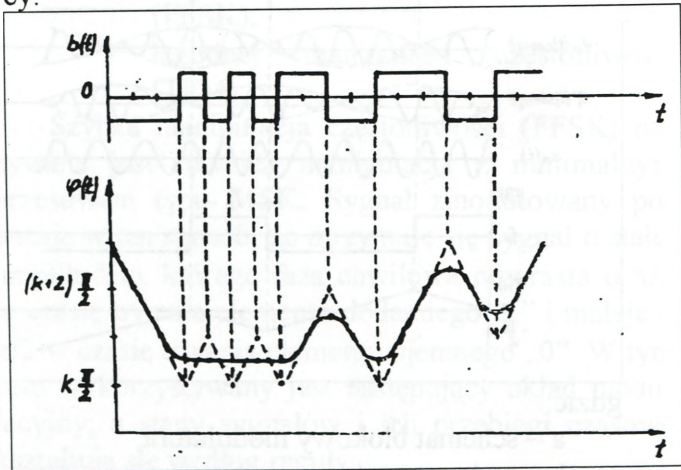
Łagodna manipulacja częstotliwości (TFM) polega na przekodowaniu danych wejściowych w taki sposób, aby uzyskać łagodniejszy przebieg fazy niż w konwencjonalnej MSK. Przy modulacji TFM przyrost fazy sygnału zmodulowanego n-

tym elementem informacji zależy od polaryzacji elementów sąsiednich (z poprzedniego i następnego) według reguły:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} \left(\frac{b_{n-1}}{4} + \frac{b_n}{2} + \frac{b_{n+1}}{4} \right)$$

Właściwości sygnału powodują, że prawie cała moc sygnału jest skupiona w listku głównym charakterystyki widmowej gęstości mocy, którego szerokość jest taka sama jak MSK. Pozapasmowe składowe widma sygnału TFM mają poziom poniżej 100 dB.

Dla przykładowego ciągu danych przebieg fazowy dla sygnału MSK i dla sygnału TFM jest następujący:

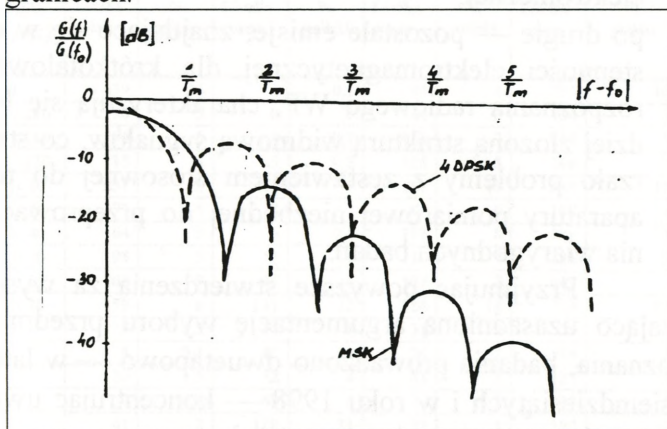


gdzie:

linia przerywana odzwierciedla przebieg fazy dla sygnału MSK;

linia ciągła odzwierciedla przebieg fazy dla sygnału TFM.

Widmowa gęstość mocy sygnałów MSK i 4DPSK, przy szybkości manipulacji $1/T_m$, kształtuje się w granicach:



Do badania zmiennych niezależnych występujących w funkcji korelacji procesu poszukiwania i wykrywania⁸, spośród wymienionych, wybrano tylko emisje charakteryzujące się:

- 1) dwuwartościową manipulacją amplitudy (emisja A1A/A1B);
- 2) jednowstęgową modulacją amplitudy (emisja J3E);
- 3) skokową zmianą częstotliwości (F1A/F1B).

Pozostałych emisji nie badano z dwóch względów:

- * po pierwsze — wyróżnione wyżej emisje, jako przedmioty poznania (badań), są wykorzystywane z największą intensywnością w pasmie krótkofalowym

⁸ Chodzi o ustalenie: czasu trwania emisji sygnału elektromagnetycznego (τ); gęstości zajęcia pasma częstotliwości (μ); częstości powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach

i z tego też względu przyjęto je za najbardziej reprezentatywne przy ustalaniu (badaniu) sytuacji radioelektronicznej;

- * po drugie — pozostałe emisje, znajdujące się w dostępności elektromagnetycznej dla krótkofalowego rozpoznania radiowego WP, charakteryzują się bardziej złożoną strukturą widmową sygnałów, co stwarzało problemy z zestawieniem stosownej do tego aparatury pomiarowej niezbędnej do przeprowadzenia wiarygodnych badań.

Przyjmując powyższe stwierdzenia za wystarczająco uzasadnioną argumentację wyboru przedmiotu poznania, badania prowadzono dwuetapowo — w latach osiemdziesiątych i w roku 1998 — koncentrując uwagę na trzech następujących parametrach:

- * czasie trwania jednorazowych emisji sygnałów elektromagnetycznych;
- * częstotliwości powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach;
- * gęstości zajętości pasma częstotliwości;

które w funkcji korelacji występują jako zmienne niezależne od organizatorów procesu poszukiwania i wykrywania. W następstwie powyższego uzyskano następujące efekty:

- * W zakresie trwania jednorazowych emisji sygnałów elektromagnetycznych występujących w geofizycznym otoczeniu Rzeczypospolitej Polskiej (tab. 1.1. i 1.2).

Tab. 1.1. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Czas trwania seansu łączności [s]	Rodzaj emisji						Razem	
	A1A/A1B		J3E		F1A/F1B			
	Liczba seans.	% próbki	Liczba seans.	% próbki	Liczba seans.	% próbki	Liczba seans.	% próbki
$\tau \geq 300$	639	34	1	0,1	94	6	734	16
$300 > \tau \geq 240$	90	5	0	0	44	3	134	3
$240 > \tau \geq 180$	96	5	4	0,3	116	7	216	5
$180 > \tau \geq 120$	115	6	3	0,2	128	8	246	5
$120 > \tau \geq 60$	237	12	15	1	287	18	539	11
$60 > \tau \geq 50$	71	4	8	1	89	6	168	4
$50 > \tau \geq 40$	64	3	6	0,4	119	8	189	4
$40 > \tau \geq 30$	98	5	12	1	116	7	226	5
$30 > \tau \geq 20$	165	9	46	4	107	7	318	7
$20 > \tau \geq 10$	159	8	131	12	224	14	514	10
$\tau = 9$	5	0,3	14	1	31	2	50	1
$\tau = 8$	8	0,4	42	3	36	2	86	2
$\tau = 7$	30	1,5	52	4	43	3	125	3
$\tau = 6$	7	0,4	68	6	36	2	111	2
$\tau = 5$	41	2	128	11	21	1	190	4
$\tau = 4$	9	0,4	209	17	37	2	255	5
$\tau = 3$	31	2	266	22	38	2	335	7
$\tau = 2$	37	2	197	16	32	2	266	6
$\tau = 1$	0	0	0	0	0	0	0	0
Wielkość badanej próbki	1902	100	1202	100	1598	100	4702	100

Wniosek

Z powyższej tabeli wynika, że w latach osiemdziesiątych 50% emisji sygnałów elektromagnetycznych, znajdujących się w dostępności dla rozpoznania radioelektronicznego Wojska Polskiego, było realizowane w czasie od 2 do 40 sekund. Druga połowa emisji była realizowana w czasie znacznie dłuższym. Stwierdzono przy tym, że emisje dłużej trwające były przede wszystkim następstwem realizacji procesów szkolno-treningowych dla obsługi urządzeń łączności. Wynika z tego, iż w sferze głównego zainteresowania rozpoznawczego winny się znajdować emisje trwające od 2 do 40 sekund.

Tab. 1.2. Wyniki badań z roku 1998

Czas trwania seansu łączności [s]	Rodzaj emisji						Razem	
	A1A/A1B		J3E		F1A/F1B		Liczba seansów	% próbki
	Liczba seansów	% próbki	Liczba seansów	% próbki	Liczba seansów	% próbki		
$\tau \geq 300$	128	10,5	0	0	64	4,5	192	5,5
$300 > \tau \geq 240$	131	10,7	0	0	68	4,6	199	5,7
$240 > \tau \geq 180$	117	9,6	0	0	73	5	190	5,4
$180 > \tau \geq 120$	151	12,4	2	0,3	91	6,2	244	7
$120 > \tau \geq 60$	103	8,4	9	1,1	181	12,3	293	8,4
$60 > \tau \geq 50$	63	5,2	6	0,7	119	8,1	188	5,5
$50 > \tau \geq 40$	91	7,5	9	1,1	163	11,1	263	7,6
$40 > \tau \geq 30$	88	7,1	28	3,5	173	11,6	289	8,5
$30 > \tau \geq 20$	106	8,7	96	12	201	13,6	403	11,7
$20 > \tau \geq 10$	91	7,5	119	14,9	198	13,4	408	11,8
$\tau = 9$	27	2,2	43	5,5	41	2,8	111	3,4
$\tau = 8$	53	4,3	63	7,6	49	3,3	165	4,8
$\tau = 7$	41	3,4	58	7,4	38	2,6	137	3,9
$\tau = 6$	13	1,1	87	10,9	6	0,4	106	3
$\tau = 5$	7	0,6	91	11,5	3	0,2	101	1,9
$\tau = 4$	8	0,6	84	10,6	3	0,2	95	2,8
$\tau = 3$	3	0,2	91	11,5	1	0,1	95	2,8
$\tau = 2$	0	0	11	1,4	0	0	11	0,3
$\tau = 1$	0	0	0	0	0	0	0	0
Wielkość badanej próbki	1221	100	797	100	1472	100	3490	100

Wniosek

Oznacza to, że 50% emisji sygnałów elektromagnetycznych, znajdujących się w dostępności dla rozpoznania radioelektronicznego Wojska Polskiego, było realizowane w czasie od 2 do 35 sekund. Druga połowa emisji była realizowana w czasie znacznie dłuższym. Wynika z tego, iż w sferze głównego zainteresowania rozpoznawczego winny się znajdować emisje trwające od 2 do 35 sekund. Można zatem stwierdzić, że w ciągu ponad dziesięciu lat nie nastąpiły w tym zakresie zasadnicze zmiany w sytuacji radioelektronicznej panującej w geofizycznym otoczeniu Rzeczypospolitej Polskiej. Zarysowała się tylko niewielka tendencja do skracania czasu trwania

* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego

jednorazowych nadawań (obniżyła się górna granica o 5 sekund — z 40 sekund w latach osiemdziesiątych do 35 sekund w roku 1998).

* W zakresie częstości powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach (tab. 1.3 i 1.4).

Tab. 1.3. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Czas trwania seansu łączności [s]	Rodzaj emisji					Razem		
	A1A/A1B		J3E		F1A/F1B			
	Liczba seansów	Liczba powtórzeń	Liczba seansów	Liczba powtórzeń	Liczba seansów	Liczba powtórzeń	Liczba seansów	Liczba powtórzeń
$\tau \geq 300$	639	0	1	0	94	1	734	1
$300 > \tau \geq 240$	90	1	0	0	44	0	134	2
$240 > \tau \geq 180$	96	0	4	1	116	0	216	1
$180 > \tau \geq 120$	115	1	3	0	128	0	246	1
$120 > \tau \geq 60$	237	1	15	1	287	1	539	3
$60 > \tau \geq 50$	71	1	8	1	89	1	168	3
$50 > \tau \geq 40$	64	2	6	2	119	4	189	7
$40 > \tau \geq 30$	98	2	12	2	116	3	226	7
$30 > \tau \geq 20$	165	2	46	2	107	3	318	7
$20 > \tau \geq 10$	159	3	131	3	224	4	514	10
$\tau = 9$	5	3	14	3	31	3	50	9
$\tau = 8$	8	3	42	4	36	3	86	10
$\tau = 7$	30	4	52	4	43	3	125	11
$\tau = 6$	7	4	68	5	36	4	111	13
$\tau = 5$	41	4	128	5	21	4	190	13
$\tau = 4$	9	4	209	5	37	5	255	14
$\tau = 3$	31	4	266	5	38	5	335	14
$\tau = 2$	37	5	197	7	32	6	266	18
$\tau = 1$	0	0	0	0	0	0	0	0
Wielkość badanej próbki	1902	44	1202	50	1598	50	4702	144

Wniosek

Z powyższej tabeli wynika, że rozkład częstości powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach wzrasta wraz ze skraca-

* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego

niem się czasu trwania emisji. Dla emisji trwających dłużej niż 10 sekund, powtórzenia były sporadyczne — kształtowały się w granicach 1%. Dla emisji trwających do 10 sekund, powtórzeń było więcej o 6%. W stosunku do całości badanej próbki (4702 emisje) powtórzenia emisji kształtowały się w granicach 3%. Oznacza to, że w procesie poszukiwania i wykrywania trzeba uwzględnić rozpoznawanie na danej częstotliwości tylko raz pojawiającej się emisji.

Tab. 1.4. Wyniki badań z roku 1998

Czas trwania seansu łączności [s]	Rodzaj emisji						Razem	
	A1A/A1B		J3E		F1A/F1B			
	Liczba seansów	Liczba powtórzeń	Liczba seansów	Liczba powtórzeń	Liczba seansów	Liczba powtórzeń	Liczba seansów	Liczba powtórzeń
$\tau \geq 300$	128	0	0	0	64	0	192	0
$300 > \tau \geq 240$	131	0	0	0	68	0	199	0
$240 > \tau \geq 180$	117	1	0	0	73	0	190	1
$180 > \tau \geq 120$	151	0	2	0	91	0	244	0
$120 > \tau \geq 60$	103	0	9	0	181	1	293	1
$60 > \tau \geq 50$	63	1	6	0	119	0	188	1
$50 > T_s \geq 40$	91	4	9	1	163	1	263	6
$40 > \tau \geq 30$	88	3	28	1	173	2	289	6
$30 > \tau \geq 20$	106	6	96	4	201	1	403	11
$20 > \tau \geq 10$	91	7	119	6	198	4	408	17
$\tau = 9$	27	2	43	4	41	3	111	9
$\tau = 8$	53	3	63	8	49	6	165	17
$\tau = 7$	41	3	58	6	38	2	137	11
$\tau = 6$	13	1	87	3	6	1	106	5
$\tau = 5$	7	6	91	6	3	0	101	12
$\tau = 4$	8	2	84	9	3	1	95	12
$\tau = 3$	3	1	91	6	1	0	95	7
$\tau = 2$	0	0	11	4	0	0	11	4
$\tau = 1$	0	0	0	0	0	0	0	0
Wielkość badanej próbki	1221	40	797	58	1472	22	3490	120

Wniosek

Z powyższej tabeli wynika, że rozkład częstości powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach wzrasta wraz ze skracaniem się czasu trwania emisji. Dla emisji trwających dłużej niż 10 sekund powtórzenia były sporadyczne — kształtowały się, podobnie jak i w latach 80., w granicach 1%. Dla emisji trwających do 10 sekund powtórzeń było więcej o 7%. W stosunku do całości badanej próbki (3490 emisje) powtórzenia emisji kształtowały się w granicach nieco powyżej 3%. Oznacza to, że w procesie prowadzenia poszukiwania i wykrywania na danej częstotliwości trzeba uwzględniać rozpoznawanie tylko raz pojawiającej się emisji.

* W zakresie gęstości zajętości pasma częstotliwości (tab. 1.5; 1.6; 1.7; 1.8; 1.9; 1.10; 1.11; 1.12; 1.13; 1.14).

Tab. 1.5. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
3,0 + 3,1	2	1	3
3,1 + 3,2	3	1	10
3,2 + 3,3	3	0	19
3,3 + 3,4	5	0	16
3,4 + 3,5	1	1	7
3,5 + 3,6	2	0	6
3,6 + 3,7	9	6	10
3,7 + 3,8	3	5	8
3,8 + 3,9	7	0	12
3,9 + 4,0	4	6	3
Razem	39	20	95
Srednio na 1 kHz	0,039	0,02	0,095

* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego

Tab. 1.6. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
4,0 ÷ 4,1	9	4	13
4,1 ÷ 4,2	8	3	13
4,2 ÷ 4,3	19	3	20
4,3 ÷ 4,4	10	5	21
4,4 ÷ 4,5	7	8	23
4,5 ÷ 4,6	10	4	16
4,6 ÷ 4,7	5	5	13
4,7 ÷ 4,8	9	6	13
4,8 ÷ 4,9	11	1	16
4,9 ÷ 5,0	6	1	19
Razem	94	39	170
Średnio na 1 kHz	0,094	0,04	0,17

Tab. 1.7. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
5,0 ÷ 5,1	12	2	17
5,1 ÷ 5,2	13	1	18
5,2 ÷ 5,3	9	6	15
5,3 ÷ 5,4	5	3	18
5,4 ÷ 5,5	7	1	18
5,5 ÷ 5,6	4	2	9
5,6 ÷ 5,7	3	5	8
5,7 ÷ 5,8	5	3	22
5,8 ÷ 5,9	3	2	20
5,9 ÷ 6,0	4	7	5
Razem	65	32	150
Średnio na 1 kHz	0,065	0,032	0,15

* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego

Tab. 1.8. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
6,0 ÷ 6,1	0	13	1
6,1 ÷ 6,2	0	13	0
6,2 ÷ 6,3	4	1	10
6,3 ÷ 6,4	3	1	17
6,4 ÷ 6,5	14	1	17
6,5 ÷ 6,6	5	2	8
6,6 ÷ 6,7	2	4	5
6,7 ÷ 6,8	2	0	6
6,8 ÷ 6,9	0	1	16
6,9 ÷ 7,0	3	0	13
Razem	33	36	93
Srednio na 1 kHz	0,033	0,036	0,093

Tab. 1.9. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
7,0 ÷ 7,1	13	17	5
7,1 ÷ 7,2	0	11	2
7,2 ÷ 7,3	0	8	2
7,3 ÷ 7,4	0	5	4
7,4 ÷ 7,5	0	1	19
7,5 ÷ 7,6	0	1	18
7,6 ÷ 7,7	2	1	21
7,7 ÷ 7,8	1	0	16
7,8 ÷ 7,9	2	1	13
7,9 ÷ 8,0	2	1	11
Razem	20	46	111
Srednio na 1 kHz	0,02	0,046	0,111

Wniosek

Z treści zawartych w tabelach 1.5÷1.9 wynika, że w latach osiemdziesiątych, w pasmie częstotliwości odpowiadających falom krótkim, najintensywniej był wykorzystywany przedział częstotliwości od 3 do 8 MHz, co potwierdza słuszność wyboru przestrzeni badań.

* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego

W pasmie tym najintensywniej była wykorzystywana jego część środkowa, gdzie gęstość zajętości kształtowała się w granicach 300 emisji/1MHz, natomiast na krańcach tego pasma malała dwukrotnie i była zbliżona do wartości oscylującej w granicach 150 emisji/1MHz.

Tab. 1.10. Wyniki badań z roku 1998

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
3,0 ÷ 3,1	1	3	2
3,1 ÷ 3,2	9	3	6
3,2 ÷ 3,3	9	5	14
3,3 ÷ 3,4	6	3	9
3,4 ÷ 3,5	3	4	4
3,5 ÷ 3,6	2	2	8
3,6 ÷ 3,7	3	2	5
3,7 ÷ 3,8	1	1	8
3,8 ÷ 3,9	8	6	13
3,9 ÷ 4,0	3	1	6
Razem	45	30	75
Srednio na 1 kHz	0,045	0,03	0,075

Tab. 1.11. Wyniki badań z roku 1998

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
4,0 ÷ 4,1	10	11	13
4,1 ÷ 4,2	6	19	19
4,2 ÷ 4,3	5	6	11
4,3 ÷ 4,4	4	3	13
4,4 ÷ 4,5	7	12	15
4,5 ÷ 4,6	7	7	19
4,6 ÷ 4,7	3	6	11
4,7 ÷ 4,8	4	6	15
4,8 ÷ 4,9	10	17	14
4,9 ÷ 5,0	5	12	14
Razem	61	99	144
Srednio na 1 kHz	0,061	0,099	0,144

* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego

Tab. 1.12. Wyniki badań z roku 1998

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
5,0 + 5,1	6	8	19
5,1 + 5,2	12	8	16
5,2 + 5,3	6	6	17
5,3 + 5,4	11	7	18
5,4 + 5,5	9	7	14
5,5 + 5,6	3	1	11
5,6 + 5,7	2	2	9
5,7 + 5,8	4	4	15
5,8 + 5,9	6	3	14
5,9 + 6,0	2	3	9
Razem	61	49	142
Średnio na 1 kHz	0,061	0,049	0,142

Tab. 1.13. Wyniki badań z roku 1998

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
6,0 + 6,1	0	2	3
6,1 + 6,2	1	3	2
6,2 + 6,3	2	4	7
6,3 + 6,4	2	6	6
6,4 + 6,5	6	3	7
6,5 + 6,6	1	1	6
6,6 + 6,7	0	1	6
6,7 + 6,8	0	8	11
6,8 + 6,9	3	2	19
6,9 + 7,0	1	2	17
Razem	16	32	84
Średnio na 1 kHz	0,016	0,032	0,084

Tab. 1.14. Wyniki badań z roku 1998

Badane pasmo częstotliwości [MHz]	Gęstość zajętości pasma częstotliwości w poszczególnych rodzajach emisji sygnałów elektromagnetycznych		
	A1A/A1B	J3E	F1A/F1B
7,0 ÷ 7,1	4	4	3
7,1 ÷ 7,2	0	1	2
7,2 ÷ 7,3	0	0	1
7,3 ÷ 7,4	1	2	3
7,4 ÷ 7,5	1	3	6
7,5 ÷ 7,6	3	6	15
7,6 ÷ 7,7	5	4	14
7,7 ÷ 7,8	2	5	11
7,8 ÷ 7,9	3	5	16
7,9 ÷ 8,0	1	2	9
Razem	20	32	80
Srednio na 1 kHz	0,02	0,032	0,08

Wniosek

Z treści zawartych w tabelach 1.10÷1.14 wynika, że w pasmie częstotliwości odpowiadających falom krótkim najintensywniej był wykorzystywany przedział częstotliwości od 3 do 8 MHz, co podobnie, jak i w pierwszym etapie badań, obejmującym lata osiemnastą, potwierdza słuszność wyboru przestrzeni badań. W pasmie tym najintensywniej była wykorzystywana jego część środkowa, gdzie gęstość zajętości kształtowała się w granicach 250÷300 emisji/1MHz, natomiast na krańcach tego pasma maleje dwukrotnie i jest zbliżona do wartości oscylującej w granicach 130÷150 emisji/1MHz.

Wnioski końcowe

z badania zmiennych niezależnych występujących w funkcji korelacji procesu poszukiwania i wykrywania i w geofizycznym otoczeniu Rzeczypospolitej Polskiej

Konfrontując wyniki badań empirycznych z lat 80. z wynikami analogicznych badań przeprowadzonych w roku 1998, wartości poszczególnych zmiennych niez-

leżnych od organizatorów rozpoznania, które występują w funkcji korelacji procesu poszukiwania i wykrywania — jako odzwierciedlenie sytuacji radioelektronicznej — można interpretować:

- * W zakresie czasu trwania jednorazowych emisji — nastąpiły niewielkie zmiany. W przedziale od 2 do 15 sekund zaobserwowano nieznaczny wzrost nadawań, a w przedziale dłuższym niż 15 sekund nieznaczny spadek. Zjawisko to można łączyć z rozwojem technik radiokomunikacyjnych. Należy się przy tym liczyć, że w przyszłości czas trwania emisji będzie ciągle skracany. Wynika więc z tego, że współczesne rozpoznanie radioelektroniczne winno być dostosowywane do realizacji zadań elementarnych w czasie od 2 do 15 sekund ($2'' \leq \tau \leq 15''$).
- * W zakresie częstości powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach — podobnie jak i w zakresie czasu trwania jednorazowych emisji — nie zaobserwowano większych zmian. Nastąpił nieznaczny wzrost powtórzeń dla emisji trwających od 8 do 20 sekund, natomiast dla pozostałych powtórzeń nieznacznie się zmniejszyły. Oznacza to, że współczesne rozpoznanie radioelektroniczne winno być dostosowywane do rozpoznawania emisji pojawiających się tylko jeden raz na danej częstotliwości.
- * W zakresie gęstości zajętości pasma częstotliwości — podobnie jak i w dwóch poprzednich wypadkach — zmiany były prawie niezauważalne. Oznacza to, że przy organizowaniu procesu poszukiwania i wykrywania, w środkowej części pasma należy uwzględnić

gęstość zajętości 250÷300 emisji/1MHz, a na jego krańcach około 150 emisji/1MHz. Przeprowadzone w tym zakresie badania obalają również twórcy się mit o malejącej roli krótkofalowej łączności radiowej.

W zbiorze trzech zmiennych występujących w funkcjach korelacji procesu poszukiwania i wykrywania, które, według przyjętej kategoryzacji, zostały zakwalifikowane do grupy zależnych od organizatorów rozpoznania, nie ma wyraźnej jednoznaczności⁹. Jednoznacznie zależna od organizatorów rozpoznania jest tylko szerokość pasma poszukiwania i wykrywania Δ_f przydzielana na określone stanowisko rozpoznawcze. Wartości zmiennej γ — oznaczającej szybkość przeszukiwania zadanego pasma częstotliwości Δ_f — zależą od wykształcenia operatorów i posiadanej techniki. Wartości trzeciej zmiennej t_i — oznaczającej czas identyfikacji wykrytej emisji sygnału elektromagnetycznego — można by powiedzieć, że są wypadkową komplementarną sytuacji radioelektronicznej i wykształcenia operatorów. Istota komplementarności polega na tym, że niektórych emisji, ze względu na złożoność widmową sygnału, nie można identyfikować bezpośrednio na stanowisku poszukiwania i wykrywania, nawet przy doskonałym wykształceniu operatorów. W stosunku do tych, proces identyfikacji musi być zespolony z lokalizacją źródła emisji i techniczną analizą widma sygnału. Mając to na względzie, zaprezentowane już badania empiryczne trzech zmiennych niezależnych od orga-

⁹ Patrz funkcje korelacji – wz. 1.3 i 1.4 oraz podrozdział 1.1.1 — punkt 4.

* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego

nizatorów rozpoznania¹⁰ uzupełniono jeszcze badaniami czasu identyfikacji wykrytej emisji (tab. 1.15 i 1.16).

Tab. 1.15. Wyniki badań z lat osiemdziesiątych

Czas identyfikacji emisji [s]	Liczba i procent emisji z badanej próbki					
	A1A/A1B		J3E		F1A/F1B	
	Liczba	%	Liczba	%	Liczba	%
2	46	4,4	30	2,9	151	14,5
3	26	2,5	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0
5	649	67,2	537	51,4	475	45,5
6	0	0	0	0	0	0
7	0	0	179	17,1	0	0
8	0	0	0	0	158	15,1
9	0	0	0	0	0	0
10	134	12,8	299	28,6	216	20,7
15	56	5,8	0	0	7	0,7
20	56	5,8	0	0	22	2,1
30	16	1,5	0	0	15	1,4
Razem	983	100	1045	100	1044	100

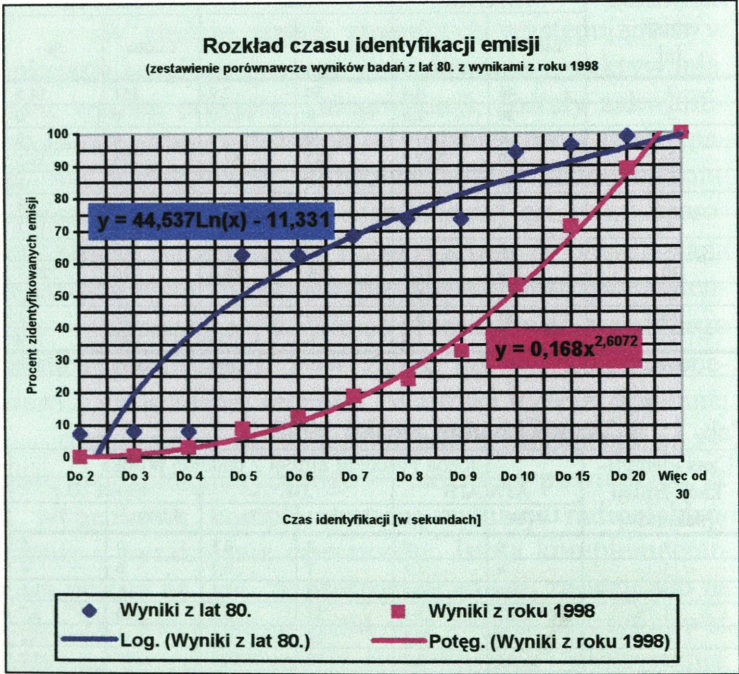
Tab. 1.16. Wyniki badań z roku 1998

Czas identyfikacji emisji [sekundy]	Liczba i procent emisji z badanej próbki					
	A1A/A1B		J3E		F1A/F1B	
	Liczba	%	Liczba	%	Liczba	%
2	0	0	2	0,5	0	0
3	4	1,1	1	0,2	0	0
4	19	4,9	4	1,1	6	1,5
5	62	5,5	31	8,2	15	3,7
6	3	0,8	28	7,5	13	3,2
7	14	3,7	39	10,4	21	5,2
8	16	4,2	21	5,6	22	5,4
9	33	8,6	41	10,8	29	7,1
10	78	20,3	89	23,5	68	16,7
15	69	18,1	63	16,6	78	19,2
20	82	21,5	44	11,6	82	20,1
30	43	11,3	15	4,0	73	17,9
Razem	423	100	378	100	407	100

Obliczając średni czas identyfikacji t_i , właściwy dla wszystkich trzech emisji, i porównując go z wynika-

¹⁰ Chodzi o wartości zmiennych, które w funkcjach korelacji procesu poszukiwania i wykrywania zostały oznaczone symbolami: τ , μ , n .

mi uzyskanymi w obydwu etapach badań, uzyskano następujący obraz sytuacyjny (patrz wykres niżej).



Wniosek

W okresie ponad 10 lat, czas identyfikacji emisji sygnałów elektromagnetycznych, właściwych dla

$$3'' \leq \tau \leq 5''$$

uległ zwiększeniu 20÷50%.. Fakt ten można tłumaczyć niekorzystnie rysującą się dysproporcją pomiędzy światowym postępowaniem w dziedzinie rozwoju techniki radiokomunikacyjnej a stopniem postępu w dziedzinie rozwoju

*techniki rozpoznania radioelektronicznego w Wojsku Polskim*¹¹.

1.3. Wnioski

wynikające z badań sytuacji radioelektronicznej w przestrzeni pasma KF w geofizycznym otoczeniu RP

1. Otoczenie procesu poszukiwania i wykrywania krótkofalowych emisji sygnałów elektromagnetycznych tworzą zmienne odzwierciedlające:
 - stan sytuacji radioelektronicznej;
 - ustalenia organizacyjne;
 - możliwości techniczne sprzętu rozpoznawczego;
 - wyszkolenie stanów osobowych uczestniczących w tym procesie.

Stan sytuacji radioelektronicznej, ze względu na możliwości poszukiwania i wykrywania, charakteryzuje się trzema stopniami swobody:

- czasem trwania jednorazowych emisji sygnałów elektromagnetycznych (τ);
- gęstością zajętości pasma poszukiwania i wykrywania (μ);
- częstością powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach (n).

¹¹ Podczas badania czasu identyfikacji emisji sygnałów elektromagnetycznych — tak w latach 80., jak i w roku 1998 — wykorzystywano tylko operatorów z ponad dwudziestoletnim stażem i posiadających klasy mistrzowskie w swoich specjalnościach. Nie angażowano do tego żołnierzy służby zasadniczej. Z tego też względu uzyskane wyniki można przyjmować za wiarygodne.

Ustalenia organizacyjne, w czystej postaci, są związane tylko z jedną zmienną — z szerokością pasma poszukiwania i wykrywania przydzielanego na stanowiska rozpoznawcze (Δf).

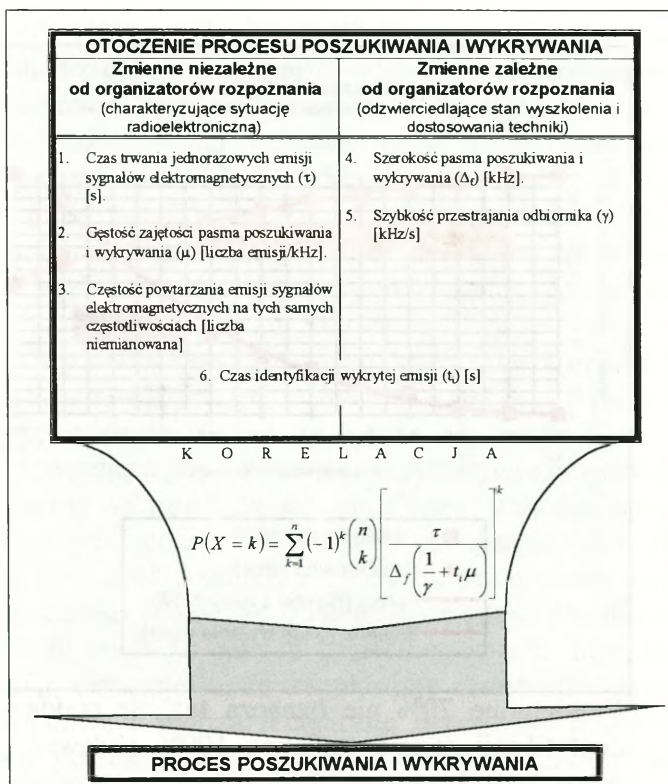
Pozostałe dwie zmienne, a mianowicie:

- szybkość przestrajania odbiornika (γ);
- i czas identyfikacji wykrytej emisji (t_i);

nie można jednoznacznie i w czystej postaci zakwalifikować do którejkolwiek z wymienionych grup. Ich wartości są kształtowane komplementarnie. Szybkość przestrajania odbiornika (γ) jest związana z wyszkoleniem operatorów i z rozwiązaniami technicznymi zastosowanymi w danym typie urządzenia, natomiast czas identyfikacji (t_i) zależy od wyszkolenia operatorów i od zastosowanej techniki maskowania sygnału, co można wiązać z odzwierciedleniem części obrazu sytuacji radioelektronicznej. Dlatego też wymienione zmienne można zgrupować w dwóch zbiorach wartości — niezależnych od organizatorów rozpoznania (odzwierciedlających stan sytuacji radioelektronicznej) i zależnych od organizatorów rozpoznania (odzwierciedlających umiejętności dzielenia pasma częstotliwości, wyszkolenie stanów osobowych i trafność kreowania kierunków doskonalenia techniki rozpoznawczej). Przy takiej kategoryzacji, korelację otoczenia z procesem poszukiwania i wykrywania będzie odzwierciedlał następujący model (rys. 1.4).

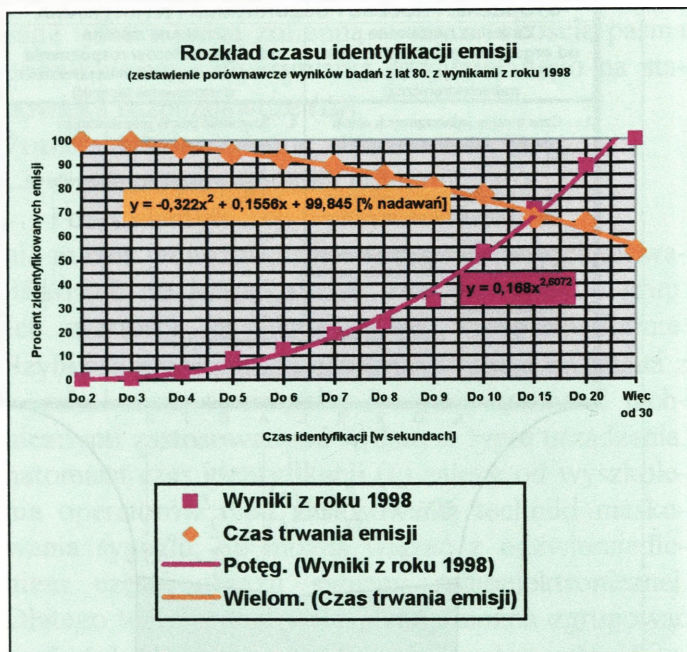
* Rozdział pierwszy *

Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego



Rys. 1.4. Model korelacji otoczenia z procesem poszukiwania i wykrywania

- Konfrontacja czasu trwania jednorazowych emisji sygnałów elektromagnetycznych z czasem ich identyfikacji na stanowiskach poszukiwania i wykrywania dowodzi, iż spośród wykrytego zbioru emisji można w pełnym wymiarze identyfikować tylko te, których czas trwania jest równy i większy niż 15 sekund ($\tau \geq 15''$), ale stanowią one tylko około 70% nadawań. Czas trwania pozostałych 30% emisji jest znacznie krótszy (patrz wykres na stronie następczej).



Wymienione 70% nie oznacza też, że poddawane identyfikacji emisje stanowią 100% nadawań. Jak zaznaczono wcześniej, 55% emisji, ze względu na złożoność struktury sygnałów, nie udało się w ogóle przechwycić — można było tylko stwierdzić, że jakaś emisja istnieje. Tym samym 70% możliwości identyfikacyjnych rozpoznania radioelektronicznego WP odnosi się tylko do 45% części ogólnego zbioru emisji, które charakteryzują współczesną sytuację radioelektroniczną w przestrzeni pasma krótkofalowego w geofizycznym otoczeniu RP. Oznacza to, że ich rzeczywiste możliwości należy postrzegać nie przez pryzmat 70%, ale tylko przez pryzmat około

30% ($45\% \times 0,7 = 31,5\%$)¹². Dlatego też możliwości lokalizacji źródeł emisji sygnałów elektromagnetycznych, przy praktykowanym obecnie sposobie i wykorzystywanej technice, mogą co najwyżej sięgnąć wartości zbliżonej do 30%. Oznacza to, że, dążąc do udoskonalenia krótkofalowego namierzania radiowego WP, należy równolegle doskonalić proces poszukiwania i wykrywania, w tym szczególnie elementy analizy techniczno-operacyjnej, bo tylko te pozwolą docierać do emisji o złożonych strukturach widmowych i rozpraszanych w szerokich pasmach częstotliwości.

3. Utrzymująca się tendencja w sytuacji radioelektronicznej wskazuje, że skracanie czasu trwania jednorazowych emisji sygnałów elektromagnetycznych będzie nadal postępowało. Można także oczekiwać, że również będzie się zmniejszała częstość powtórzeń emisji na tych samych częstotliwościach. Tym samym wskazuje to, że współczesne namierzanie krótkofalowe i analiza techniczno operacyjna powinny być dostosowane do realizacji zadań w czasie 2 sekund od chwili pojawienia się emisji i wkomponowane w proces ich identyfikacji. Przy spełnieniu tych warunków, jego możliwości można by rozszerzyć o 13,5% nie identyfikowanych dziś emisji. Istnieje również pilna potrzeba dostosowania aparatury do odbierania szerokopasmowych emisji rozproszonych, czego następstwem mogłoby być dalsze rozszerzenie

¹² W prowadzonych badaniach nie uwzględniono jeszcze emisji FH (Frequency Hopping), których z braku stosownej aparatury pomiarowej nie można było w ogóle stwierdzić, a jak wiadomo, tego rodzaju nadawania są stosowane w coraz szerszym zakresie.

możliwości rozpoznawczych. Inwestowanie w ten rodzaj techniki rozpoznawczej wydaje się być przedsięwzięciem niezmiernie pożądanym. Przeprowadzone badania sytuacji radioelektronicznej jednoznacznie dowodzą, że często wyrażane poglądy o malejącej roli łączności krótkofalowej w systemach wojskowych nie potwierdzają się w praktyce. Świadczy o tym fakt, że w okresie ponaddekadowym (licząc od połowy lat 80. do roku 1998), mimo burzliwego rozwoju innych systemów łączności — w tym głównie satelitarnych — intensywność wykorzystywania łączności krótkofalowej nie uległa zmianom. Uwzględniając przy tym, że w wymienionym okresie dokonano znacznego postępu we wdrażaniu technik emisji szerokopasmowych z widmem rozproszonym — które ze względu na brak stosownej aparatury pomiarowej nie były objęte badaniami — można nawet stwierdzić, że intensywność wykorzystywania łączności krótkofalowej nie tylko że nie zmalała, ale wręcz wzrosła. Jest to tym samym niepodważalny argument świadczący o potrzebie doskonalenia tego rodzaju rozpoznania, w tym i jego elementów zasadniczych, jakim jest bez wątpienia namierzanie i analiza techniczno-operacyjna.

2. ŚRODOWISKO PROPAGACJI RADIOWYCH FAL KRÓTKICH

Środowiskiem propagacji fal krótkich jest neutrosfera i jonosfera. Ta pierwsza, z punktu właściwości elektrycznych, nie odgrywa poważniejszego znaczenia propagacyjnego. Znajdują się w niej tylko pojedynczo naładowane cząsteczki gazu, które nie mogą spowodować liczących się w tym względzie następstw. Znaczenie propagacyjne wynika natomiast nie z jej struktury, ale z usytuowania w stosunku do powierzchni Ziemi. Jako sfera rozciągająca się do około 60 km nad poziomem morza, neutrosfera jest pod silnym oddziaływaniem pola geomagnetycznego. Nie ma to co prawda znaczenia propagacyjnego bezpośrednio wpływającego na dokładność namierzania, ale ma istotny wpływ na dalszą drogę fali elektromagnetycznej w jonosferze — czyli wpływ pośredni. Jeśliby pole geomagnetyczne było stałe w funkcji miejsca i czasu, to błędy powodowane nim można by było przewidywać i co za tym idzie korygować poszczególne wyniki namierzania. Faktycznie dzieje się inaczej. Pole geomagnetyczne nie jest stałe. Ulega ciągłym wahaniom w granicach $0,2 \div 0,7$ erstedów, a niekiedy gwałtownym zaburzeniom o znacznie większych skutkach. Podlega ono również wahaniom okresowym związanym

z obrotem Ziemi wokół własnej osi, obrotem Księżyca dookoła Ziemi, obrotem Ziemi dookoła Słońca oraz cyklicznymi zmianami aktywności słonecznej. Aczkolwiek okresowe zmiany natężenia pola geomagnetycznego z pozoru wydają się być mniej istotne, to jednak faktycznie wpływają w podobny sposób na namierzanie, jak zmiany ciągłe. Neutrosfera nie jest jednak środowiskiem zasadniczym. Środowiskiem tym jest dopiero górna warstwa atmosfery ziemskiej, zwana jonosferą. Środowisko to jest silnie zjonizowane i dlatego stanowi zasadniczy obszar refrakcji fal krótkich, który powoduje, że wypromieniowane pierwotnie z powierzchni Ziemi fale, trafiając do jonosfery, ulegają takiemu załamaniu, iż ponownie wracają do Ziemi. Proces ten potocznie określa się mianem *odbicia fal*. Faktycznie jednak nigdy nie następuje odbicie punktowe fali, tylko jej załamanie. Jeśli nawet w obliczeniach przyjmuje się punkt odbicia, to jest on traktowany jako miejsce pozorne, ponieważ rzeczywisty jest obszar refrakcji.

W namierzaniu fal jonosferycznych przyjmuje się, że proces refrakcji następuje w płaszczyźnie przechodzącej przez punkt wypromieniowania fali, pozorny punkt jej odbicia, przez punkt namierzania i środek Ziemi. Tak więc rzut przebytej przez falę drogi na powierzchnię Ziemi jest łukiem koła wielkiego lub inaczej ortodromą, której punktem początkowym powinno być miejsce wypromieniowania fali, a końcowym — punkt namierzania. Proces ten przebiegałby w taki sposób wówczas, gdyby jonosfera była środowiskiem jednorodnym i ustabilizowanym. Ponieważ tak nie jest, każda ortodroma wyznaczana namiarem, ma tylko rzeczywisty punkt końcowy — punkt namierzania. Początkowy —

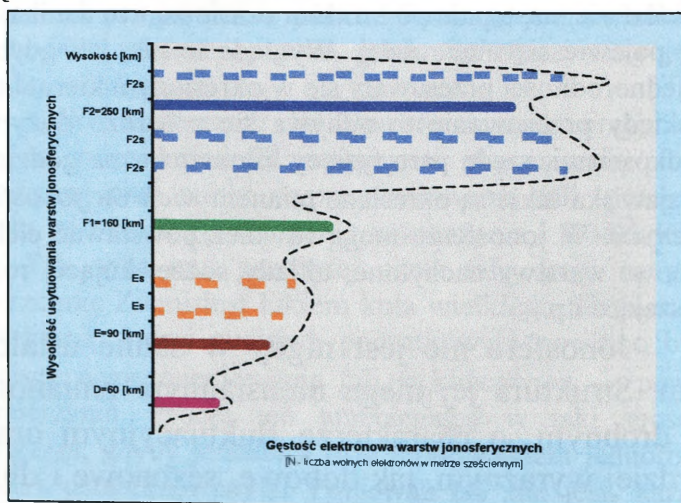
wypromieniowania fali — jest tylko pozorny. Dzieje się tak dlatego, że rzeczywista droga ewoluowania fali jonosferycznej przebiega nie w jednej, a w wielu płaszczyznach wzajemnie przecinających się w obszarach refrakcji.

Stworzony jest co prawda, głównie do celów pogładowych, klasyczny model jonosfery uwzględniający jej strukturę warstwową (rys. 2.1), faktycznie jednak jest to daleko idące uproszczenie problemu, ponieważ już poszczególne jej warstwy są same w sobie niejednorodne. Składają się jak gdyby z małych *obłoków* i *granul* elektronowych, nieustannie zanikających i pojawiających się. W rezultacie obraz warstwy jonosferycznej jest *zmętniony*, a powstawanie i zanikanie jej niejednorodności zachodzi w sposób chaotyczny. Niejednorodności te zanikają w jednym miejscu i pojawiają się natychmiast w sąsiedztwie, następnie po krótkim czasie znowu zanikają, aby pojawić się nieco dalej. Wygląda to tak, jak gdyby niejednorodności przesuwają się w określonym kierunku. Niekiedy przesuwanie to odbywa się z bardzo dużymi prędkościami, rzędu paru tysięcy kilometrów na godzinę — zjawiska takie są określane mianem *wichrów jonosferycznych*. W jonosferze mogą również powstawać elektronowe warstwy nachylone, układy soczewkujące, rozpraszające itp.

Jonosfera nie jest nigdy w stanie ustalonym. Struktura jej ulega nieustannym zmianom — drobnym, o charakterze fluktuacyjnym oraz bardziej wyraźnym, jak dobowe, sezonowe i długookresowe. Występują w niej gwałtowne burze jonosferyczne, aczkolwiek krótkie, to jednak tak

intensywne, że mogą doprowadzić do częściowego lub całkowitego rozbitcia nawet regularnych warstw jonosferycznych.

Szczególnie niekorzystnym zjawiskiem dla namierzania jest proces tworzenia się warstw sporadycznych. Właśnie one, jako obłoki o koncentracji elektronowej przekraczającej często maksymalną gęstość elektronową warstwy regularnej, w której granicach się tworzą, mogą powodować powstawanie znaczących i licznych błędów w namierzaniu.



Rys. 2.1. Model jonosfery

Gdzie:

$$N_D = 2 \times 10^8 \div 7 \times 10^8 \text{ [e/m}^3\text{]};$$

* Rozdział drugi *

Środowisko propagacji radiowych fal krótkich

$$N_E = 4 \times 10^{10} \div 12 \times 10^{10} \text{ [e/m}^3\text{]};$$

$$N_{F1} = 2,5 \times 10^{11} \div 4 \times 10^{11} \text{ [e/m}^3\text{]};$$

$$N_{F2} = 10^{12} \div 2 \times 10^{12} \text{ [e/m}^3\text{]}.$$

Niestabilność i niejednorodność elektronowa jonosfery wynika ze zróżnicowanego składu chemicznego górnych warstw atmosfery ziemskiej, a głównie z niestabilności procesu jonizacji, którego źródłami są: Słońce, gwiazdy, Księżyc, promienie kosmiczne, zorza polarna, meteory i wyładowania atmosferyczne — już same stanowiące cały ogrom niewiadomych. Na tym tle widać jeszcze bardziej, jak wielce złożony jest proces lokalizowania krótkofalowych źródeł promieniowania elektromagnetycznego, na odległościach przekraczających zasięg fali bezpośredniej. Współczesna technika namierzania, właśnie z tej przyczyny, nie pozwala nic więcej uczynić, jak tylko każdy z dowolnych namiarów traktować jako zmienną losową.

Istota namierzania polega na tym, że kierunek przychodzenia sygnału jest obrazowany na lampie oscyloskopowej bloku wskaźnikowego w postaci elipsy, a jedna z dużych półosi tej elipsy wskazuje kierunek przychodzenia fali. W warunkach niezakłóconego namiaru, kiedy jest dobrze słyszany sygnał namierzanego źródła, obraz na lampie oscyloskopowej wskaźnika jest wyraźny, a kształt elipsy bardzo wąski — zbliżony do linii (zdjęcie 2.1).

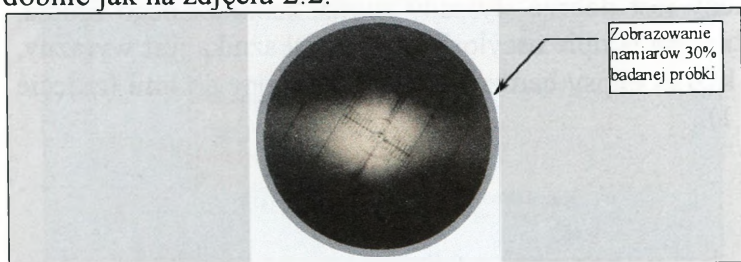
* Rozdział drugi *
Środowisko propagacji radiowych fal krótkich



Zdjęcie 2.1. Obraz niezakłóconego namiaru

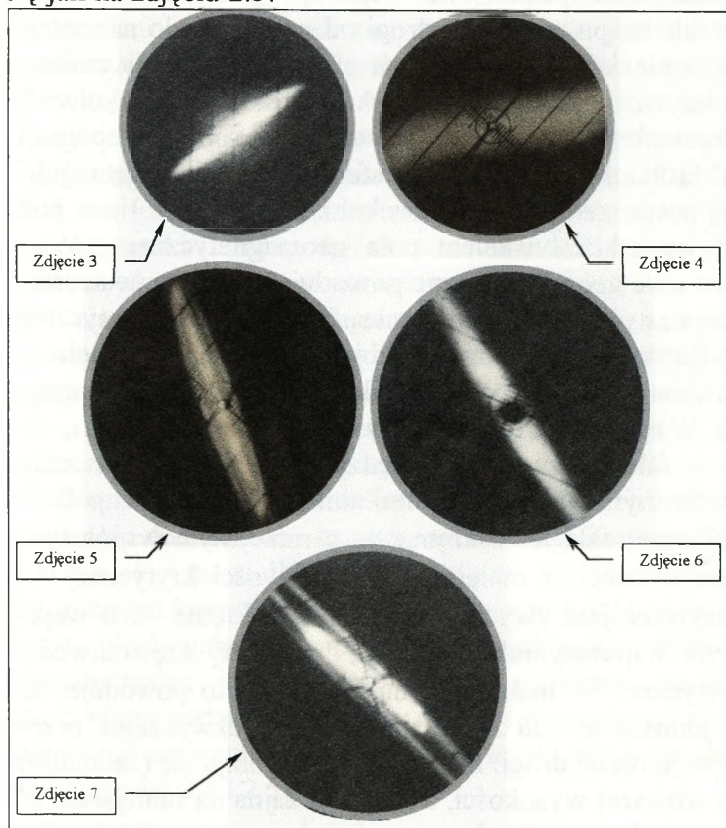
Zjawisko takie — jak na zdjęciu 2.1 — jest niewątpliwie korzystne, ale i tak nie wiadomo, w jakim stopniu namiar odzwierciedla rzeczywisty azymut na namierzane źródło promieniowania, to znaczy nie można ustalić, jaki błąd kątowy wniosło środowisko propagacji.

W procesie kilkuletnich badań tego zjawiska ustalono, że tylko około 20% namiarów jest tak obrazowanych, jak na zdjęciu 2.1 (badania prowadzono przy wykorzystywaniu amplitudowej aparatury pomiarowej do określania kierunków przychodzących fal). Pozostałe wskazania były mniej czytelne, a około 30% z nich w ogóle nie nadawało się do odczytania. Ich obraz na wskaźniku aparatury pomiarowej przedstawiał się podobnie jak na zdjęciu 2.2.



Zdjęcie 2.2. Obraz silnie zakłóconego namiaru

Zobrazowanie około 50% badanej próbki przedstawiało się jak na zdjęciu 2.3.



Zdjęcie 2.3. Obraz 50% namiarów z badanej próbki

Wniosek

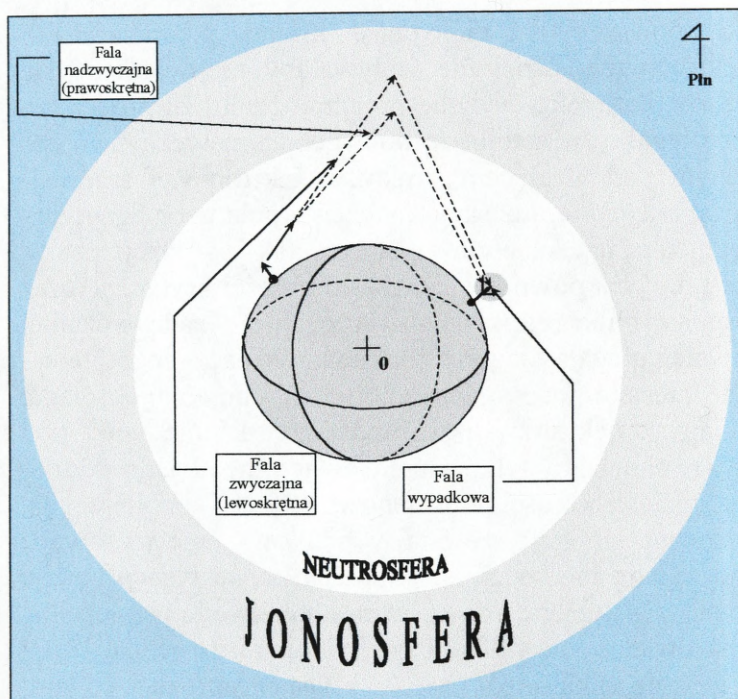
Uwzględniając technikę namierzania oraz właściwości rozchodzenia się fal w atmosferze ziemskiej, błędy propagacyjne można podzielić na polaryzacyjne i gradiencyjne.

Polaryzacyjnymi błędami namierzania można nazywać wszystkie te, które wynikają ze szczególnych

właściwości propagacyjnych fal elektromagnetycznych spolaryzowanych liniowo. Istota zjawiska polega na tym, że fale te, po przebyciu drogi od nadajnika do namiernika, zmieniają polaryzację na eliptyczną. Proces zmiany polaryzacji rozpoczyna się w neutrosferze. Aczkolwiek neutrosfera sama nie odgrywa żadnej roli w propagacji fal krótkich, to jednak jako sfera roztaczająca się najbliższej powierzchni Ziemi (do około 60 km n.p.m.) jest pod silnym oddziaływaniem pola geomagnetycznego. Właśnie pole geomagnetyczne powoduje, że już w neutrosferze następuje rozszczepienie fali elektromagnetycznej spolaryzowanej liniowo na dwie fale składowe spolaryzowane kołowo, to znaczy falę zwyczajną i nadzwyczajną. W rezultacie, do jonosfery docierają już nie jedna, ale dwie fale, różniące się między sobą częstotliwościami krytycznymi i współczynnikami refrakcji. Na półkuli północnej fala lewoskrętna — o mniejszym współczynniku refrakcji i mniejszej częstotliwości krytycznej — nazywana jest zwyczajną, zaś prawoskrętna — o większym współczynniku refrakcji i większej częstotliwości krytycznej — nadzwyczajną. Zjawisko to powoduje, że w jonosferze fala zwyczajna i fala nadzwyczajna przebywają różne drogi. Fala zwyczajna odbija się (załamuje) na większej wysokości, a nadzwyczajna na mniejszej. W skrajnych wypadkach może się zdarzyć, że odbiciu ulegnie tylko fala nadzwyczajna, a zwyczajna przebiega przez jonosferę do przestrzeni kosmicznej. W przeważającej jednak większości odbiciu ulegają obydwie fale, a zjawisku temu towarzyszy proces nakładania się dwóch fal (zwyczajnej i nadzwyczajnej) spolaryzowanych kołowo. W następstwie tego, z jonosfery do Ziemi wycho-
dzą nie dwie fale spolaryzowane kołowo, ale tylko jedna,

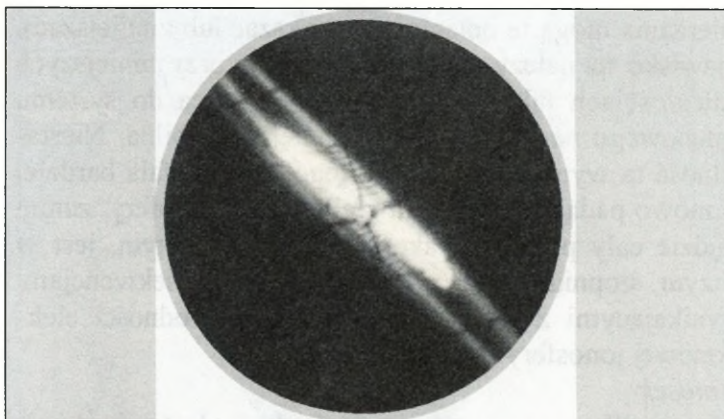
lecz spolaryzowana eliptycznie. Zmiana polaryzacji fali elektromagnetycznej nie wpływałaby na tworzenie się błędów kątowych, jedynie przy założeniu, że proces ten przebiegałby w stabilnym polu geomagnetycznym i stabilnym pod względem struktury elektronowej środowisku. Faktycznie, już samo natężenie pola geomagnetycznego, ulegając ciągłym zmianom, tak w funkcji czasu, jak i miejsca powoduje, że częstotliwości krytyczne oraz współczynniki refrakcji fali zwyczajnej i nadzwyczajnej również ulegają ciągłym zmianom. Widać z tego, że sama niestabilność geomagnetyczna powoduje ciągle zmiany trajektorii fali w jonosferze. Biorąc więc pod uwagę chociażby tylko same wewnętrzne niejednorodności i niestabilności elektronowe warstw odbijających, widoczne się staje, że fala wypadkowa (spolaryzowana eliptycznie) nie będzie stabilna i w konsekwencji będzie ona ciągle docierała do systemu antenowego namiernika, aczkolwiek z niewielkimi odchyleniami, to jednak zawsze z innego kierunku (rys. 2.2). Ostatecznie daje to lampie oscyloskopowej namiernika ciągle *pływającą* elipsę. Uwzględniając jeszcze bezwładność poświaty lampy, obraz elipsy będzie mało ostry, a nawet rozmyty, co niekorzystnie wpływa na poprawność odczytywania namiarów (zdjęcia: 2.4 i 2.5).

* Rozdział drugi *
Środowisko propagacji radiowych fal krótkich

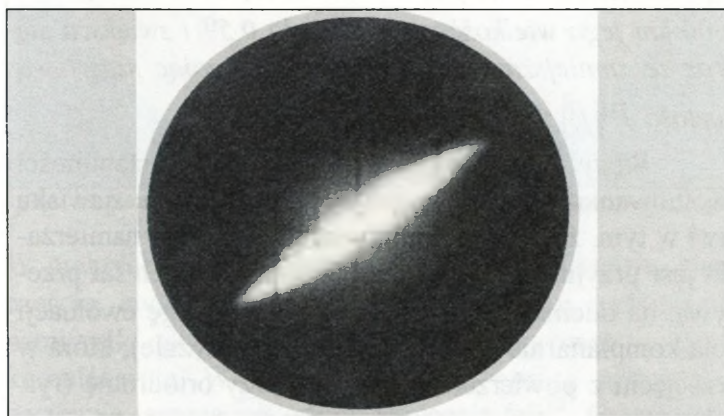


Rys. 2.2. Model zjawiska powstawania błędu polaryzacyjnego

* Rozdział drugi *
Środowisko propagacji radiowych fal krótkich



Zdjęcie 2.4. Obraz błędu polaryzacyjnego



Zdjęcie 2.5. Obraz błędu polaryzacyjnego

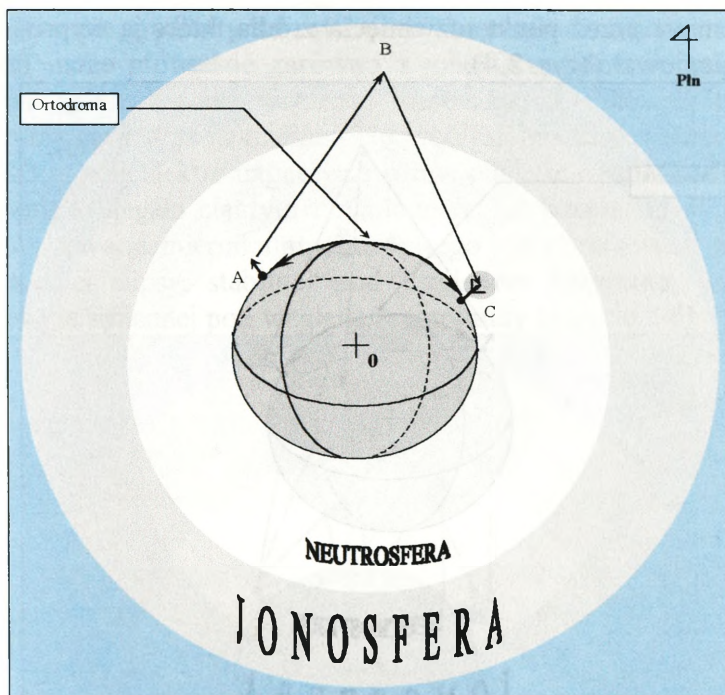
Błędy polaryzacyjne występują tylko przy namierzaniu fal jonosferycznych i zmniejszają się wraz ze wzrostem odległości do namierzanego źródła. W namierzaniu istotne jest drugie uwarunkowanie, ponieważ zawiera w sobie elementy subiektywne (organizatorzy na-

mierzania mogą te odległości zwiększać lub zmniejszać). Zjawisko to należy tłumaczyć tym, że przy mniejszych odległościach fala wypadkowa dochodząca do systemu antenowego namiernika jest bardziej niestabilna. Niestabilność ta wynika natomiast z tego, że jako fala bardziej pionowo padająca, przenika głęboko do jonosfery, zanim zajdzie cały proces refrakcji. W związku z tym, jest w dużym stopniu obciążona wszystkimi konsekwencjami wynikającymi z niestabilności i niejednorodności elektonowej jonosfery.

Wniosek

W przeprowadzonych badaniach trudno było wyodrębnić tylko sam błąd polaryzacyjny, to jednak mierząc go nawet z innymi stwierdzono, że w odległości 1000 km jego wielkość wynosi około $0,5^{\circ}$ i zwiększa się wraz ze zmniejszaniem odległości, osiągając szczytową wartość $P(|\beta| \leq 40^{\circ}) = 0,5$ przy 50 km.

Błędy gradiencyjne wynikają z niestabilności ewoluowania pola fal jonosferycznych. Istota zjawiska tkwi w tym, że przy opracowywaniu wyników namierzenia jest przyjmowane, iż każda z namierzanych fal przebywa, na odcinku nadajnik ÷ namiernik drogą ewolucji pola komplanarnie (tylko w jednej płaszczyźnie), która w przecięciu z powierzchnią Ziemi tworzy ortodromę (rys. 2.3).

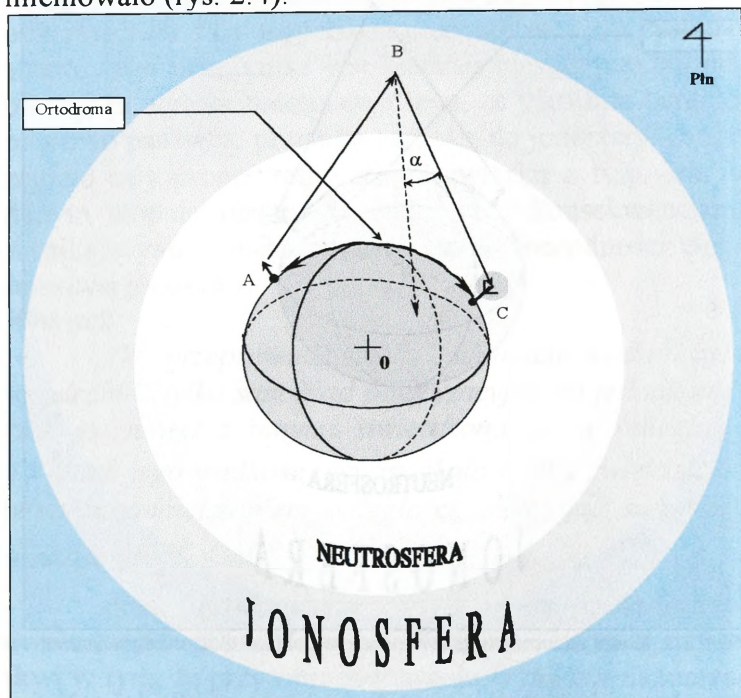


Rys. 2.3. Model pozornej drogi ewoluowania pola fali elektromagnetycznej

W praktyce jednak przypadek taki jest rzadkością. Najczęściej ewoluowanie pola fali na odcinku nadajnik ÷ namiernik odbywa się w wielu płaszczyznach — niekomplanarnie. W następstwie tego, oprócz załamania, następuje jeszcze jak gdyby skręcenie fali¹³. Ostatecznie wiarygodną linią zamiaru jest tylko ortodroma przechodząca przez punkt rozwinięcia namiernika i punkt ostatecznego skręcenia fali w jonosferze. Nie przechodzi na-

¹³ Pojęcie „skręcanie fali” zostało użyte jako uproszczenie interpretacyjne zjawiska zróżnicowanego gradientu pola w czasie i przestrzeni.

tomiast przez punkt rozwinięcia źródła, które ją wypromieniowało (rys. 2.4).



Rys. 2.4. Model rzeczywistej drogi ewoluowania pola fali elektromagnetycznej

Wniosek

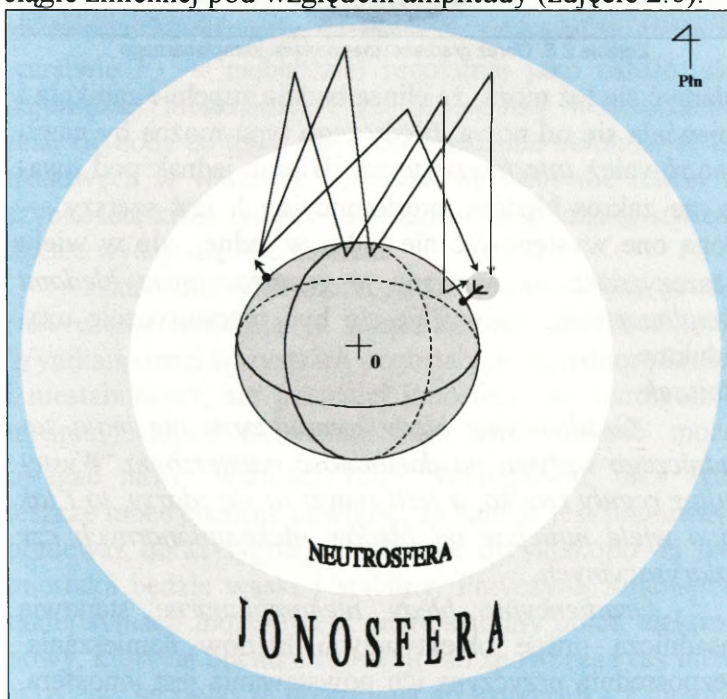
W aspekcie powyższych rozważań błędy gradiencyjne można podzielić na:

- *komplanarne;*
- *i niekomplanarne.*

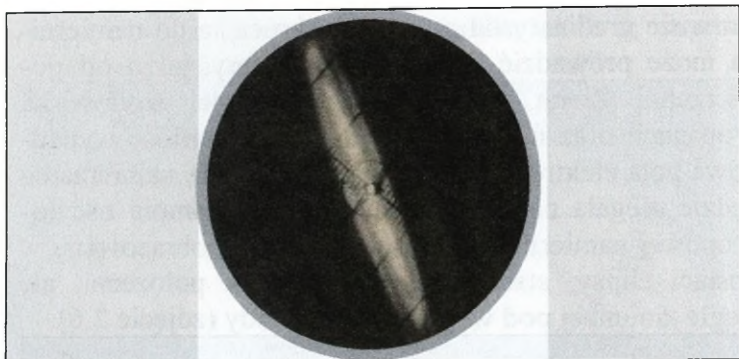
Gradiencyjne błędy komplanarne powstają w skutek jednoczesnego docierania do namiennika energii pola fali elektromagnetycznej w jednej płaszczyźnie, ale różnymi drogami (rys. 2.5). Mogą to być fale jednoskokowe i wieloskokowe, a ich droga odwzorowująca reje-

* Rozdział drugi *
Środowisko propagacji radiowych fal krótkich

strowane gradienty od ostatniego skręcenia do namiernika może prowadzić zarówno z jonosfery, jak i od powierzchni Ziemi. Wskutek niestabilności środowiska propagacji oraz nakładania się tych fal, wartość wypadkowa pola elektromagnetycznego w punkcie namierzania będzie ulegała ciągłym zmianom, co na lampie oscyloskopowej namiernika amplitudowego jest obrazowane w postaci elipsy, stabilnej pod względem położenia, ale ciągle zmiennej pod względem amplitudy (zdjęcie 2.6).



Rys. 2.5. Model gradiencyjnych błędów komplanarnych



Zdjęcie 2.6. Obraz gradiencyjnego błędu komplanarnego

Zdarzyć się też może, że elipsa będzie zupełnie zanikała i pojawiała się od nowa. Błędy tego typu można by nazywać również *interferencyjnymi*. Biorąc jednak pod uwagę, że zakres błędów interferencyjnych jest szerszy — mogą one występować nie tylko w jednej, ale w wielu płaszczyznach — nazwano je *gradiencyjnymi błędami komplanarnymi*, co wydaje się być merytorycznie uzasadnione.

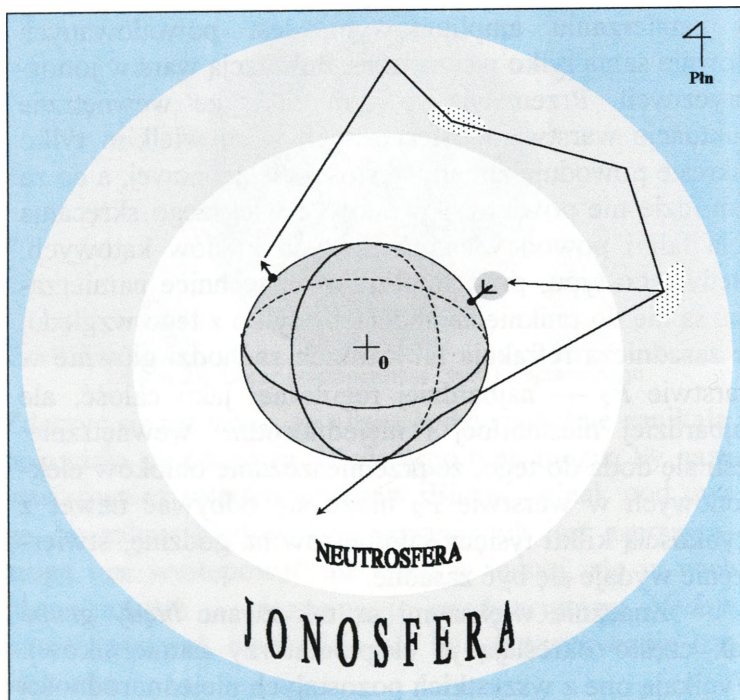
Wniosek

Gradiencyjne błędy komplanarne nie mają zasadniczego wpływu na dokładność namierzania. Występują z reguły rzadko, a jeśli nawet to się zdarzy, to i tak są o wiele mniejsze od błędów niekomplanarnych czy polaryzacyjnych.

Gradiencyjne błędy niekomplanarne stanowią zasadniczą grupę obiektywnych błędów namierzania. Bezpośrednią przyczyną ich powstawania jest jonosfera, a ściślej mówiąc jej nieustabilizowany czasowo i przestrzennie stan gęstości elektronowej. Z przeprowadzonych badań można wnioskować, że prawdopodobnie około 50% wszystkich tego typu błędów, występujących

w namierzaniu amplitudowym, jest powodowanych głównie samą tylko wewnętrzną fluktuacją warstw jonosferycznych. Przemawia za tym fakt, że wewnętrzne fluktuacje warstw jonosferycznych w niewielkim tylko zakresie powodują zmiany gęstości elektronowej, a co za tym idzie nie powinny powodować większego skręcania pola fali i powodowania większych błędów kątowych. Błędy tego typu, przy amplitudowej technice namierzania, są nie do uniknięcia chociażby tylko z tego względu, że zasadnicza refrakcja fal krótkich zachodzi głównie w warstwie F_2 — najbardziej regularnej jako całość, ale najbardziej niestabilnej i niejednorodnej wewnątrz. Jeśli się doda do tego, że przemieszczanie obłoków elektronowych w warstwie F_2 może się odbywać nawet z szybkością kilku tysięcy kilometrów na godzinę, stwierdzenie wydaje się być zasadne.

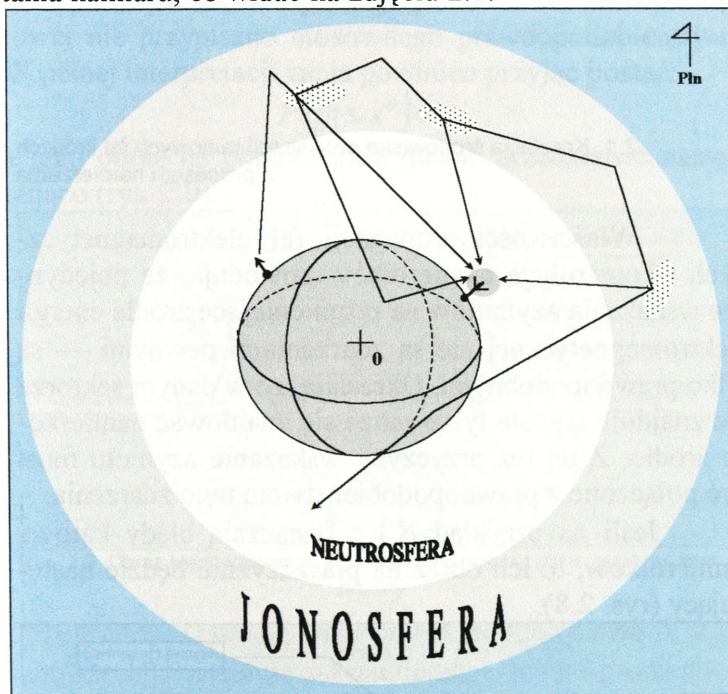
Znacznie większymi są tak zwane *błędy grube* (tak często określają je eksploatorzy namierników). Wynikają one z wszystkich pozostałych niejednorodności i niestabilności, ale już całej jonosfery. W szczególnie niesprzyjających okolicznościach ich wielkość może osiągać nawet wartości 180° . Występować przy tym jeszcze może pozorna pewność, że namiar jest poprawny, ponieważ obraz sygnału na lampie oscyloskopowej namiernika będzie wąski i stabilny. Przyczyną zaistnienia takiej sytuacji może być w miarę stabilny obłok elektromowy, który na odcinku refrakcji fali spowoduje tak duże skręcenie jej pola, że dotrze ona do namiernika z kierunku przeciwnego do rzeczywistego wypromieniowania (rys. 2.6).



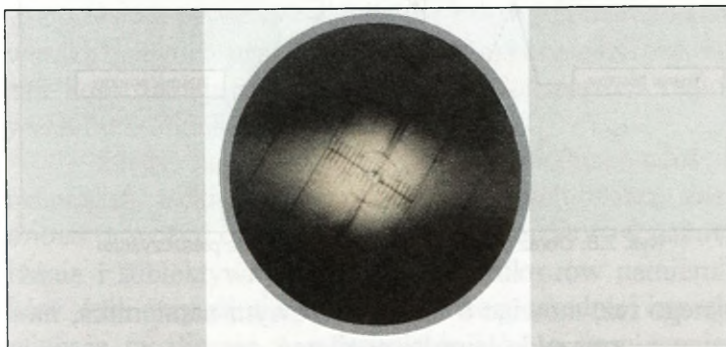
Rys. 2.6. Model powstawania błędów grubych

Zdarzyć się też może, że jednocześnie będzie docierał nie jeden, a kilka różnokierunkowych „strumieni” energii pola pochodzących od tego samego źródła promieniowania elektromagnetycznego (rys. 2.7). Konsekwencje tego na lampie oscyloskopowej namiennika mogą być różne. Może to być obraz wirującej elipsy o stałej amplitudzie, względnie elipsy o zmiennej amplitudzie i położeniu lub też obraz zupełnie nie przypominający swym wyglądem elipsy a raczej zobrazowanie szumów (zdjęcie 2.7). W każdym z wymienionych wypadków (jak na rysunku 2.7), jeśli nie zupełnie, to przynajmniej w poważnej czę-

ści zostaną ograniczone możliwości poprawnego odczytania namiaru, co widać na zdjęciu 2.7.



Rys. 2.7. Model powstawania gradiencyjnych błędów niekomplanarnych

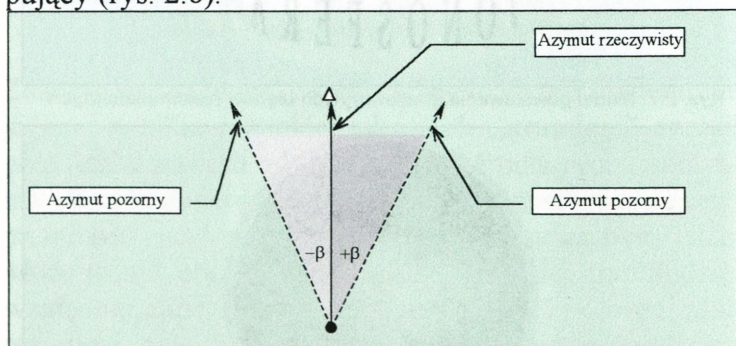


Zdjęcie 2.7. Obraz gradiencyjnego błędu niekomplanarnego

2.1. Korelacja środowiska propagacji radiowych fal krótkich z procesem namierzania

Właściwości propagacji fal elektromagnetycznych i konstrukcja namierników powodują, że pojedyncze wskazania azymutów na promieniujące źródła energii elektromagnetycznej nie są zdarzeniami pewnymi — są tylko prawdopodobnymi. Określają, że w danym sektorze nie znajduje się, ale tylko może się znajdować namierzone źródło. Z tej też przyczyny wskazanie azymutu musi być połączone z prawdopodobieństwem tego zdarzenia.

Jeśli na przykład β i γ oznaczają błędy kątowe namierników, to ich obraz na płaszczyźnie będzie następujący (rys. 2.8).



Rys. 2.8. Obraz błędu kątowego namiernika na płaszczyźnie

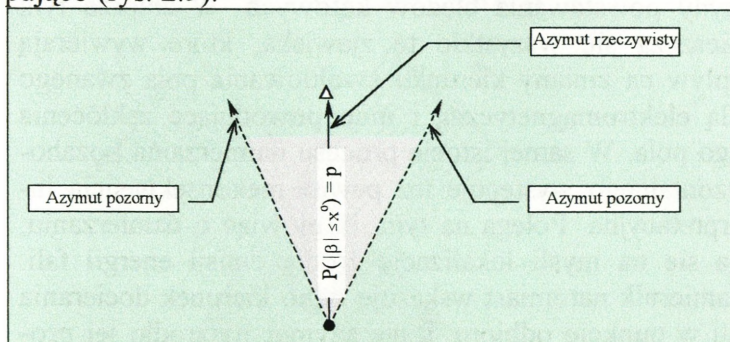
Dlatego też, mówiąc o błędzie kątowym namiernika, należy w pierwszej kolejności pamiętać, że:

$$\pm \beta \leftrightarrow |\beta|$$

Nie jest to jednak interpretacja pełna — do wartości kątownej nie przypisano stosownego prawdopodobieństwa. W pełnej interpretacji zapis powinien przyjąć postać:

$$P(|\beta| \leq x^o) = p$$

a jego obraz na płaszczyźnie można przedstawić następująco (rys. 2.9).



Rys. 2.9. Obraz błędu kąowego namiernika na płaszczyźnie w pełnej interpretacji

Oznacza to, że istnieje tylko prawdopodobieństwo p , iż w sektorze $|\beta|$ znajduje się namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego.

Istota powstawania błędów kąowych namierzania wynika z dwóch przyczyn — z niedoskonałości rozwiązań konstrukcyjnych i z właściwości propagacji radiowych fal krótkich.

Błędy kąowe powodowane niedoskonałością rozwiązań technologiczno-konstrukcyjnych noszą znamiona przyczyn obiektywnych dla organizatorów namierzania i subiektywnych — dla konstruktorów namierników. Jeśli przy namierzaniu na fali bezpośredniej istnieje większa możliwość wyodrębniania ich, to przy namie-

rzaniu pozahoryzontalnym takiej możliwości nie ma. Nigdy nie wiadomo, w jakim stopniu na wielkość błędu wpływają warunki propagacyjne, a w jakim techniczne. Można tylko przypuszczać, iż warunki techniczne wpływają w podobny sposób jak przy namierzaniu fali bezpośrednio, ale pewności co do tego mieć nie można.

Warunki propagacyjne stanowią zasadnicze przyczyny powstawania błędów kątowych. W zbiorze tym mieszczą się wszystkie te zjawiska, które wywierają wpływ na zmiany kierunku ewoluowania pola zwanego falą elektromagnetyczną i inne powodujące zakłócenia tego pola. W samej istocie procesu namierzania pozahoryzontalnego występuje też pewna niekonsekwencja interpretacyjna. Polega na tym, iż mówiąc o namierzaniu, ma się na myśli lokalizację źródła emisji energii fali. Namiernik natomiast wskazuje tylko kierunek docierania fali w punkcie odbioru, a nie azymut na źródło jej promieniowania. W warunkach idealnych, gdy ewoluowanie pola byłoby nie skręcane, wskazywany kierunek docierania fali (azymut) pokrywałby się z kierunkiem położenia źródła promieniującego energię. W praktyce jest inaczej. Jeśli nawet zamiar pojedynczy wydaje się z pozoru być poprawny, to nigdy nie wiadomo, jak się ma azymut przychodzenia fali do azymutu określającego kierunek na źródło promieniowania. Tę niewiadomą wnosi głównie środowisko propagacji.

Wniosek

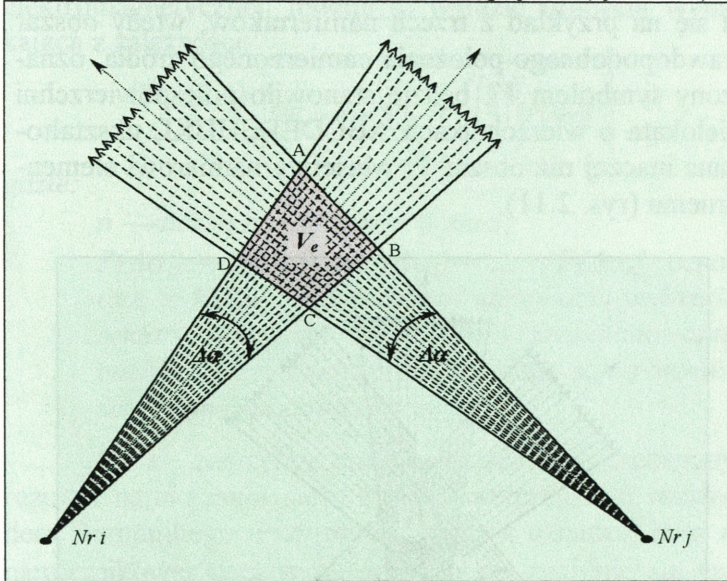
Przyczyny powstawania błędów kątowych w namierzaniu są tak różnorodne w swej istocie, że każdy z dowolnie wykonanych namiarów można tylko traktować jako zmienną losową z danego przedziału wartości zwa-

nego sektorem wskazywania azymutu, czyli w takiej interpretacji, jak zostało to pokazane na rysunku 2.9.

Wprowadzając dla uproszczenia dalszego oznaczania interpretację, iż:

$$\pm \beta; \pm \gamma \leftrightarrow |\beta|; |\gamma| \leftrightarrow \Delta\alpha$$

obraz niamiaru elementarnego (pary namierników) na płaszczyźnie można zobrazować następująco (rys. 2.10).



Rys. 2.10. Obraz niamiaru elementarnego na płaszczyźnie

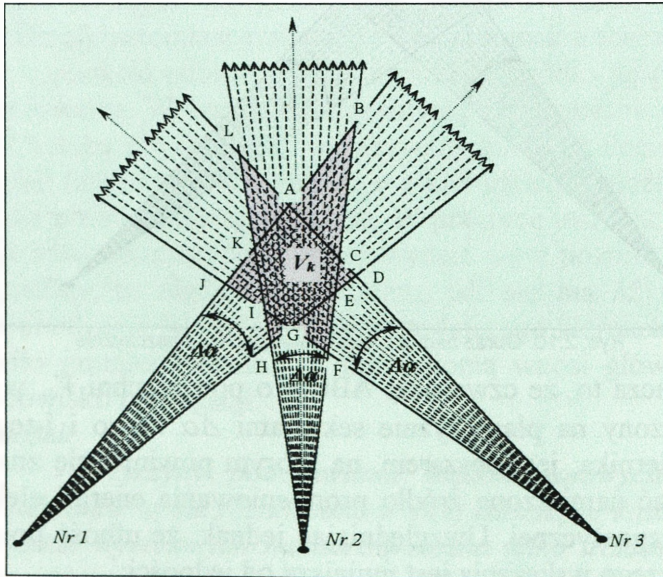
Oznacza to, że czworokąt ABCD o powierzchni V_e , wyznaczony na płaszczyźnie sektorami $\Delta\alpha$ i-tego i j-tego namiernika, jest obszarem, na którym powinno się znajdować namierzone źródło promieniowania energii elektromagnetycznej. Uwzględniając jednak, że ufność pojedynczego wskazania jest mniejsza od jedności:

$$P(\Delta\alpha) = p < 1$$

zatem ufność sytuacji, że wewnątrz czworokąta ABCD o powierzchni V_e znajduje się namierzone źródło, będzie wyznaczana iloczynem prawdopodobieństw zdarzeń pojedynczych wskazań sektorów $\Delta\alpha$ przez i-ty i j-ty namiernik:

$$P(V_e) = P(\Delta\alpha_i) \times P(\Delta\alpha_j)$$

Jeśli natomiast zadanie będzie realizowała sieć składająca się na przykład z trzech namierników, wtedy obszar prawdopodobnego położenia namierzonego źródła, oznaczony symbolem V_k , będzie stanowiło pole powierzchni wielokąta o wierzchołkach ABCDEFGHIJKL ukształtowane inaczej niż obszar V_e właściwy namiarowi elementarnemu (rys. 2.11).



Rys. 2.11. Obraz trzech namiarów na płaszczyźnie

Jego granice będzie wyznaczał już nie czworokąt, ale dwunastokąt nieforemny. Na jego powierzchni będą obszary, na których będą się sektory krzyżowały: $\Delta\alpha_1$ z $\Delta\alpha_2$; $\Delta\alpha_1$ z $\Delta\alpha_3$; $\Delta\alpha_2$ z $\Delta\alpha_3$.

Interpretując całą powierzchnię V_k , wyznaczoną wielokątem nieforemny, jako obszar, na którym może się znajdować namierzone źródło promieniowania energii elektromagnetycznej, można to wyrazić ufnością wynikającą z zależności:

$$(Wz. 2.1) \quad P(V_n = k) = \sum_{k=1}^n (-1)^{k+1} \binom{n}{k} [P(\Delta\alpha)]^{2k}$$

gdzie:

n — liczba namierników w sieci;

$P(\Delta\alpha_1) = P(\Delta\alpha_2) = P(\Delta\alpha_3) = \dots = P(\Delta\alpha_n)$ oznacza, że każdy z namierników danej sieci wskazuje sektory na namierzone źródło promieniowania energii elektromagnetycznej z taką samą wartością prawdopodobieństwa.

Co się zaś tyczy prognozowania, to oczekiwany rezultat namierzania sieci można interpretować rozkładem Bernoulliego. Przyjmując, że $X=k$ oznacza, iż w n namiernikowej sieci w k sektorach $\Delta\alpha$ znajduje się namierzone źródło promieniowania energii elektromagnetycznej, to prawdopodobieństwo możliwych zdarzeń będzie się rozkładało według zależności:

$$(Wz.2.2) \quad P(X = k) = \binom{n}{k} [P(\Delta\alpha)]^k [1 - P(\Delta\alpha)]^{n-k}$$

Na przykład dla trójnamiernikowej sieci gdzie:

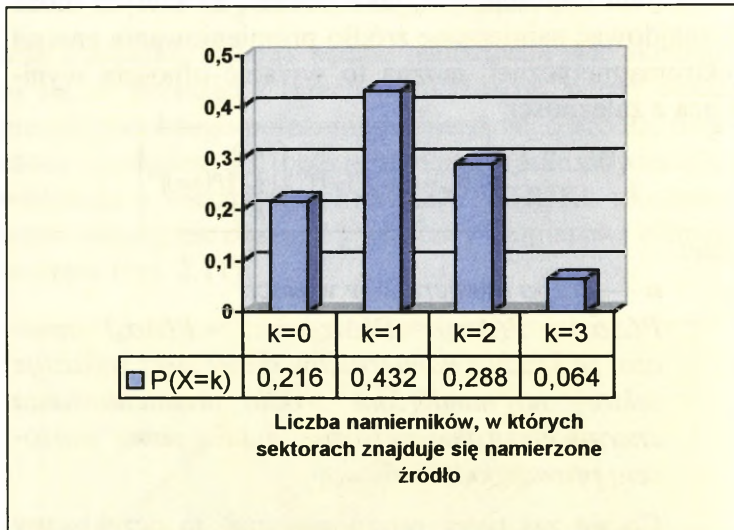
- ✓ $n=3$;
- ✓ $P(\Delta\alpha) = 0,4$;

✓ $P(\Delta\alpha) = 0,5;$

✓ $P(\Delta\alpha) = 0,6;$

można oczekiwać następujących efektów (wyk. 2.1, 2.2, 2.3).

Wyk. 2.1. [dla: $P(\Delta\alpha) = 0,4; n = 3$]



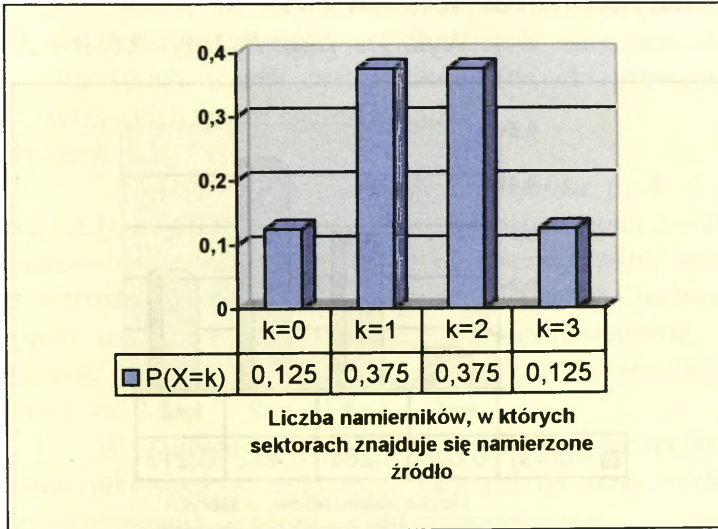
Przy powyższych warunkach; gdzie: $P(\Delta\alpha)=0,4$ a $n=3$; oznacza to, że istnieje prawdopodobieństwo:

- ✓ $p = 0,216$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego nie znajdzie się w sektorze $\Delta\alpha$ żadnego namiennika;
- ✓ $p = 0,432$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorze $\Delta\alpha$ tylko jednego namiennika;
- ✓ $p = 0,288$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorach $\Delta\alpha$

dwóch namierników (na skrzyżowaniu dwóch sektorów $\Delta\alpha$ którejś pary namierników);

- ✓ $p = 0,064$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorach $\Delta\alpha$ wszystkich trzech namierników (na skrzyżowaniu wszystkich trzech sektorów $\Delta\alpha$).

Wyk. 2.2 [dla: $P(\Delta\alpha) = 0,5$; $n = 3$]

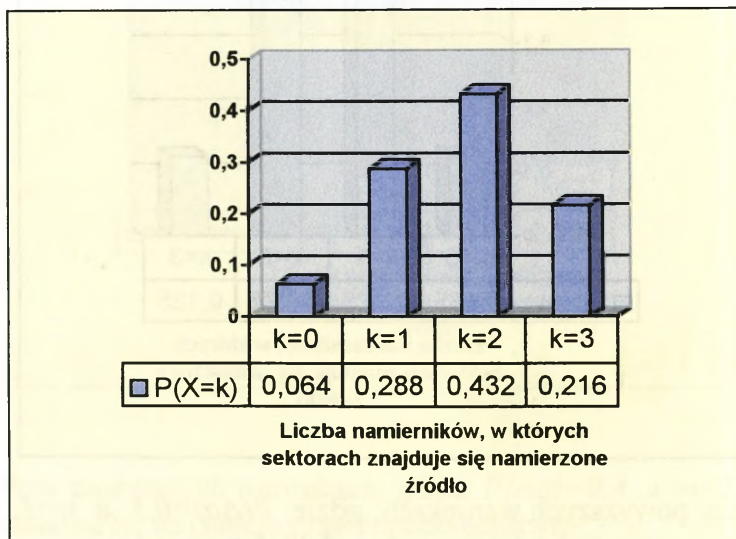


Przy powyższych warunkach; gdzie: $P(\Delta\alpha)=0,5$ a $n=3$; oznacza to, że istnieje prawdopodobieństwo:

- ✓ $p = 0,125$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego nie znajdzie się w sektorze $\Delta\alpha$ żadnego namiernika;
- ✓ $p = 0,375$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorze $\Delta\alpha$ tylko jednego namiernika;

- ✓ $p = 0,375$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorach $\Delta\alpha$ dwóch namierników (na skrzyżowaniu dwóch sektorów $\Delta\alpha$ którejś pary namierników);
- ✓ $p = 0,125$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorach $\Delta\alpha$ wszystkich trzech namierników (na skrzyżowaniu wszystkich trzech sektorów $\Delta\alpha$).

Wyk. 2.3. [dla: $P(\Delta\alpha) = 0,6$; $n = 3$]



Przy powyższych warunkach, gdzie: $P(\Delta\alpha)=0,6$ a $n=3$ oznacza to, że istnieje prawdopodobieństwo:

- ✓ $p = 0,064$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego nie znajdzie się w sektorze $\Delta\alpha$ żadnego namiernika;

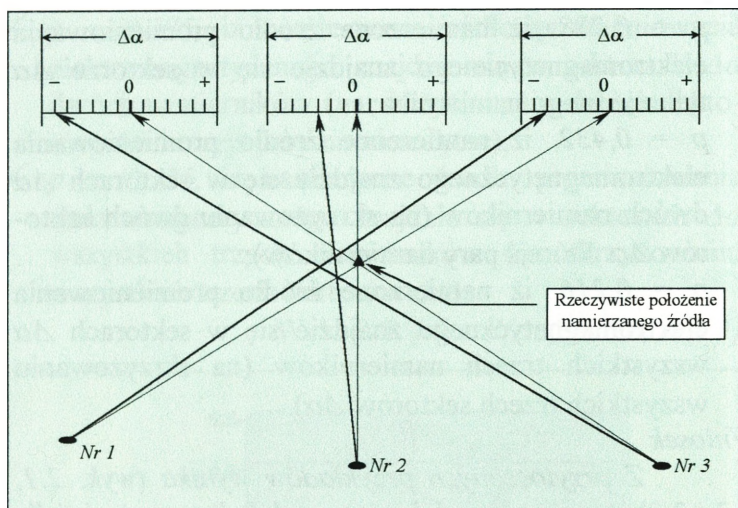
- ✓ $p = 0,288$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorze $\Delta\alpha$ tylko jednego namiernika;
- ✓ $p = 0,432$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorach $\Delta\alpha$ dwóch namierników (na skrzyżowaniu dwóch sektorów $\Delta\alpha$ którejs pary namierników);
- ✓ $p = 0,216$, iż namierzone źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdzie się w sektorach $\Delta\alpha$ wszystkich trzech namierników (na skrzyżowaniu wszystkich trzech sektorów $\Delta\alpha$).

Wniosek

Z przytoczonych przykładów wynika (wyk. 2.1, 2.2 i 2.3), że prawdopodobieństwo zlokalizowania źródła promieniowania energii elektromagnetycznej rośnie wraz ze wzrostem prawdopodobieństwa poprawnego wskazywania azymutów $\Delta\alpha$ przez pojedyncze namierniki, a wartość ta jest korelowana rozkładem Bernoulliego (patrz wz. 2.2).

W praktyce tak się jednak dzieje, że poszczególne namierniki sieci — dokonując namiaru na dane źródło promieniowania energii elektromagnetycznej — nie wskazują sektorów a tylko konkretne azymuty, obciążone dodatnimi lub ujemnymi błędami kątowymi. Jeśli nawet te (azymuty) będą się mieścić w zbiorach wartości $\Delta\alpha$, to rzadko się zdarza, aby wszystkie namierniki sieci dokonały wskazań idealnych. Takie zdarzenie jest mało prawdopodobne. Zwykle obraz namierzania będzie następujący (rys. 2.12).

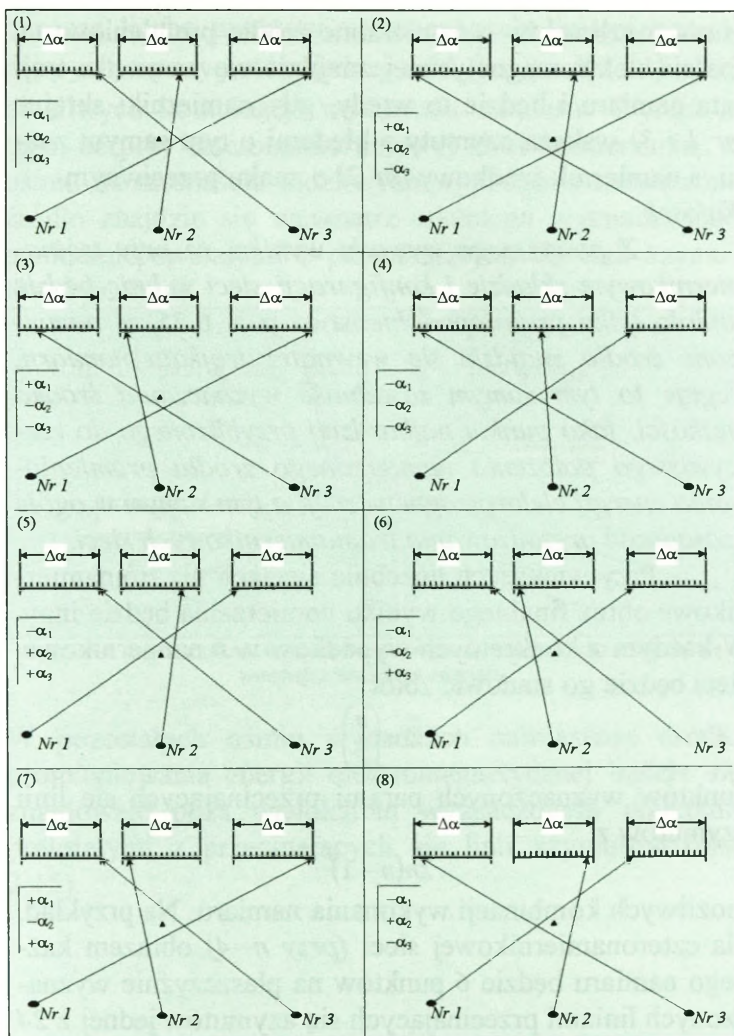
* Rozdział drugi *
Środowisko propagacji radiowych fal krótkich



Rys. 2.12. Obraz wyniku namierzania na płaszczyźnie

Przyjmując założenie, że lokalizacji źródeł promieniowania elektromagnetycznego dokonuje sieć trójnamiernikowa, obraz każdego wyniku finalnego będzie zawsze tylko jedną z ośmiu możliwych kombinacji (rys. 2.13).

* Rozdział drugi *
Środowisko propagacji radiowych fal krótkich



Rys. 2.13. Możliwe kombinacje wykonania namiarów przez sieć składającą się z trzech namierników

Z przedstawionych kombinacji wynika, że dla trójnamiernikowej sieci tylko w dwóch wypadkach — z

ośmiu możliwych — namierzone źródło promieniowania energii elektromagnetycznej znajdzie się wewnątrz trójkąta namiaru i będzie to wtedy, gdy namierniki skrajne (*nr 1 i 3*) wskażą azymuty z błędami o tym samym znaku, a namiernik środkowy (*nr 2*) o znaku przeciwnym.

Wniosek

Z powyższego wywodu wynika, że przy trójnamiernikowym składzie i konfiguracji sieci w linię będzie istniało tylko prawdopodobieństwo $p = 0,25$, iż namierzone źródło znajdzie się wewnątrz trójkąta namiaru. Neguje to tym samym zasadność wyznaczania środka ciężkości, jako punktu najbardziej przybliżonego do rzeczywistego położenia namierzonego źródła promieniowania energii elektromagnetycznej, a tym samym w ogóle i zasadność organizowania trójnamiernikowych sieci.

Przy większych liczebnie sieciach niż trójnamiernikowe obraz finalnego wyniku namierzania będzie inny. W każdym z konkretnych wypadków w n namiernikowej sieci będzie go stanowić zbiór:

$$\bar{Z} = \binom{n}{2}$$

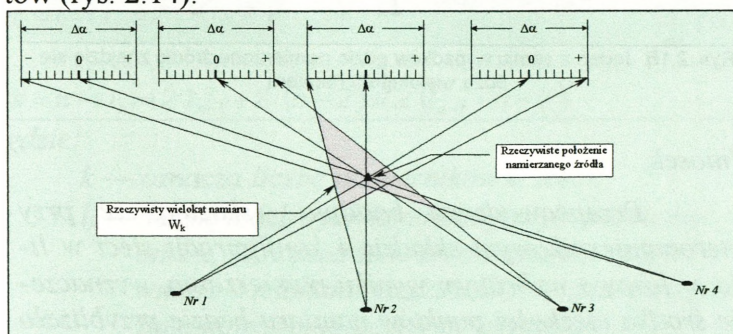
punktów wyznaczonych parami przecinających się linii azymutów z

$$2n(n-1)$$

możliwych kombinacji wykonania namiaru. Na przykład, dla czteronamiernikowej sieci (*przy $n=4$*) obrazem każdego namiaru będzie 6 punktów na płaszczyźnie wyznaczonych liniami przecinających się azymutów jednej z 24 możliwych kombinacji wykonania namiaru, bo:

$$\bar{Z} = \binom{4}{2} = \frac{4!}{2!(4-2)!} = \frac{12}{2} = 6$$

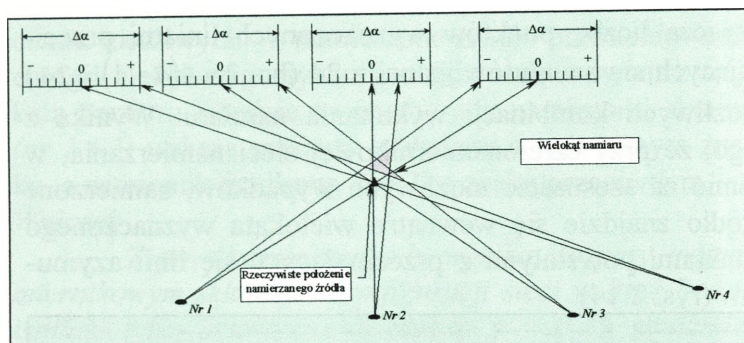
oznacza liczbę punktów wyznaczonych liniami przecinających się azymutów jednej z 24 (bo $2 \times 4(4 - 1) = 24$) możliwych kombinacji wykonania namiaru. Wynika z tego, że przy czteronamiernikowej sieci namierzania, w ośmiu na szesnaście możliwych wypadków, namierzone źródło znajdzie się wewnątrz wielokąta wyznaczonego punktami powstałymi z przecinających się linii azymutów (rys. 2.14).



Rys. 2.14. Jeden z ośmiu wypadków, gdzie namierzone źródło znajdzie się wewnątrz wielokąta namiaru

W pozostałych ośmiu wypadkach namierzone źródło promieniowania energii elektromagnetycznej będzie się znajdowało poza wielokątem wyznaczonym punktami powstałymi z przecinających się linii azymutów (rys. 2.15).

* Rozdział drugi *
Środowisko propagacji radiowych fal krótkich



Rys. 2.15. Jeden z ośmiu wypadków gdzie namierzone źródło znajdzie się poza wielokątem namiaru

Wniosek

Przeprowadzone badania wskazują, że przy czteronamiernikowym składzie i konfiguracji sieci w linię, w losowo wybranym wyniku namierzenia, wyznaczenie środka ciężkości punktów namiaru będzie przybliżało miejsce lokalizacji źródła do punktu jego rzeczywistego położenia tylko prawdopodobieństwo $p = 0,5$.

Dla dowolnej sieci namierzenia rozwiniętej w linię liczba kombinacji l_k , że namierzone źródło znajdzie się wewnątrz rzeczywistego wielokąta namiaru W_k , wyznaczonego punktami powstałymi z przecinających się linii azymutów, wzrasta stosownie do zwiększającej się liczby namierników w sieci k , według następującej zależności:

(Wz. 2.3)

$$k = 3 \rightarrow l_3 = 2$$

$$k = 4 \rightarrow l_4 = 2(2) + 2 \times 2 = 8$$

$$k = 5 \rightarrow l_5 = 2(2 \times 2 + 2 \times 2) + 2 \times 3 = 22$$

$$k = 6 \rightarrow l_6 = 2[2(2 \times 2 + 2 \times 2) + 2 \times 3] + 2 \times 4 = 52$$

$$k = 7 \rightarrow l_7 = 2\{2[2(2 \times 2 + 2 \times 2) + 2 \times 3] + 2 \times 4\} + 2 \times 5 = 114$$

$$k = i \rightarrow l_i = 2 l_{i-1} + 2(i - 2)$$

$$k = n \rightarrow l_n = 2 l_{n-1} + 2(n - 2) = 2(l_{n-1} + n - 2)$$

gdzie:

- k — oznacza liczbę namierników w sieci;
- l_k — liczbę możliwych kombinacji wykonania namiaru, że namierzone źródło znajdzie się wewnątrz wielokąta namiaru W_N wyznaczonego liniami przecinającymi się azymutów.

Opierając się na powyższych stwierdzeniach można również określić stopień ufności dla zdarzenia, że namierzone źródło znajduje się wewnątrz wielokąta namiaru W_k . Wartość tę można wyliczać z zależności:

$$(Wz. 2.4) \quad P(W_k) = \frac{2(l_{k-1} + k - 2)}{2^k}$$

gdzie:

- W_k — rzeczywisty wielokąt namiaru wewnątrz którego znajduje się namierzone źródło;
- k — liczba namierników w sieci;
- l_k — liczba możliwych kombinacji namiarów, przy k namiernikowej sieci, które będą wyznaczały wielokąt, wewnątrz którego będzie się znajdowało namierzone źródło;

2^k — możliwa liczba kombinacji wykonania namiarów przez k namiernikową sieć.

Opierając się na powyższych regułach, można dokonać wyliczeń, które pozwolą wyznaczyć granicę opłacalności zwiększania liczby namierników w sieci namierzania rozwiniętej w linię (tab. 2.1).

Tab. 2.1

Liczba namierników w sieci $k =$	Liczba możliwych kombinacji, że namierzone źródło znajduje się wewnątrz wielokąta W_k wyznaczonego punktami przecinających się linii azymutów $l_k = 2(l_{k-1} + k - 2) =$	Ogólna liczba możliwych kombinacji wykonania namiarów w k namiernikowej sieci $2^k =$	Stopień ufności, że namierzone źródło znajduje się wewnątrz wielokąta namiaru W_k $P(W_k) = \frac{2(l_{k-1} + k - 2)}{2^k}$
3	2	8	0,250
4	8	16	0,500
5	22	32	0,687
6	52	64	0,812
7	114	128	0,891
8	240	256	0,937
9	494	512	0,965
10	1004	1024	0,980
11	2024	2048	0,988
12	4068	4096	0,993
13	8158	8192	0,996
14	16340	16384	0,997
15	32706	32768	0,998

$$\lim_{k \rightarrow 16} P(W_k) = \frac{2(l_{k-1} + k - 2)}{2^k} \approx 0,999$$

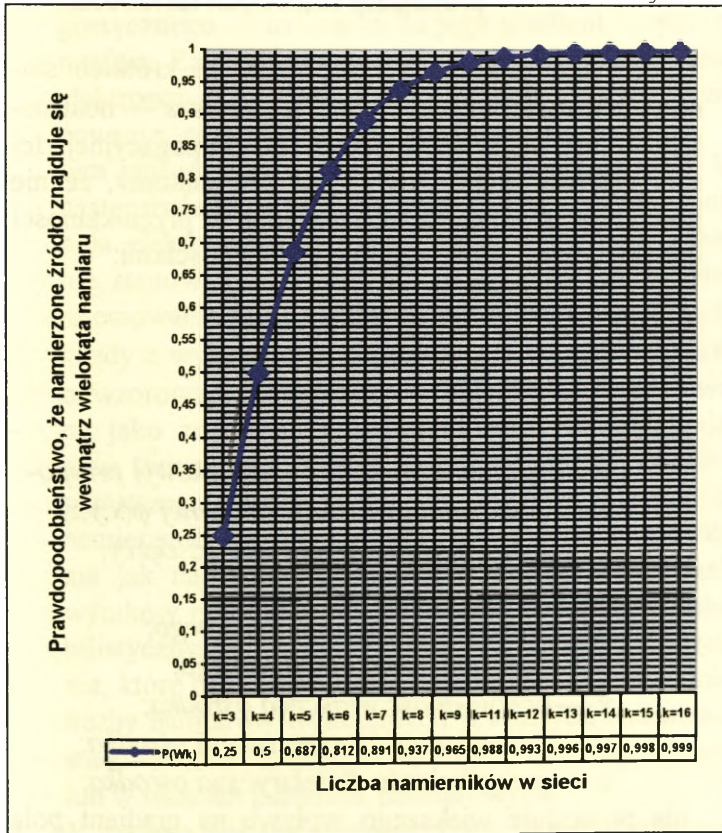
16	65440	65536	0,999
----	-------	-------	-------

Wniosek

Z powyższej zależności wynika, że wartość prawdopodobieństwa — określająca stopień ufności położenia namierzonego źródła wewnątrz wielokąta namiaru W_k — poziom 0,9 osiąga przy 8 namiernikowych sieciach, a przy 16 namiernikach zostaje osiągnięta granica,

gdzie $p \cong 0,999$. Oznacza to, że przy równej i większej liczbie namierników w sieci niż 16 zawsze będą istniały tylko dwa możliwe wypadki, że namierzone źródło znajdzie się poza wielokątem namiaru i będzie to wtedy, gdy wszystkie namierniki sieci dokonają namiaru z błędami kątowymi o tym samym znaku („+” lub „-”) (wyk. 2.4).

Wyk. 2.4



2.2. Wnioski wynikające z badań środowiska propagacji radiowych fal krótkich

1. Środowisko propagacji radiowych fal krótkich stanowi neutrosfera i jonosfera. Ta pierwsza — neutrosfera — nie odgrywa większej roli propagacyjnej. Jej stan gęstości elektronowej jest tak znikomy, że nie powoduje istotnego zróżnicowania w przenikalności dielektrycznej, które zgodnie z zależnościami:

$$\nabla^2 H = \mu\gamma \frac{\partial H}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}$$

$$\nabla^2 E = \mu\gamma \frac{\partial E}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

gdzie:

∇ — gradient (operator różniczkowy) przyporządkowujący funkcji skalarnej $\varphi(x,y,z)$
wektor o składowych: $\partial\varphi/\partial x$; $\partial\varphi/\partial y$;
 $\partial\varphi/\partial z$;

H — natężenie pola magnetycznego;

E — natężenie pola elektrycznego;

γ — przewodność właściwa ośrodka;

μ — przenikalność magnetyczna ośrodka;

ϵ — przenikalność dielektryczna ośrodka;

nie powoduje większego wpływu na gradient pola zwanego falą elektromagnetyczną — nie powoduje istotnego *skręcania* fali. Jako środowisko znajdujące

się najbliżej Ziemi znajduje się natomiast pod silnym oddziaływaniem pola geomagnetycznego, co ma już duży wpływ na stan pola, szczególnie przy falach spolaryzowanych liniowo (powoduje ich rozszczepianie na falę zwyczajną i nadzwyczajną), a tym samym na powstawanie tak zwanych błędów polaryzacyjnych. Zasadniczy wpływ na stan pola elektromagnetycznego — to znaczy na jego gradient — ma jonosfera. Zachodzące w niej ciągłe zmiany gęstości elektronowej powodują tym samym ciągłe zróżnicowanie przenikalności dielektrycznej ośrodka, a tym samym ciągłe zmiany w ewoluowaniu pola. W następstwie tego rzut kierunku (drogi) ewoluowania pola elektromagnetycznego na powierzchnię Ziemi nie stanowi ortodromy pomiędzy punktem wypromieniowania fali i namiernikiem. Z tej też przyczyny każdy z wykonanych namiarów — jako aprioryczne odwzorowanie ortodromy — musi być interpretowany jako zdarzenie prawdopodobne. Uwzględniając przy tym niestabilności jonosferyczne w czasie i przestrzeni, należy sądzić, że wzrostu dokładności namierzania można poszukiwać na drodze stwarzania jak najlepszych warunków do opracowywania wyników pojedynczych namiarów metodami probabilistycznymi. Drogę tę mogą wyznaczać rozwiązania, które będą zapewniały uśrednianie odpowiedniej liczby namiarów wykonanych w różnych warunkach stanu jonosferycznego — to znaczy w różnym czasie lub w różnych punktach pomiarowych.

2. W zasięgu fali przyziemnej, co w przybliżeniu wyznacza zależność:

$$D = \frac{80}{\sqrt[3]{f[\text{MHz}]}} [\text{km}]$$

gdzie:

D — zasięg fali przyziemnej;

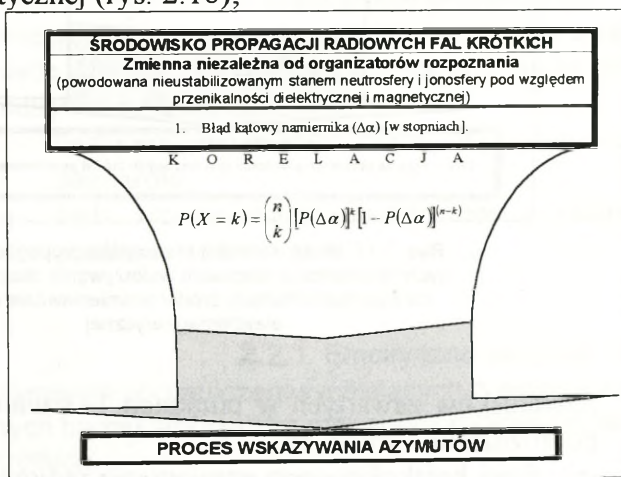
f — częstotliwość;

występują szczególnie niekorzystne warunki propagacyjne dla namierzania krótkofalowego. Istota tego wynika z faktu, że do systemów antenowych namierników docierają jednocześnie dwie fale — przyziemna (bezpośrednia) i odbita ostro padająca (jonosferyczna). Następuje zatem nakładanie się dwóch cosinusoidalnych przebiegów energetycznych pola i do tego jeszcze ciągle przesuwających się w fazie. W następstwie tego na wskaźniku oscyloskopowym namiernika pojawiają się ciągle nie pojedyncze elipsy, ale wirujące okręgi, co uniemożliwia wskazywanie azymutów. Tym samym w sposób fizyczny jest negowana koncepcja rozwijania i eksploatawania sieci krótkofalowego namierzania radiowego w strefie odpowiedzialności i zainteresowania związków operacyjnych — ta strefa obejmuje właśnie ten obszar. Na ich korzyść powinny pracować sieci rozwinięte poza strefą operacyjną — dalej. Z przyjęciem takiego rozwiązania można oczekiwać większych dokładności lokalizacji namierzonych źródeł emisji sygnałów krótkofalowych.

3. Środowisko propagacji radiowych fal krótkich jest nieustabilizowane pod względem parametrów wywierających wpływ na gradient pola elektromagnetycznego. Zachodzące zmiany są trudne do chwilowego identyfikowania. Dlatego należy traktować je jako cechy charakterystyczne dla otoczenia izotropowego,

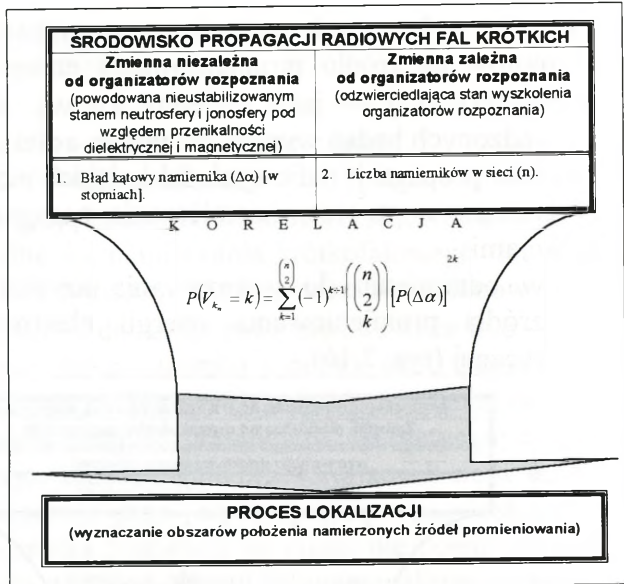
a każdy z wykonanych namiarów — z wyznaczonych azymutów na źródło promieniowania energii elektromagnetycznej — jako zmienną losową. Z przeprowadzonych badań wynika, że w tym aspekcie środowisko propagacji radiowych fal krótkich może być korelowane z procesem namierzania następującymi funkcjami:

- a) w odniesieniu do wskazywania azymutów na źródła promieniowania energii elektromagnetycznej (rys. 2.16);



Rys. 2.16. Model korelacji środowiska propagacji radiowych fal krótkich z procesem wskazywania azymutów

- b) w odniesieniu do wskazywania obszarów położenia namierzonych źródeł promieniowania energii elektromagnetycznej (rys. 2.17).



Rys. 2.17. Model korelacji środowiska propagacji radiowych fal krótkich z procesem wskazywania obszarów położenia namierzonych źródeł promieniowania energii elektromagnetycznej

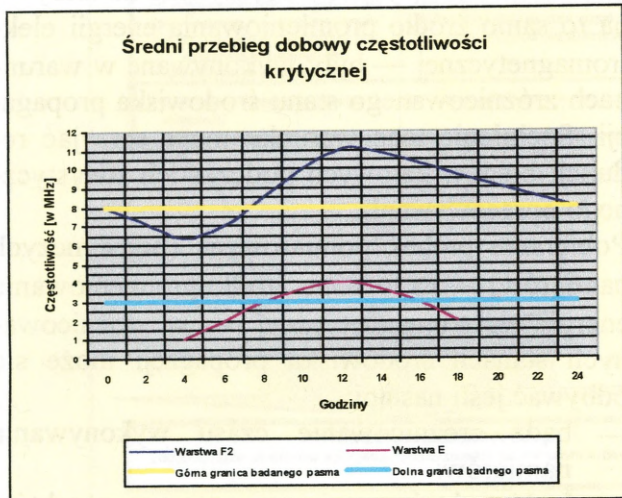
4. Z wniosków zawartych w punktach 1÷3 niniejszego podrozdziału wynika, że:
- a) Sieci krótkofalowego namierzania radiowego nie powinno się rozwijać bliżej niż 80 km od przedniego skraju obszaru rozpoznania. Przestrzeganie tego warunku będzie powodowało eliminowanie negatywnych wpływów wynikających z nakładania się fali przyziemnej i odbitej, czego efekt objawia się w postaci dużych błędów kątowych i w następstwie tego — małych dokładności lokalizacyjnych.

- b) W procesie opracowywania wyników namierzenia winno się dążyć, aby pojedyncze namiary — na to samo źródło promieniowania energii elektromagnetycznej — były wykonywane w warunkach zróżnicowanego stanu środowiska propagacji. Spełnienie tego warunku może sprzyjać redukcji błędów kątowych podczas ich statystycznego opracowywania.
- c) Pobieranie próbek pomiarowych (pojedynczych namiarów) — na to samo źródło promieniowania energii elektromagnetycznej — w zróżnicowanych stanach środowiska propagacji może się odbywać jeśli nastąpi:
 - bądź zróżnicowanie czasu wykonywania namiarów;
 - bądź zróżnicowanie przestrzenne punktów pomiarowych.

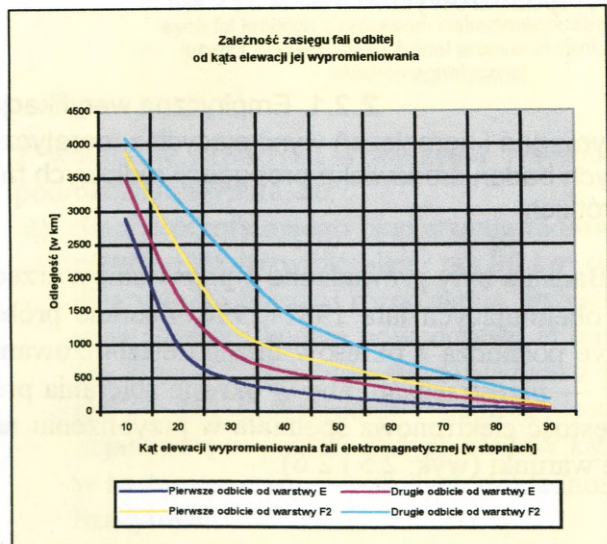
2.2.1. Empiryczna weryfikacja wymagań i ograniczeń wynikających z teoretycznych badań środowiska propagacji radiowych fal krótkich

Badania były prowadzone z przerwami w trzech etapach, obejmujących lata 1981÷1998. Zebrane próbki pomiarowe pochodzą z okresów dużego ustabilizowania jonosfery — przestrzegano, aby w okresie zbierania próbek jej gęstość elektronowa spełniała w przybliżeniu następujące warunki (wyk. 2.5 i 2.6).

Wyk. 2.5



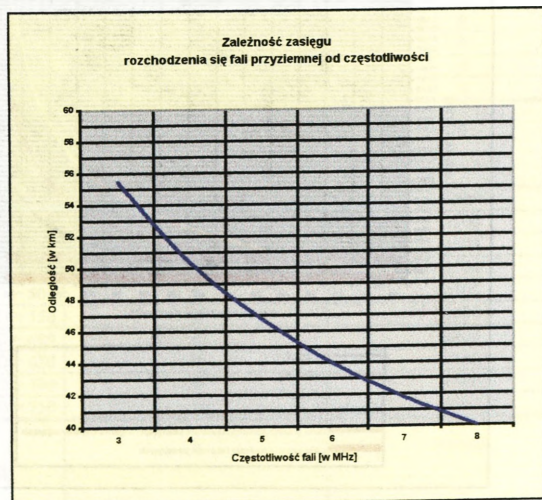
Wyk. 2.6



Warunki przybliżone do przedstawionych na wykresach 2.5 i 2.6 występowały najczęściej dwa razy w roku, w okresach: od 1÷30 września i od 2 marca do 12 kwietnia — w tym czasie występował podobny efekt korpuskularnego oddziaływania promieniowania słonecznego na jonosferę. Dlatego tylko w tych okresach były zbierane próbki pomiarowe, które zgrupowano w trzech podzbiórach.

W podzbiórze pierwszym zgrupowano pomiary odnoszące się do fal przyziemnych. Za najbardziej reprezentatywną granicę oddalenia przyjęto odległość 50 km, ponieważ ta odpowiada częstotliwości zbliżonej do 4MHz, a to pasmo jest najintensywniej wykorzystywane (patrz wyk. 2.7).

Wyk. 2.7



Przy ustalaniu odległości namierzania dla fal odbitych — ostro i płasko padających — od warstw jo-

* Rozdział drugi *
 Środowisko propagacji radiowych fal krótkich

nosferycznych: E, F1 i F2, przyjęto kryterium wynikające z zasięgu pierwszego odbicia, przy kątach padania fali ζ zawartych w zbiorze wartości:

$$\zeta \in \{10^\circ, 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ, 30^\circ, 35^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 50^\circ, 55^\circ, 60^\circ, 65^\circ, 70^\circ, 75^\circ, 80^\circ\}$$

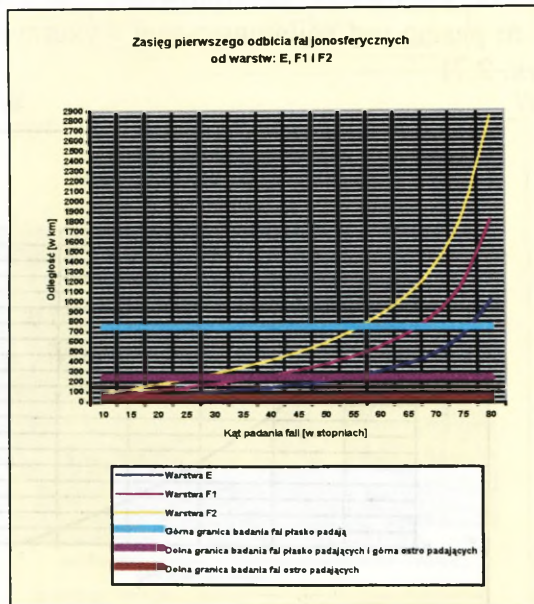
Przyjęto, że falami ostro padającymi będą nazywane wszystkie te, których kąt padania ζ jest zawarty w przedziale wartości:

$$30^\circ \geq \zeta \geq 10^\circ$$

natomiast falami płasko padającymi będą nazywane wszystkie te, których kąt padania ζ mieści się w przedziale:

$$80^\circ \geq \zeta > 30^\circ$$

Wyk. 2.8



Pierwszy etap badań trwał 5 lat. Był realizowany w latach 1981÷1985. W tym czasie zebrano próbkę 22 500 namierzeń na źródła (radiostacje) pracujące w pasmie od 3 do 8 MHz i rozmieszczone w odległościach (tab. 2.2).

Tab. 2.2

Odległość namierzenia [km]	Liczność próbki pomiarowej przy falach ostro padających $30^\circ \geq \zeta \geq 10^\circ$	Liczność próbki pomiarowej przy falach płasko padających $80^\circ \geq \zeta > 30^\circ$
D = 50	1500	0
D = 100	1500	0
D = 150	1500	0
D = 200	1500	0
D = 250	1500	0
Razem dla $50 \geq D \leq 250$	7500	0
D = 300	0	1500
D = 350	0	1500
D = 400	0	1500
D = 450	0	1500
D = 500	0	1500
D = 550	0	1500
D = 600	0	1500
D = 650	0	1500
D = 700	0	1500
D = 750	0	1500
Razem dla $300 \leq D \leq 750$	0	15000

Jako aparatura pomiarowa były wykorzystywane namierniki R-359 pracujące w sieci *jednolitego systemu rozpoznania radioelektronicznego WP*. W następstwie tego ustalono zależność pomiędzy odległością namierzania (pomiędzy kątem padania fali ζ) i błędem kątowym namierzania $\Delta\alpha$, który przy prawdopodobieństwie:

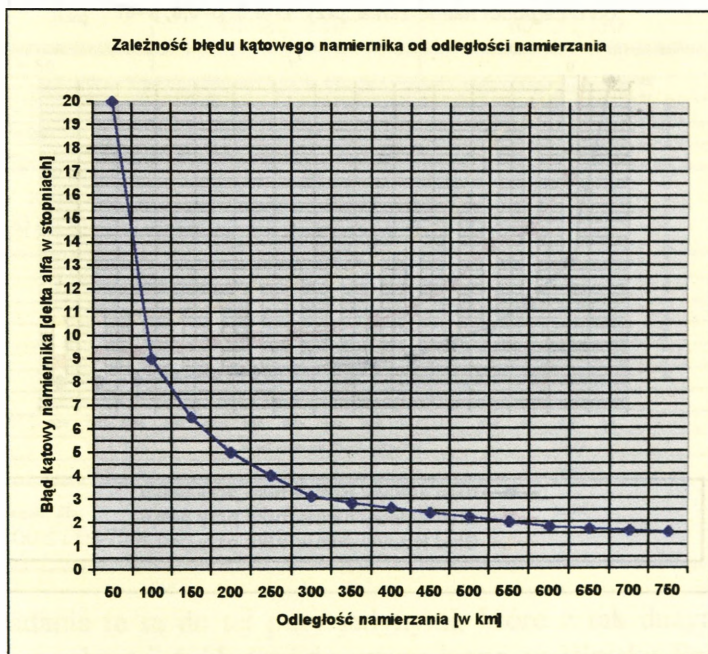
$$P(\Delta\alpha \leq x^\circ) = 0,5$$

kształtował się następująco (wyk. 2.9). Pozostałe 50% namiarów było obarczone błędami kątowymi znacznie większymi niż przedstawione na wykresie 2.9. Dla:

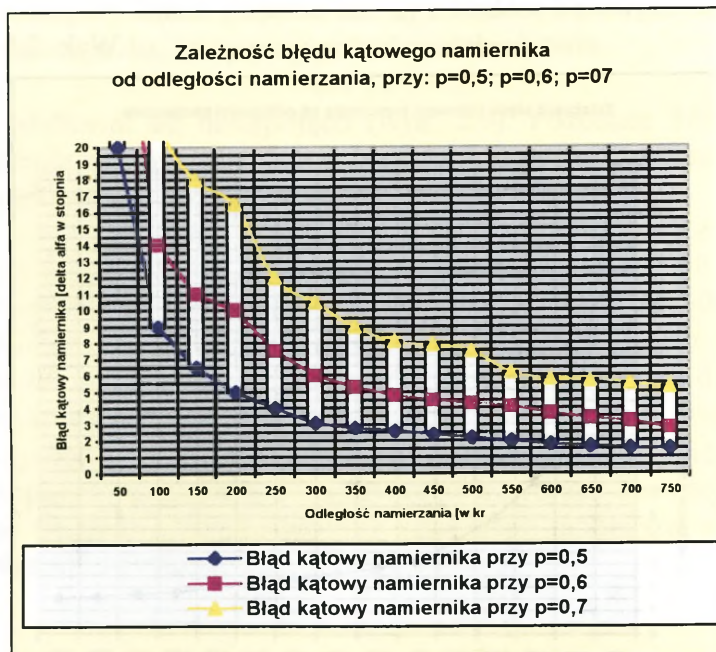
$$P(\Delta\alpha \leq x^\circ) = 0,6 \quad \text{oraz} \quad P(\Delta\alpha \leq x^\circ) = 0,7$$

ich wielkość kształtowała się w granicach (wyk 2.10). Pozostałe 30% wyników, z próbki o licznosci 22 500 namiarów — to znaczy 6750 namiarów — było obarczone tak dużymi błędami kątowymi, że nie nadawały się do wykorzystywania w procesie prowadzonych badań. Dlatego też w prowadzonej analizie zostały pominięte — ich wspólne zestawienie zaciemniało obraz prawidłowości, że wraz ze zwiększaniem się odległości, zmniejsza się błąd kątowy namiernika (wyk. 2.9 i 2.10).

Wyk. 2.9



Wyk. 2.10



Drugi etap badań był realizowany w specjalnym ćwiczeniu Sztabu Generalnego WP prowadzonym na temat: *Doskonalenie krótkofalowego namierzenia radiowego na falach odbitych*¹⁴ w dniach od 27 czerwca

¹⁴ Ćwiczenie to było przeprowadzone na podstawie Planu zasadniczych przedsięwzięć Sztabu Generalnego WP na rok 1986 (strona 33, punkt: 1.0.2) i Zarządzenia szefa Sztabu Generalnego WP nr 028/Oper. z dnia 13.07.1986 r.

do 30 października 1986 roku. W następstwie tego zebrał 6410 namiarów na krótkofalowe źródła promieniowania energii elektromagnetycznej (na radiostacje R-118 i R-140) — tab. 2.3.

Tab. 2.3

Odległość namierzania [km]	Liczność próbki pomiarowej przy falach ostro padających $30^\circ \geq \zeta \geq 10^\circ$	Liczność próbki pomiarowej przy falach płasko padających $80^\circ \geq \zeta > 30$
D = 50	320	0
D = 100	450	0
D = 150	410	0
D = 200	450	0
D = 250	420	0
Razem dla $50 \leq D \leq 250$	2050	0
D = 300	0	410
D = 350	0	410
D = 400	0	430
D = 450	0	440
D = 500	0	450
D = 550	0	450
D = 600	0	450
D = 650	0	440
D = 700	0	460
D = 750	0	420
Razem dla $300 \leq D \leq 750$	0	4360

Badania te są do tej pory jedynymi, które z tak dużym rozmachem i dokładnością prowadzono w Wojsku Polskim. Zaangażowano do nich wszystkie jednostki i komórki sztabowe rozpoznania radioelektronicznego naszych sił zbrojnych, a ponadto specjalistów z Zarządu Topograficznego Sztabu Generalnego WP, łącznościowców oraz specjalnie przygotowane grupy do obsługi i nadzoru technicznego wykorzystywanej aparatury pomiarowej. Procedura badań polegała na tym, że:

- * Sieć krótkofalowego namierzania radiowego zorganizowano w ten sposób, iż namierniki zostały ześrodkowane tylko w dwóch grupach, a odległości pomiędzy dowolnymi parami namierników tej samej grupy nie były mniejsze od jednego kilometra i większe od dwóch kilometrów — warunek ten spełniały punkty wyznaczone wierzchołkami sześciokąta foremnego wpisanego w okrąg o promieniu $r = 1 \text{ km}$.
- * Pierwsza grupa namierzania została rozwinięta w Dziwnowie i dysponowała trzema namiernikami R359, a grupa druga w Dłużynie z 6 namiernikami R359¹⁵.
- * Krótkofalowe źródła promieniowania energii elektromagnetycznej pozorowano za pomocą radiostacji typu R-118 i R-140, które rozmieszczono w ten sposób, że ich położenie spełniało warunki odległości wykazane w tabelach 2.2 i 2.3.
- * Namierniki i radiostacje pozorujące były przywiązane do terenu przez grupy geodetów z Zarządu To-

¹⁵ W badaniach uwzględniono tylko wyniki namierzania wykonane przez grupę namierników rozwiniętą w rejonie Dłużyny. Grupa namierników rozmieszczona w Dziwnowie wskazywała azymuty na namierzone radiostacje ze znacznie większymi błędami kątowymi niż grupa namierników rozmieszczona w Dłużynie. W okresie od 5 do 9 września wskazania te były gorsze około 10%, a w dniach 10-11 września, aż około 30%. Przyczyną takiego stanu był fakt, że grupę namierników w Dziwnowie rozwinięto na wyspie Wolin, a więc w otoczeniu dużych zbiorników wodnych — w otoczeniu akwenu Morza Bałtyckiego i Zalewu Kamieńskiego. Można więc przypuszczać, że negatywny wpływ na wskazywanie azymutów wywierał tak zwany *efekt brzegowy*. Grupa namierników rozwinięta w Dłużynie (GN-2) znajdowała się natomiast w środowisku jednorodnym, a zatem w warunkach znacznie korzystniejszych.

pograficznego Sztabu Generalnego WP. Tak samo przez nich orientowane były systemy antenowe namierników i stosownie do tego były wykonywane *arkusze poprawek* — każdy system antenowy miał ponadto rozwiniętą przeciwwagę. W ten sposób w maksymalnym zakresie zminimalizowano błędy wnoszone przez technikę pomiarową i jej usytuowanie w terenie.

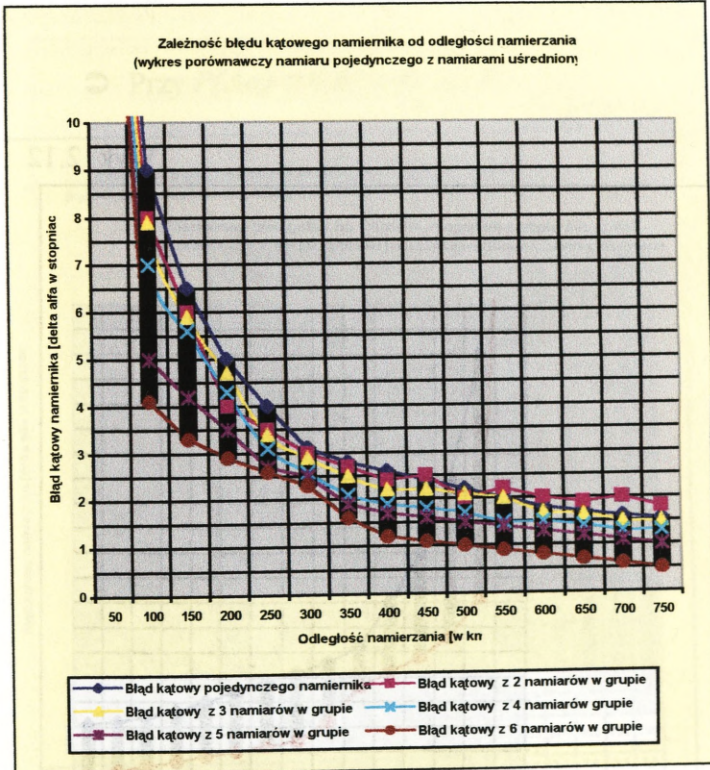
- * System podawania zadań oraz zbierania i opracowywania wyników namierzania był oparty na łączności przewodowej i radiowej.
- * Faza przygotowawcza trwała od 27.06 do 31.08.1986 r. i była poświęcona technicznemu oraz organizacyjnemu przygotowaniu aparatury pomiarowej. W tym czasie zostały sprawdzone technicznie wszystkie namierniki i specjalnie przeszkolono ich obsługi pod kątem przygotowania do uczestnictwa w badaniach.
- * Faza zasadnicza trwała od 1 do 11 września 1986 roku. W tym czasie wykonano po 1500 namiarów na każdą z pozorujących radiostacji. W następstwie tego uzyskano 18 000 próbkę pomiarową, którą uznano za wystarczająco liczną i reprezentatywną. W tym czasie jonosfera znajdowała się w stanie ustabilizowanym.
- * Faza końcowa trwała od 12.09 do 30.10.1986r. W tym czasie dokonano wstępnego opracowania i podsumowania wyników badań — dalsze opracowywanie wyników badań autor realizował indywidualnie, w ramach przygotowywania niniejszej rozprawy. Na podstawie tego uzyskano bogate i unikatowe zbiory danych o błędach kątowych namierzania.
- * Istota badań polegała na tym, że 6-namiernikowa grupa była traktowana jako namiernik pozorny —

wszystkie namierniki w tym samym czasie dokonywały nmiarów na tę samą radiostację, a finalny wynik namierzania opracowywano w pięciu wariantach:

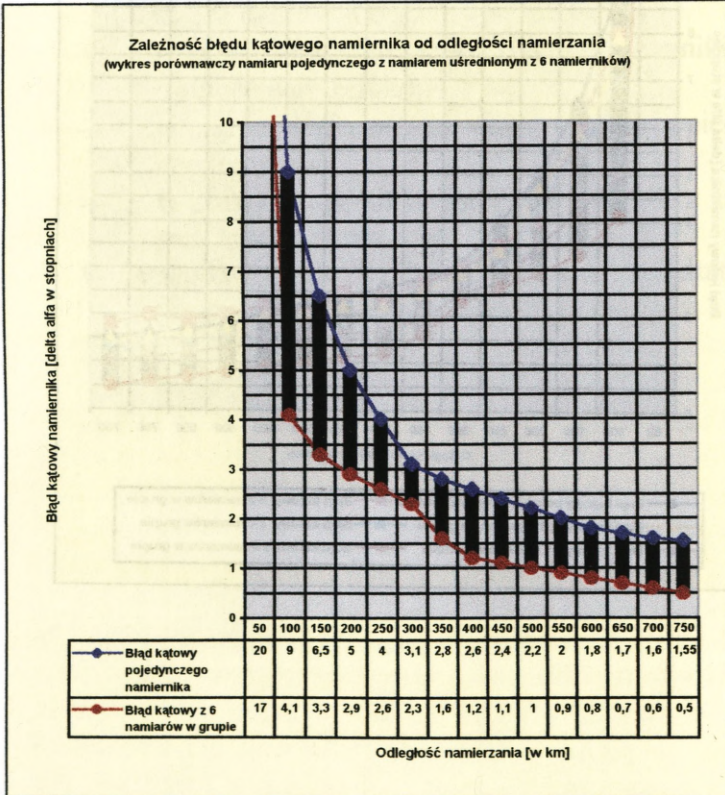
- w pierwszym wariancie uśredniano wyniki z dwóch namierników;
- w drugim wariancie uśredniano wyniki z trzech namierników;
- w czwartym wariancie uśredniano wyniki z czterech namierników;
- w piątym wariancie uśredniano wynik z pięciu namierników;
- w szóstym wariancie uśredniano wynik z sześciu namierników.

W następstwie tego, uzyskano następujące rezultaty:

☞ Przy $P(\Delta\alpha) \cong 0,5$ (wyk. 2.11 i 2.12).

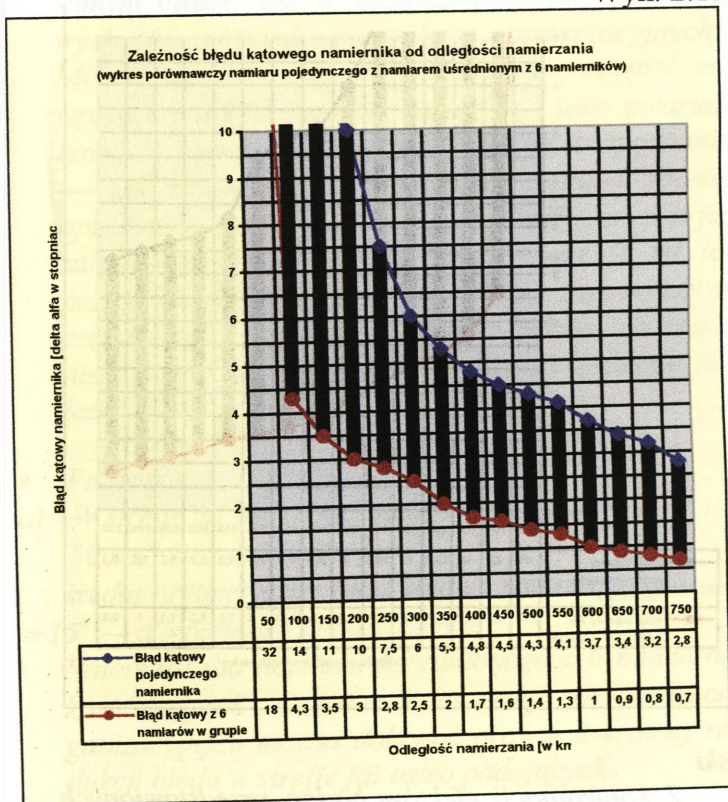


Wyk. 2.12



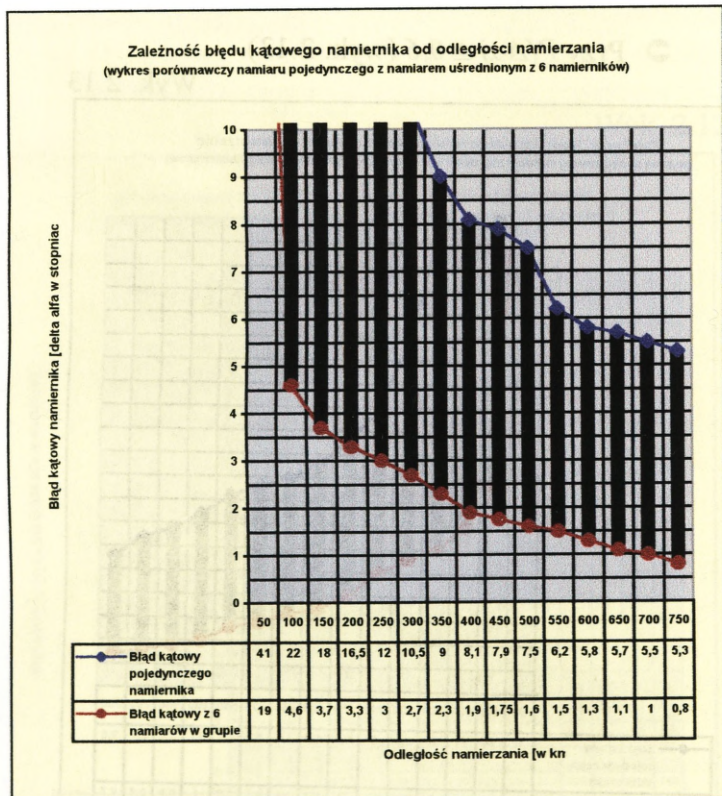
⇒ Przy $P(\Delta\alpha) \cong 0,6$ (wyk. 2.13).

Wyk. 2.13



⇒ Przy $P(\Delta\alpha) \cong 0,7$ (wyk. 2.14).

Wyk. 2.14



Wnioski

Z konfrontacji efektów badań przedstawionych na wykresach 2.11÷2.14 — co w postaci porównawczej zobrazowano na wykresach 2.15 i 2.16 — wynikają następujące wnioski:

* Po pierwsze — błąd kątowy namiernika nie jest wartością stałą ($\Delta\alpha \neq \text{constans}$). Jego wielkość jest zależna od odległości namierzania i liczby uśrednianych namiarów, które zostały wykonane w tym samym czasie, ale w różnych punktach pomiarowych (w różnych warunkach propagacyjnych). Można zatem powiedzieć, że na jego wartość ma wpływ środowisko propagacji fal — jako uwarunkowanie niezależne od organizatorów rozpoznania — jak również odległość namierzania i sposób opracowywania pojedynczych namiarów, co jest już zależne od organizatorów rozpoznania. Z tej też przyczyny błędy kątowe namierników $\Delta\alpha$ należy w części traktować jako zmienne niezależne od organizatorów rozpoznania i w części jako zmienne zależne.

* Po drugie:

a) W strefie fal ostro padających D_{op} , gdzie:

$$50 \text{ km} \leq D_{op} \leq 250 \text{ km}^{16)}$$

średni arytmetyczny błąd kątowy namierzania $S_{A(\Delta\alpha)}$

$\approx 15^\circ$ — dla namiaru pojedynczego.

Natomiast dla namiaru uśrednionego z 6 namierników $S_{A(\Delta\alpha)} \approx 6^\circ$. Oznacza to, że drogą rozwiązań organizacyjnych można dokonać prawie 3-krotnej redukcji błędu w strefie fal ostro padających.

b) W strefie fal płasko padających D_{pp} , gdzie:

$$250 \text{ km} < D_{pp} \leq 750 \text{ km}^{17)}$$

¹⁶ Warunek ten jest spełniany przy kącie elewacji promieniowania fali Ψ zawartym w przedziale wartości $90^\circ > \psi \geq 50^\circ$ — patrz wyk. 2.6.

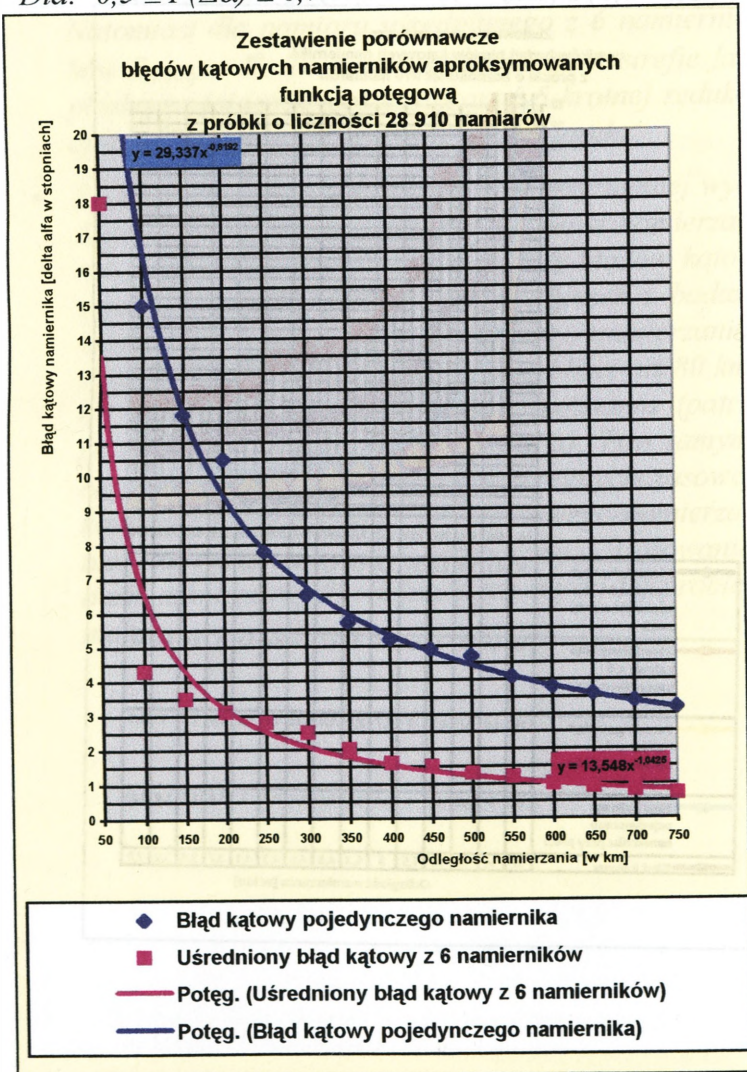
¹⁷ Warunek ten jest spełniany przy kącie elewacji promieniowania fali Ψ zawartym w przedziale wartości $50^\circ > \psi \geq 10^\circ$ — patrz wyk. 2.6.

średni arytmetyczny błąd kątowy namierzania $S_{A(\Delta\alpha)}$
 $\approx 5^\circ$ — dla namiaru pojedynczego.

Natomiast dla namiaru uśrednionego z 6 namierników $S_{A(\Delta\alpha)} \approx 1^\circ$. To z kolei oznacza, że w strefie fal płasko padających można dokonać 5-krotnej redukcji błędów drogą rozwiązań organizacyjnych.

- * Po trzecie — w strefie zasięgu fali przyziemnej występują najbardziej niekorzystne warunki namierzania, co się objawia nagłym wzrostem błędów kątowych. Potwierdza to tym samym wniosek z badań teoretycznych, że sieci krótkofalowego namierzania radiowego nie powinno się rozwijać bliżej niż 80 km od przedniego skraju obszaru rozpoznania (patrz podrozdział 2.2, punkt 4, podpunkt a). Tym samym neguje to zasadność stosowania dotychczasowej koncepcji organizowania krótkofalowego namierzania radiowego w strefie operacyjnej i stosowania norm szkoleniowych odnoszących się do tej problematyki.

Dla: $0,5 \leq P(\Delta\alpha) \leq 0,7$



* Po czwarte — korzystne warunki do uśredniania azymutów w procesie krótkofalowego namierzania radiowego można uzyskać przy rozwijaniu 6 systemów antenowych na powierzchni $3,14 \text{ km}^2$ i „rozniesieniu” ich w taki sposób aby odległości pomiędzy nimi nie były mniejsze od 1 km i większe od 2 km ($1 \text{ km} \leq D \leq 2 \text{ km}$). Tak zdefiniowany warunek „rozniesienia” spełniają wierzchołki sześciokąta foremnego wpisanego w okrąg o promieniu $r = 1 \text{ km}$. Jednokilometrowe rozniesienie gwarantuje już wystarczające zróżnicowanie środowiska propagacji fali, natomiast dwukilometrowe wprowadza jeszcze tak mały błąd kątowych przy uśrednianiu wyników, że można go pomijać. Tym samym rozwiązanie to może stworzyć korzystne warunki do statystycznego opracowywania pojedynczych namiarów, ponieważ każdy z nich będzie odwzorowaniem ortodromy wyznaczonej rzutem drogi ewoluowania pola elektromagnetycznego w różnych stanach środowiska propagacji. Z tego też względu, podczas ich opracowywania (uśredniania) będzie następowała redukcja błędów, ponieważ jedne wskazania (azymuty) będą obciążone błędami ze znakiem „+”, drugie zaś ze znakiem „-”.

Trzeci etap badań trwał najkrócej. Był realizowany tylko w styczniu i lutym 1999 roku. Główny wysiłek badawczy był ukierunkowany na sprawdzenie czy drogą wielokrotnych namiarów, z tego samego punktu, można uzyskać wystarczająco zróżnicowane wyniki, które po uśrednieniu będą powodowały redukcję błędów. W tym celu jako podstawowe narzędzie badawcze wyko-

rzystano fazowy zautomatyzowany kompleks namierzenia typu PA010¹⁸. Przy wyborze takiego właśnie, a nie innego narzędzia badawczego kierowano się potrzebą zweryfikowania istniejącego w WP poglądu, że *można dokonać znacznej poprawy w dokładności krótkofalowego namierzenia radiowego drogą przejścia z techniki namierzenia amplitudowego na namierzenie fazowe i drogą uśredniania wielokrotnie powtórzonych namiarów z tego samego punktu pomiarowego*. Te warunki spełnia kompleks PA010. Jego zakup jest natomiast materialną wykładnią, że pogląd, o którym mowa, rzeczywiście istnieje w WP — w innym wypadku kompleksu tego z pewnością nie zakupiono by.

W prowadzonych badaniach, z kompleksu PA010 wykorzystano tylko namiernik rozwinięty w rejonie Przemysła. Jego usytuowanie terenowe, w porównaniu z innymi, jest najlepsze — jest najbardziej jednorodne i z tego też względu nie wprowadza dodatkowych błędów. Jako obiekty namierzenia wykorzystano natomiast 4 krótkofalowe radiostacje, które były rozwinięte w rejonach:

- 1) Mukaczewa;
- 2) Wiednia;
- 3) Gwardyjska;
- 4) Berlina.

¹⁸ Kompleks PA010 jest dostosowany do namierzenia krótkofalowego w pasmie 0,5÷30 MHz, przy minimalnym czasie trwania emisji 300 ms. Błąd instrumentalny namiernika wynosi 1°. W skład kompleksu wchodzi 5 namierników, natomiast w skład namiernika wchodzi sprzęt bazowy oraz system antenowy. Zasadnicze elementy systemu bazowego tworzą: odbiornik EK070, panel namiarowy PP010, panel przełącznikowy GX005, modem i multiplexer. System antenowy typu AP010 tworzą 33 anteny ramowe.

Wybór tych radiostacji był podyktowany znajomością ich dokładnego położenia i stosowanym przez nie reżymem pracy, który umożliwił przeprowadzenie tego rodzaju badań — radiostacje pracowały w reżymie ciągłym, nadając jednorazowo kilkudziesięciosekundowe radiogramy. Radiostacje te nadawały na częstotliwościach:

- 1) rozwinięta w rejonie Mukaczewa — na $f=5044\text{kHz}$;
- 2) rozwinięta w rejonie Wiednia — na $f=6155\text{Hz}$;
- 3) rozwinięta w rejonie Gwardyjska — na $f=5846\text{kHz}$;
- 4) rozwinięta w rejonie Berlina — na $f=6005\text{kHz}$.

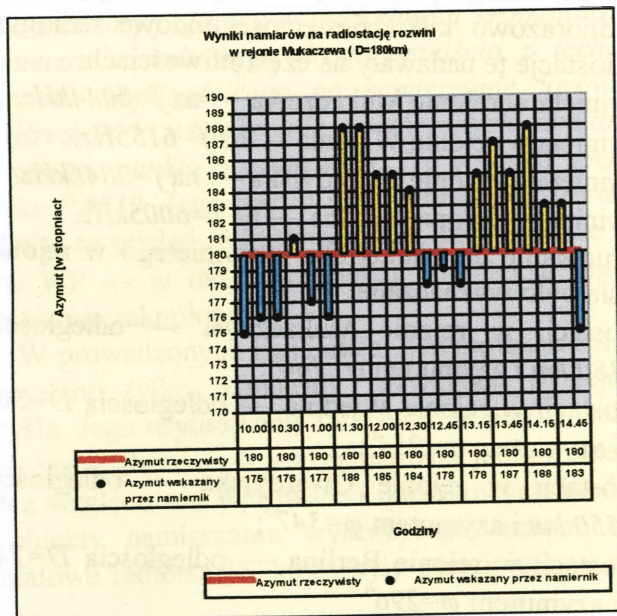
Ich usytuowanie do namiernika rozwiniętego w rejonie Przemyśla było wyznaczane:

- 1) radiostacji w rejonie Mukaczewa — odległością $D=180\text{ km}$ i azymutem $\varphi=180^\circ$;
- 2) radiostacji w rejonie Wiednia — odległością $D=500\text{ km}$ i azymutem $\varphi=254^\circ$;
- 3) radiostacji w rejonie Gwardyjska — odległością $D=550\text{ km}$ i azymutem $\varphi=347^\circ$;
- 4) radiostacji w rejonie Berlina — odległością $D=740\text{ km}$ i azymutem $\varphi=296^\circ$.

Procedura pomiarowa była realizowana w ten sposób, że co 15 minut były dokonywane namiary na wymienione źródła emisji sygnałów. W następstwie tego uzyskiwano wyniki, których dokładność była zbliżona do przedstawionych na wykresach: 2.17, 2.18, 2.19 i 2.20¹⁹.

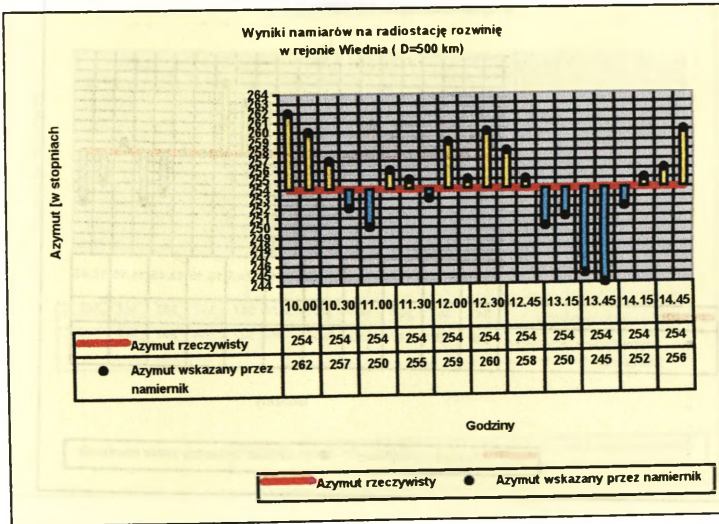
¹⁹ W badaniach uwzględniano tylko namiary wykonane w godzinach $10^{00}\div 15^{00}$. W tym czasie istniała sytuacja, w której środowisko propagacji było najbardziej ustabilizowane. W godzinach nocnych warunki propagacji ulegały znacznemu pogorszeniu. W tym czasie wykonywane namiary były obciążone błędami przekraczającymi nawet 14° ($\Delta\alpha > 14^\circ$). Dopiero w godzinach $5^{30}\div 9^{00}$ następowała zauważalna poprawa sytuacji, chociaż i ten przedział doby był

Wyk. 2.17

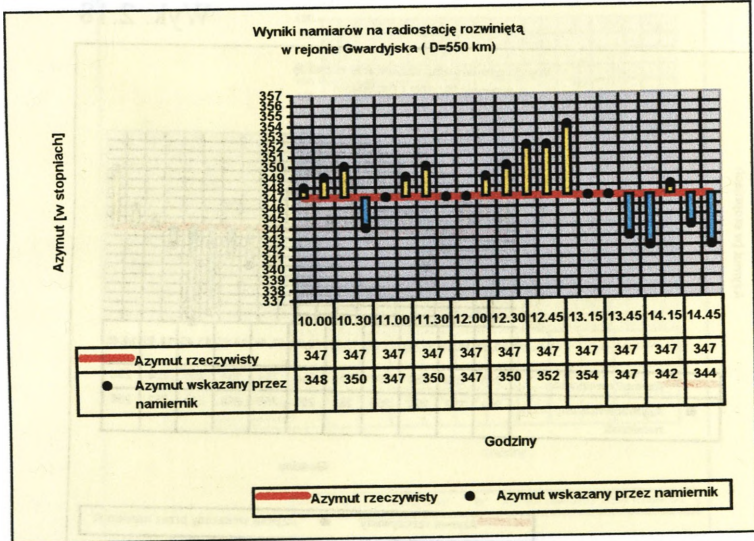


również obarczony bardzo dużymi błędami. Diametralna poprawa następowała dopiero w godzinach $10^{00} \div 15^{00}$. Dlatego też ten przedział przyjęto za reprezentatywny do konfrontowania zarejestrowanych w nim faktów, ponieważ wcześniejsze badania były również prowadzone w stanie dużego ustabilizowania środowiska propagacji (patrz opis warunków badań — podpunkt 2.2.1 oraz wyk. 2.5 i 2.6).

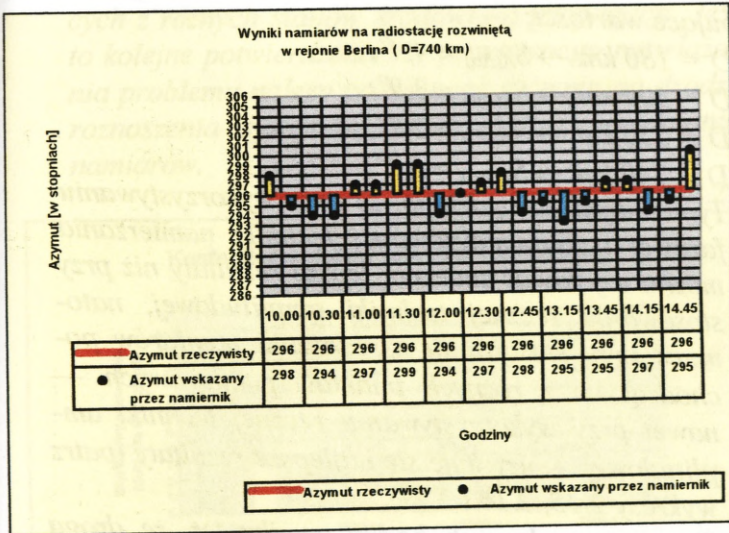
Wyk. 2.18



Wyk. 2.19



Wyk. 2.20



- * Przeprowadzone badania — z wykorzystaniem zupełnie innej techniki namierzania niż w etapie pierwszym i drugim — także potwierdziły, że błąd kątowy namierzania $\Delta\alpha$ zmniejsza się wraz ze wzrostem odległości. W badanej próbkę osiągnął następujące wartości:

$$D = 180 \text{ km} \rightarrow S_{A(\Delta\alpha)} \approx 4,4^\circ;$$

$$D = 500 \text{ km} \rightarrow S_{A(\Delta\alpha)} \approx 3,9^\circ;$$

$$D = 550 \text{ km} \rightarrow S_{A(\Delta\alpha)} \approx 2,7^\circ;$$

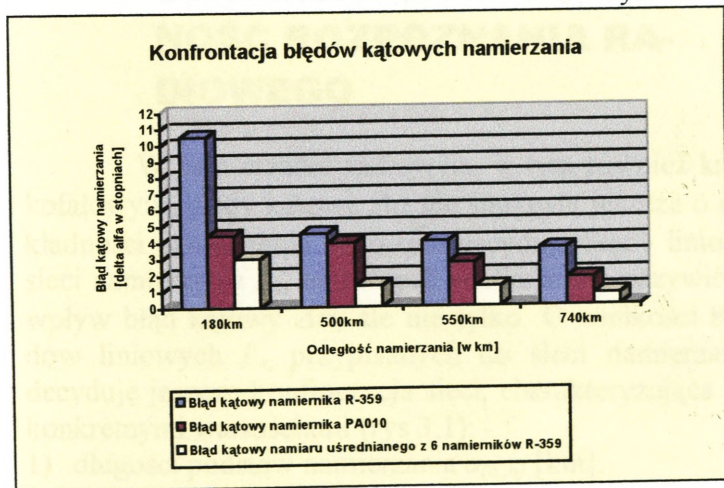
$$D = 740 \text{ km} \rightarrow S_{A(\Delta\alpha)} \approx 1,7^\circ;$$

Tym samym dowiedziono, że przy wykorzystywaniu fazowej i zautomatyzowanej techniki namierzania można uzyskiwać znacznie lepsze rezultaty niż przy stosowaniu ręcznej techniki amplitudowej, natomiast przy stosowaniu uśredniania namiarów pochodzących z różnych punktów pomiarowych — nawet przy wykorzystywaniu ręcznej techniki amplitudowej — uzyskuje się najlepsze rezultaty (patrz wykresy 2.15, 2.16 i 2.21).

- * Z przeprowadzonych badań wynika też, że drogą zwielokrotniania namiarów, pochodzących z tego samego punktu pomiarowego, nie można w sposób istotny zmniejszyć błędu kąowego $\Delta\alpha$, ponieważ wykonane w krótkim czasie pomiary są obciążone podobnymi błędami wnoszonymi przez środowisko propagacji (głównie przez jonosferę) — patrz wykresy 2.17÷2.20. Ponadto dowiedziono, że w tym samym punkcie pomiarowym stany środowiska powodujące określone błędy kąowe $\Delta\alpha$ utrzymują się w granicach od kilkunastu minut do kilku godzin. Konfrontując to z sytuacją radioelektroniczną, oka-

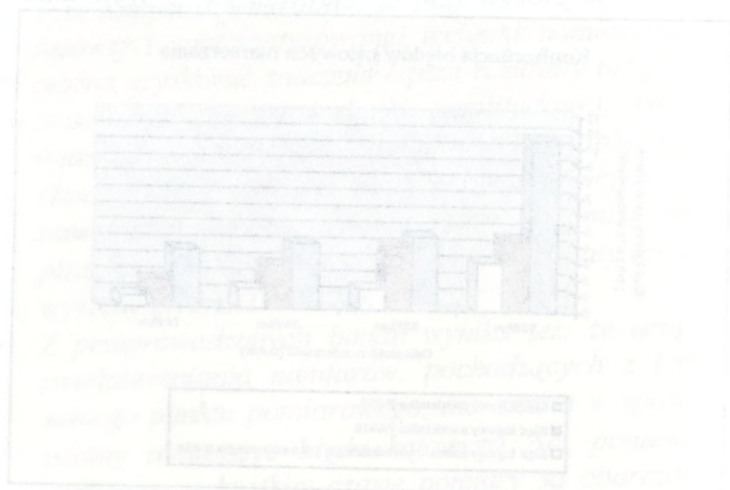
zuje się, że tylko 16% emisji trwa dłużej niż 5 minut. Pozostałe trwają znacznie krócej, z czego zasadnicza część mieści się w przedziale czasowym od 2 do 10 sekund. Tym samym wyklucza to możliwość uzyskiwania, w powtarzających się namiarach z tego samego punktu, wyników namierzania pochodzących z różnych stanów środowiska propagacji. Jest to kolejne potwierdzenie, że pozytywnego rozwiązania problemu należy poszukiwać głównie na drodze roznoszenia systemów antenowych i uśredniania namiarów.

Wyk. 2.21



- * Należy przypuszczać, że — przy wykorzystywaniu zautomatyzowanej techniki fazowej i zastosowaniu rozniesienia anten oraz uśredniania namiarów pochodzących z różnych punktów pomiarowych — można by uzyskiwać jeszcze lepsze wyniki namierzania (mniejsze błędy kątowe $\Delta\alpha$) niż uzyskano

przy wykorzystywaniu ręcznej techniki amplitudowej (przy wykorzystywaniu namierników R-359). Jest to jednak tylko hipoteza, którą należy zweryfikować badaniami empirycznymi.



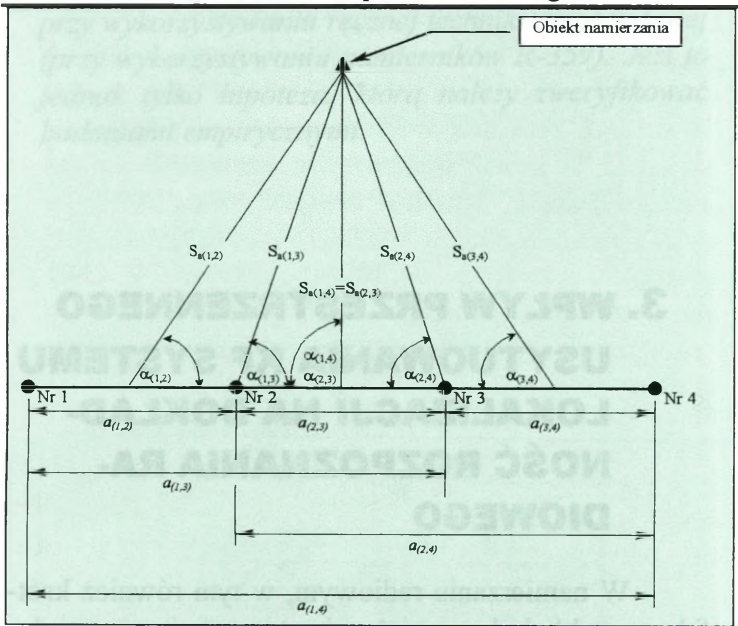
3. WPŁYW PRZESTRZENNEGO USYTUOWANIA KF SYSTEMU LOKALIZACJI NA DOKŁAD- NOŚĆ ROZPOZNANIA RA- DIOWEGO

W namierzaniu radiowym, w tym również krótkofalowym, błędy kątowe $\Delta\alpha$ nie stanowią jeszcze o dokładności namierzania — o tym decydują błędy liniowe sieci namierzania L_s , na których wielkość ma oczywiście wpływ błąd kątowy $\Delta\alpha$, ale nie tylko. O wielkości błędów liniowych L_s , przypisanych do sieci namierzania decyduje jeszcze konfiguracja sieci, charakteryzująca się konkretnymi wartościami (rys 3.1):

- 1) długości podstaw namierzania $a_{(a,b)}$ [km];
- 2) odległości namierzania $S_{a(a,b)}$ [km];
- 3) stosunku odległości namierzania do podstaw namierzania $S_{a(a,b)} / a_{(a,b)}$;
- 4) kątów nachylenia podstaw namierzania do obiektów namierzania $\alpha_{(a,b)}$ [stopnie].

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.1. Model konfiguracji sieci namierzania składającej się z czterech namierników

Jak zaznaczono już wstępnie w rozdziale drugim, wynik finalny każdego namiaru jest zwykle obrazowany zbiorem:

$$\bar{Z} = \binom{n}{2}$$

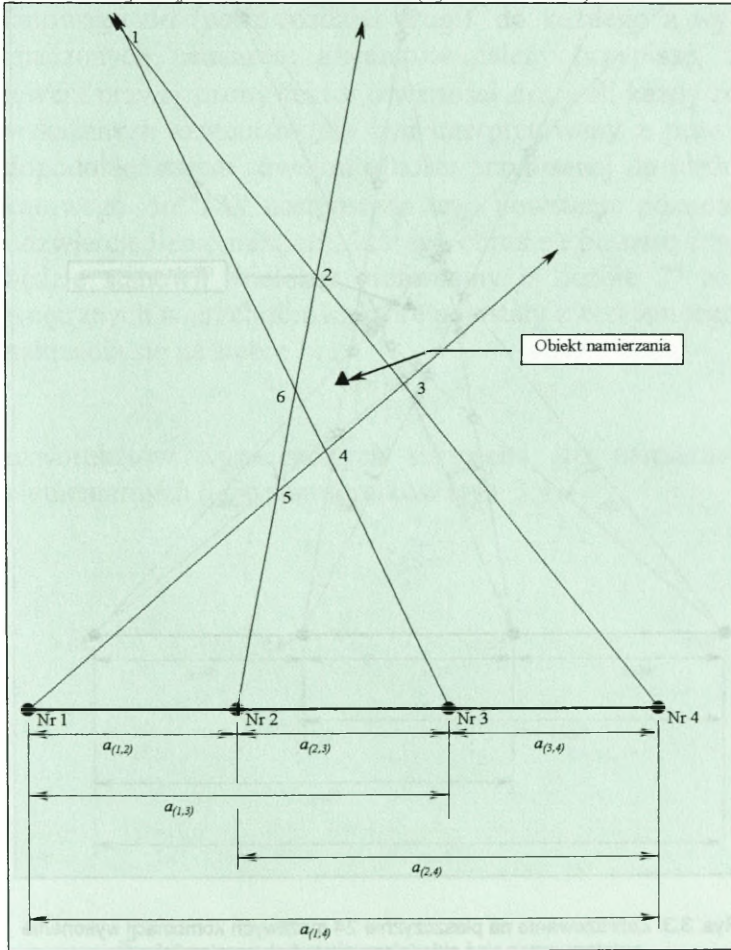
punktów wyznaczonych parami przecinających się linii azymutów z $2n(n-1)$ możliwych kombinacji wykonania namiaru²⁰. Na przykład dla sieci składającej się z 4 namierników (przy $n=4$) obrazem każdego namiaru będzie 6 punktów na płaszczyźnie wyznaczonych liniami prze-

²⁰ Jest mało prawdopodobne takie zdarzenie, aby wszystkie azymuty przecięły się tylko w jednym punkcie — podczas badań zdarzenia takiego nie stwierdzono.

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

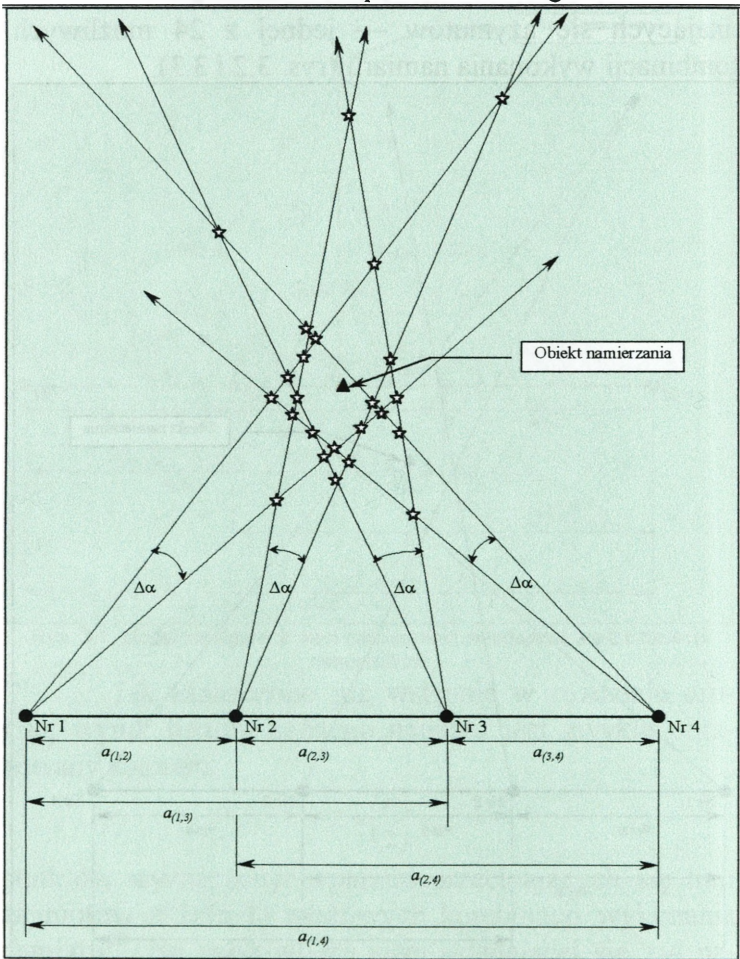
cinających się azymutów — jednej z 24 możliwych kombinacji wykonania namiaru (rys. 3.2 i 3.3).



Rys. 3.2. Zobrazowanie na płaszczyźnie wyniku namierzania czteronamiernikowej sieci

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.3. Zobrazowanie na płaszczyźnie 24 możliwych kombinacji wykonania
namiaru przez sieć składającą się z 4-ch namierników ²¹

²¹ Przy założeniu, że każdy namiar (azymut) będzie się mieścił w sektorze $\Delta\alpha$.

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Uwzględniając wyniki przeprowadzonych badań i wartość prawdopodobieństwa przypisaną do każdego błędu kąтового $\Delta\alpha$ (patrz rozdział drugi), do każdego z wyznaczonych namiarem azymutów należy przypisać, z lewej i prawej strony sektor o wartości $\Delta\alpha$, jeśli każdy ze wskazanych azymutów ma być interpretowany z prawdopodobieństwem równym ufności przypisanej do błędu kąтового $\Delta\alpha$ ²². W następstwie tego powstanie pozorne odzwierciedlenie namiaru, którego obraz na płaszczyźnie będzie stanowił wielokąt nieforemny o liczbie 2^n zewnętrznych wierzchołków, które powstały z wzajemnego nałożenia się na siebie

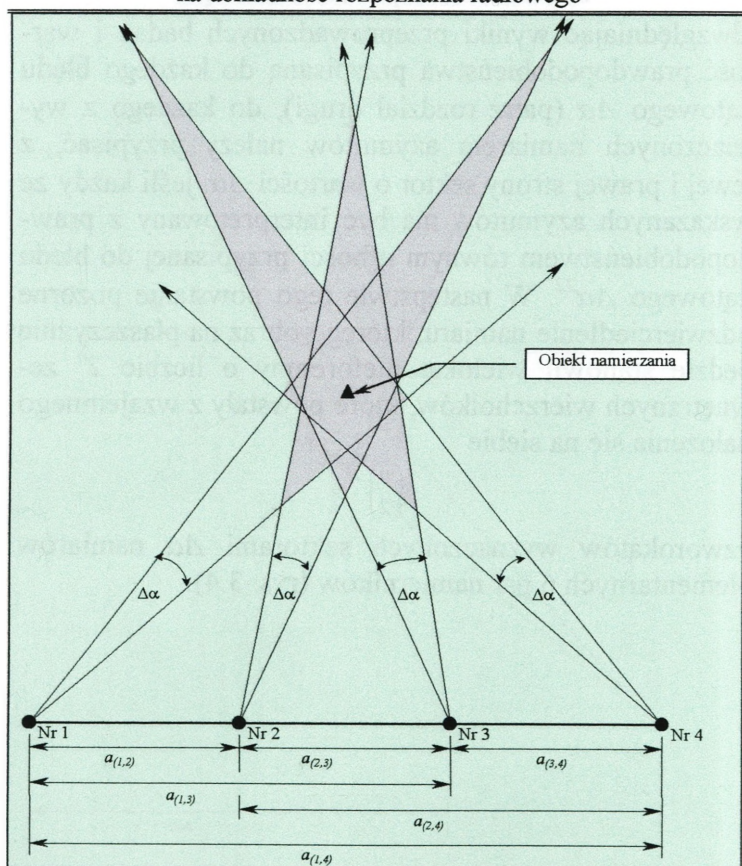
$$\binom{n}{2}$$

czworokątów wyznaczonych sektorami $\Delta\alpha$ namiarów elementarnych 6 par namierników (rys. 3.4).

²² Konieczność takiej interpretacji wynika z faktu, że nigdy nie wiadomo, z którego miejsca danego sektora pochodzi konkretny namiar. Dlatego też w interpretacji należy przyjmować sytuację najbardziej niekorzystną, w której dany azymut stanowi skrajną wartość sektora $\Delta\alpha$.

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



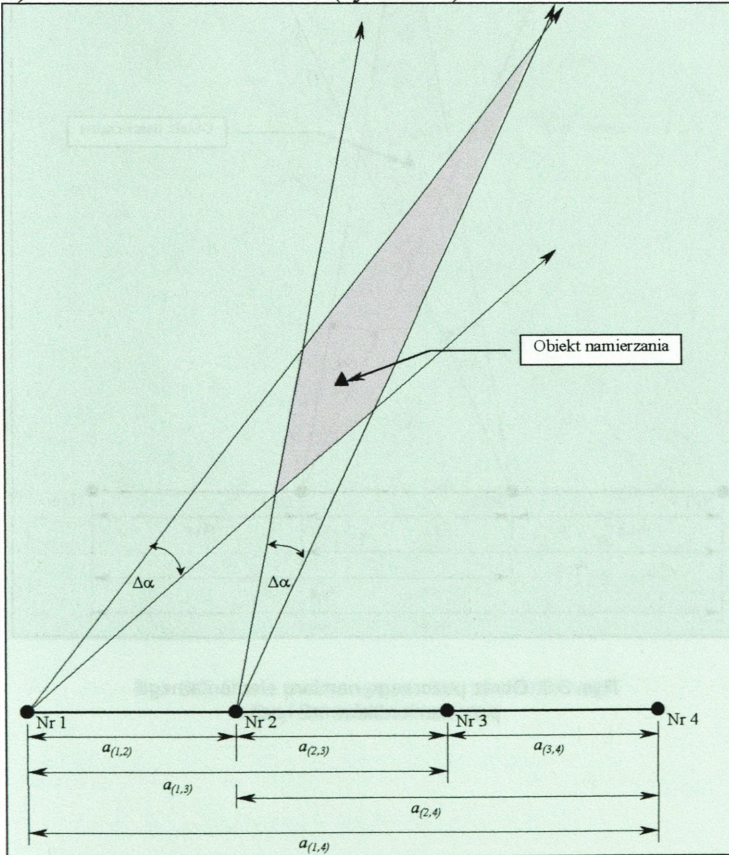
Rys. 3.4. Odzwierciedlenie na płaszczyźnie pozornego wyniku namierzania czteronamiernikowej sieci

Można zatem powiedzieć, że strukturę pozornego wyniku namierzania — przedstawionego na rys. 3.4 — stanowi 6 czworokątów, które zostały wyznaczone przecinającymi się sektorami $\Delta\alpha$ niamiarów elementarnych właściwych dla:

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

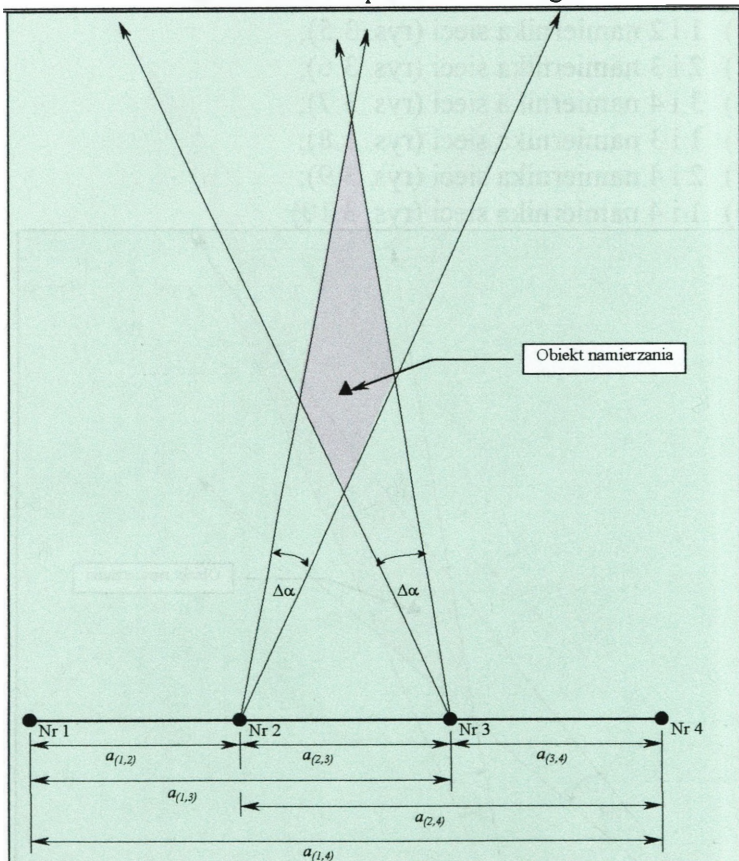
- 1) 1 i 2 namiernika sieci (rys. 3.5);
- 2) 2 i 3 namiernika sieci (rys. 3.6);
- 3) 3 i 4 namiernika sieci (rys. 3.7);
- 4) 1 i 3 namiernika sieci (rys. 3.8);
- 5) 2 i 4 namiernika sieci (rys. 3.9);
- 6) 1 i 4 namiernika sieci (rys. 3.10).



Rys. 3.5. Obraz pozornego namiaru elementarnego
pary namierników nr1 i nr2

* Rozdział trzeci *

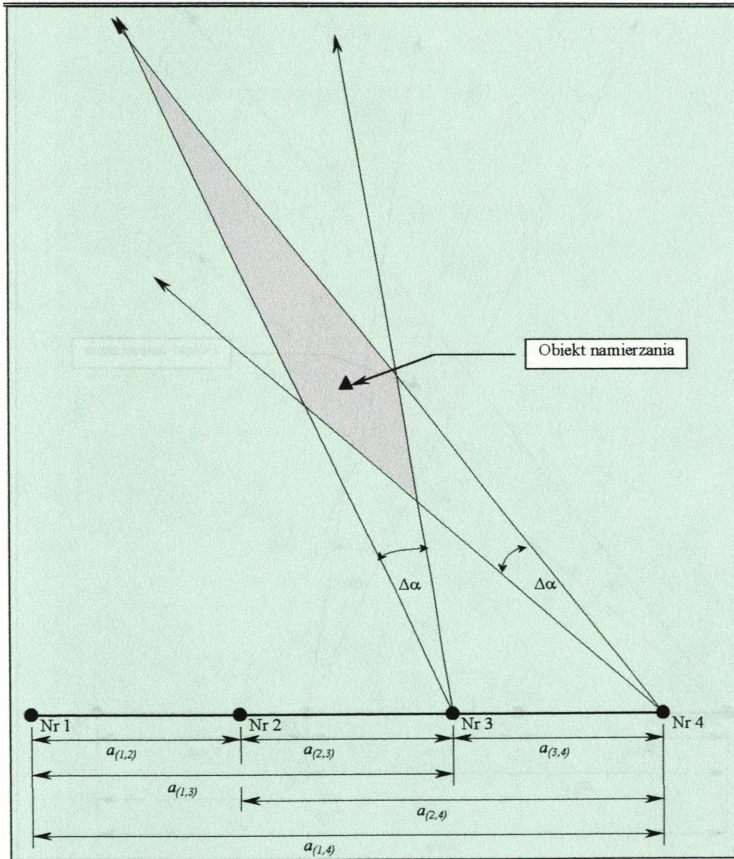
Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.6. Obraz pozornego namiaru elementarnego pary namierników nr2 i nr3

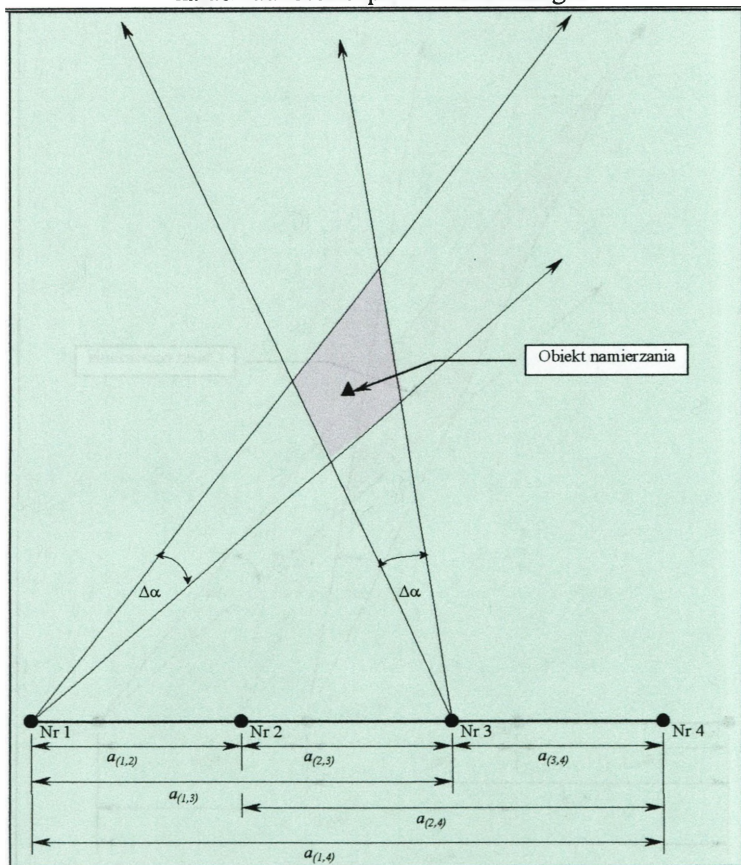
* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.7. Obraz pozornego namiaru elementarnego
pary namierników nr3 i nr4

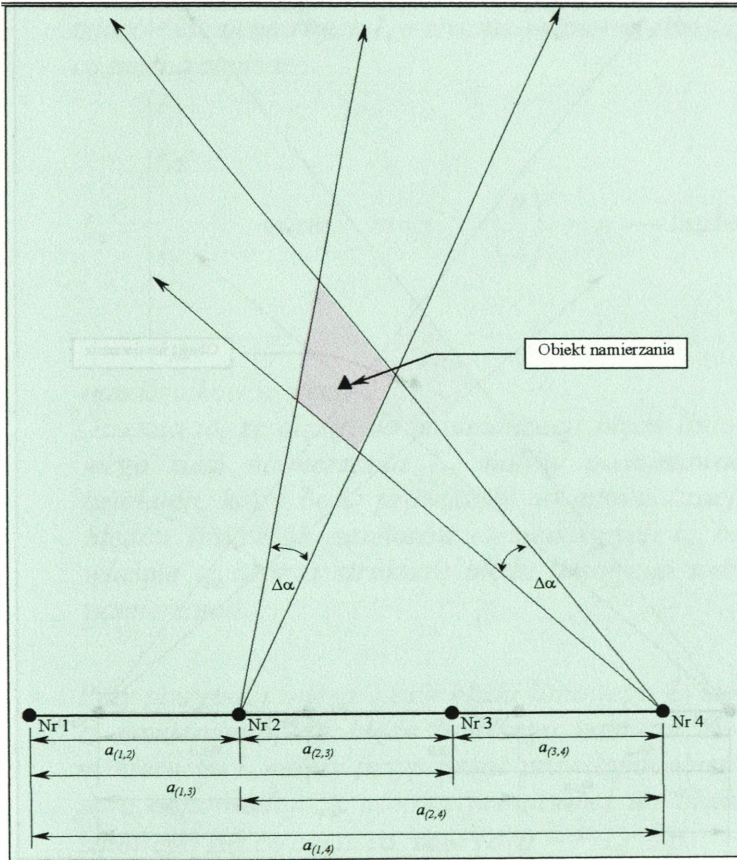
* Rozdział trzeci *
 Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
 na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.8. Obraz pozornego namiaru elementarnego pary namierników nr 1 i nr 3

* Rozdział trzeci *

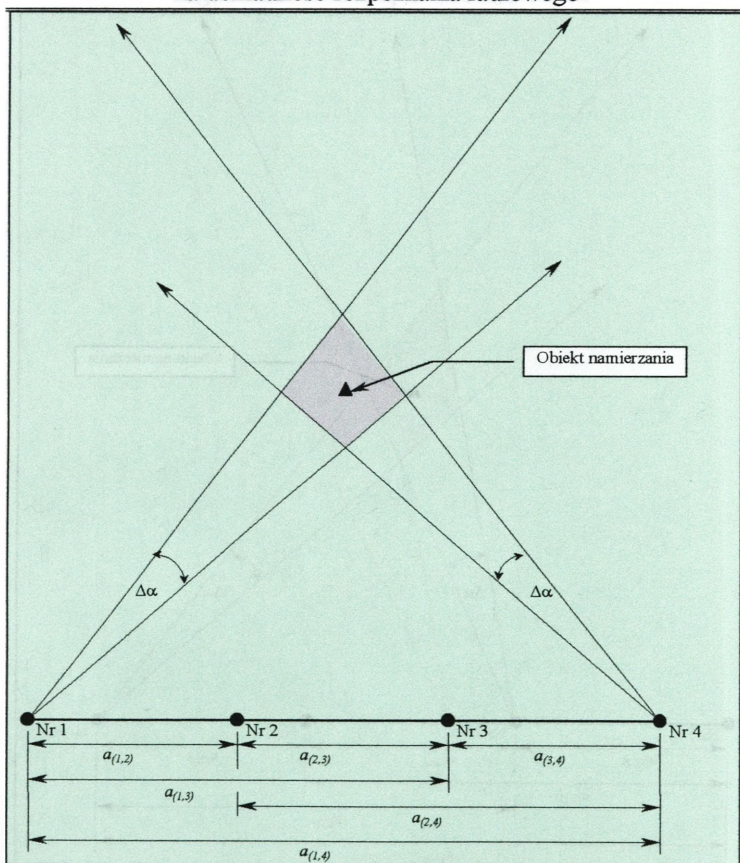
Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.9. Obraz pozornego namiaru elementarnego
pary namierników nr 2 i nr 4

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.10. Obraz pozornego namiaru elementarnego
pary namierników nr 1 i nr 4

Wniosek

Z przeprowadzonych badań wynika, że:

- * *Błąd liniowy L_s sieci krótkofalowego namierzania radiowego tworzy zbiór C_n^2 błędów liniowych na-*

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

miarów elementarnych l_s o zróżnicowanej wielkości,
co można zapisać:

$$L_s = \begin{cases} l_{s1} \\ l_{s2} \\ \dots \\ l_{sj} \\ \dots \\ l_{sm} \end{cases} \quad \text{gdzie: } m = C_n^2 = \binom{n}{2}; \quad n \text{ — liczba}$$

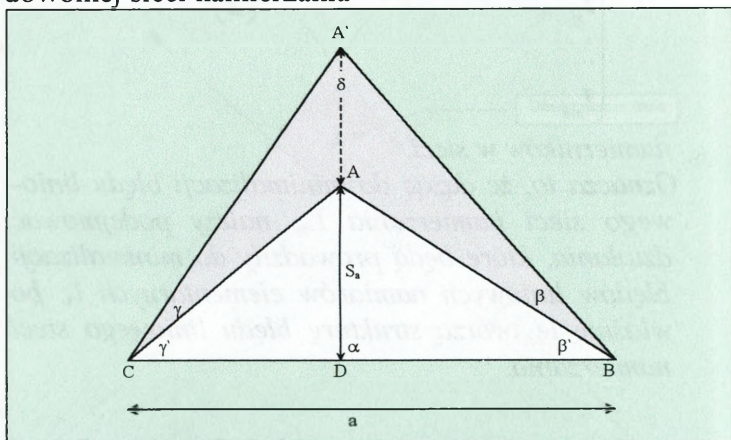
namierników w sieci.

Oznacza to, że dążąc do minimalizacji błędu liniowego sieci namierzania L_s , należy podejmować działania, które będą prowadziły do minimalizacji błędów liniowych namiarów elementarnych l_s , bo właśnie te tworzą strukturę błędu liniowego sieci namierzania.

- * Przy powyższej interpretacji błędu liniowego L_s sieci namierzania, do błędu liniowego namiaru elementarnego l_s należy przypisywać prawdopodobieństwo odpowiadające ufności przypisanej do błędu kąтового $\Delta\alpha$ co oznacza, że: $P(\Delta\alpha) = P(l_s) = p$.

3.1. Korelacja konfiguracji sieci KF namierzania radiowego z procesem namierzania

Niech trójkąty CAB i CA'B (rys. 3.11) stanowią model odwzorowujący konfigurację pary namierników w dowolnej sieci namierzania



Rys. 3.11. Model odwzorowujący konfigurację pary namierników w dowolnej sieci namierzania

gdzie:

- punkt C oznacza miejsce położenia namiernika nr 1;
- punkt B oznacza miejsce położenia namiernika nr 2;
- punkt D oznacza środek podstawy namierzania a ;
- odcinek $CB = a$ oznacza długość podstawy namierzania;
- odcinek $DA = S_a$ oznacza odległość namierzania;
- punkt A oznacza rzeczywiste położenie radiostacji;
- kąt γ oznacza błąd kątowy namiernika nr 1;
- kąt β oznacza błąd kątowy namiernika nr 2;
- kąt α oznacza kąt nachylenia podstawy namierzania;

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

- punkt A' oznacza miejsce położenia radiostacji ustalone w wyniku namierzania;
- odcinek AA' oznacza błąd liniowy namierzania.

Z trójkąta ABD:

$$(a) \quad AB^2 = S_a^2 + \frac{a^2}{4} - aS_a \cos \alpha$$

Z trójkąta ACD:

$$(b) \quad AC^2 = S_a^2 + \frac{a^2}{4} + aS_a \cos \alpha$$

Z trójkąta ABD:

$$\frac{AB}{\sin \alpha} = \frac{S_a}{\sin \beta'}$$

Z trójkąta ADC:

$$\frac{AC}{\sin \alpha} = \frac{S_a}{\sin \gamma'}$$

Stąd:

$$(c) \quad \sin \beta' = \frac{S_a}{AB} \sin \alpha$$

oraz:

$$(d) \quad \sin \gamma' = \frac{S_a}{AC} \sin \alpha$$

Ponadto:

$$(e) \quad \delta = 180^\circ - [(\beta + \beta') + (\gamma + \gamma')]$$

Z trójkąta A'BC:

$$\frac{A'B}{\sin(\gamma + \gamma')} = \frac{A'C}{\sin(\beta + \beta')} = \frac{a}{\sin \delta}$$

Stąd:

$$(f) \quad A'B = \frac{a}{\sin \delta} \sin(\gamma + \gamma')$$

oraz:

$$(g) \quad AC = \frac{a}{\sin \delta} \sin(\beta + \beta')$$

Obliczając teraz (z twierdzenia cosinusów) trójkątów ABD i ACD wartości $\cos \beta'$ i $\cos \gamma'$:

✓ z trójkąta ABD:

$$S_a^2 = \frac{a^2}{4} + AB^2 - aAB \cos \beta'$$

$$\cos \beta' = \frac{1}{aAB} \left(\frac{a^2}{4} + AB^2 - S_a^2 \right)$$

✓ z trójkąta ACD:

$$S_a^2 = \frac{a^2}{4} + AC^2 - aAC \cos \gamma'$$

$$\cos \gamma' = \frac{1}{aAC} \left(\frac{a^2}{4} + AC^2 - S_a^2 \right)$$

i po podstawieniu do wzorów (a) i (b) otrzymuje się:

$$(h) \quad \cos \beta' = \frac{1}{AB} \left(\frac{a}{2} - S_a \cos \alpha \right)$$

$$(i) \quad \cos \gamma' = \frac{1}{AC} \left(\frac{a}{2} + S_a \cos \alpha \right)$$

Następnie, z wzorów (c), (d), (h) i (i) oblicza się:

$$\sin(\beta + \beta') = \frac{1}{AB} \sin \beta \left(\frac{a}{2} - S_a \cos \alpha \right) + \frac{S_a}{AB} \sin \alpha \cos \beta$$

$$\cos(\beta + \beta') = \frac{1}{AB} \cos \beta \left(\frac{a}{2} - S_a \cos \alpha \right) - \frac{S_a}{AB} \sin \alpha \sin \beta$$

$$\sin(\gamma + \gamma') = \frac{1}{AC} \sin \gamma \left(\frac{a}{2} + S_a \cos \alpha \right) + \frac{S_a}{AC} \sin \alpha \cos \gamma$$

$$\cos(\gamma + \gamma') = \frac{1}{AC} \cos \gamma \left(\frac{a}{2} + S_a \cos \alpha \right) - \frac{S_a}{AC} \sin \alpha \sin \gamma$$

Stąd, po przekształceniu, otrzymuje się następujące wzory:

$$(j) \begin{cases} \sin(\beta + \beta') = \frac{1}{AB} \left[\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right] \\ \cos(\beta + \beta') = \frac{1}{AB} \left[\frac{a}{2} \cos \beta - S_a \cos(\alpha - \beta) \right] \\ \sin(\gamma + \gamma') = \frac{1}{AC} \left[\frac{a}{2} \sin \gamma + S_a \sin(\alpha + \gamma) \right] \\ \cos(\gamma + \gamma') = \frac{1}{AC} \left[\frac{a}{2} \cos \gamma + S_a \cos(\alpha + \gamma) \right] \end{cases}$$

Uwzględniając zależność wykazaną we wzorze (e), oblicza się:

$$\begin{aligned} \sin \delta &= \sin[180^\circ - (\beta + \beta') + (\gamma + \gamma')] = \\ &= \frac{1}{AB \times AC} \left\{ \left[\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right] \left[\frac{a}{2} \cos \gamma + S_a \cos(\alpha + \gamma) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \left[\frac{a}{2} \cos \beta - S_a \cos(\alpha - \beta) \right] \left[\frac{a}{2} \sin \gamma + S_a \sin(\alpha + \gamma) \right] \right\} \end{aligned}$$

co po przekształceniach można sprowadzić do postaci:

$$(k) \quad \sin \delta = \frac{1}{AB \times AC} \left[\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma) \right]$$

Z trójkąta A`AC:

$$(l) \quad A'A^2 = AC^2 + AC^2 - 2AC \times AC \cos \gamma$$

Z trójkąta A`AB;

$$(m) \quad A'A^2 = AB^2 + AB^2 - 2AB \times AB \cos \beta$$

Dalej wylicza się:

$$(n) \quad AC = \frac{\frac{a}{AB} \left[\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right]}{\frac{1}{AB \times AC} \left[\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma) \right]} = \frac{aAC \left[\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right]}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)}$$

oraz:

$$(o) \quad AB = \frac{\frac{a}{AC} \left[\frac{a}{2} \sin \gamma + S_a \sin(\alpha + \gamma) \right]}{\sin \delta} = \frac{aAB \left[\frac{a}{2} \sin \gamma + S_a \sin(\alpha + \gamma) \right]}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)}$$

Podstawiając do wzoru (l) wzór (n), otrzymuje się:

$$AA^2 = AC^2 \left\{ \left[\frac{a \left(\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right)}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)} \right]^2 + \right. \\ \left. + 1 - 2 \cos \gamma \left[\frac{a \left(\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right)}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)} \right] \right\}$$

co po rozwinięciu można doprowadzić do postaci:

(Wz. 3.1)

$$A'A^2 = \frac{AC^2}{\left[\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + aS_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma) \right]^2} a^2 \left(\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right)^2 +$$

$$+ \left[\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + aS_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma) \right]^2 +$$

$$- 2a \cos \gamma \left[\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right] \left[\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + aS_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma) \right]$$

i traktować jako funkcje korelacji usytuowania pary namierników z procesem namierzania, bo: $A'A^2 \leftrightarrow I_s^2$

Wprowadzając oznaczenia:

$$(p) \quad X_c = \frac{a \left[\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right]}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + aS_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)}$$

$$(r) \quad X_B = \frac{a \left[\frac{a}{2} \sin \gamma + S_a \sin(\alpha + \gamma) \right]}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + aS_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)}$$

i podstawiając je do wzorów (n) i (o), otrzymuje się:

$$A'C = AC \times X_c$$

$$A'B = AB \times X_B$$

W związku z powyższymi wzory (l) i (m) przyjmą postać:

Wzór (l):

$$(s) \quad A'A^2 = AC^2 (X_c^2 + 1 - 2X_c \cos \gamma)$$

gdzie:

$$AC^2 = S_a^2 + \frac{a^2}{4} + aS_a \cos \alpha$$

[patrz wzór (b)];

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

$$X_c = \frac{a \left[\frac{a}{2} \sin \beta + S_a \sin(\alpha - \beta) \right]}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)}$$

[patrz wzór (p)];

γ — błąd kątowy namiernika nr 1.

Wzór (m):

$$(t) \quad AA^2 = AB^2 (X_B^2 + 1 - 2X_B \cos \beta)$$

gdzie:

$$AB^2 = S_a^2 + \frac{a^2}{4} - a S_a \cos \alpha \quad [\text{patrz wzór (1)}];$$

$$X_B = \frac{a \left[\frac{a}{2} \sin \gamma + S_a \sin(\alpha + \gamma) \right]}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(\beta + \gamma) + a S_a \sin \alpha \cos(\beta + \gamma)}$$

[patrz wzór (r)];

β — błąd kątowy namiernika nr 2.

Oznacza to, że wzory (s) i (t) są równoważne, to znaczy:

$$(Wz. 3.2) \quad \boxed{AA^2 = AC^2 (X_c^2 + 1 - 2X_c \cos \gamma) \Leftrightarrow}$$

$$\boxed{AA^2 = AB^2 (X_B^2 + 1 - 2X_B \cos \beta)}$$

Wniosek

Z przeprowadzonej analizy wynika, że błąd liniowy niarunku elementarnego l_s (w części dowodowej i na rys. 3.11 interpretowany jako odcinek $A'A$) jest determinowany pięcioma zmiennymi:

- 1) błędem kątowym namiernika nr 1 (γ);
- 2) błędem kątowym namiernika nr 2 (β);
- 3) podstawą namierzania (a);

4) odległością namierzania (S_a);

5) kątem nachylenia podstawy namierzania (α).

* W każdej sieci namierzania rozwiniętej „w linię” tylko jedna para namierników może mieć stworzone najkorzystniejsze warunki do lokalizacji namierzanego obiektu — do minimalizacji wartości liniowej błędu. Wszystkie pozostałe pary, poprzez gorsze usytuowanie, będą popełniały większe błędy.

* Minimalizacji błędu liniowego namiaru elementarnego — przy stałym błędzie kątowym ($\Delta\alpha = \text{constans}$) i stałej odległości namierzania ($S_a = \text{constans}$) — sprzyja konfiguracja spełniająca następujące warunki (wyk. 3.1 i 3.2):

— kiedy kąt nachylenia podstawy namierzania α dąży do 90° ;

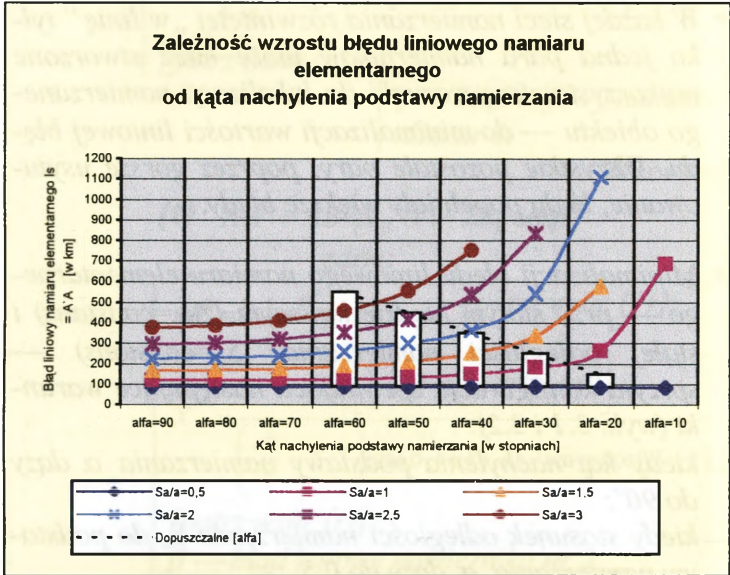
— kiedy stosunek odległości namierzania S_a do podstawy namierzania a dąży do 0,5.

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.1

Przy: $S_a = 800 \text{ km} = \text{constans}$; $\beta = \gamma = 30^\circ = \text{constans}$

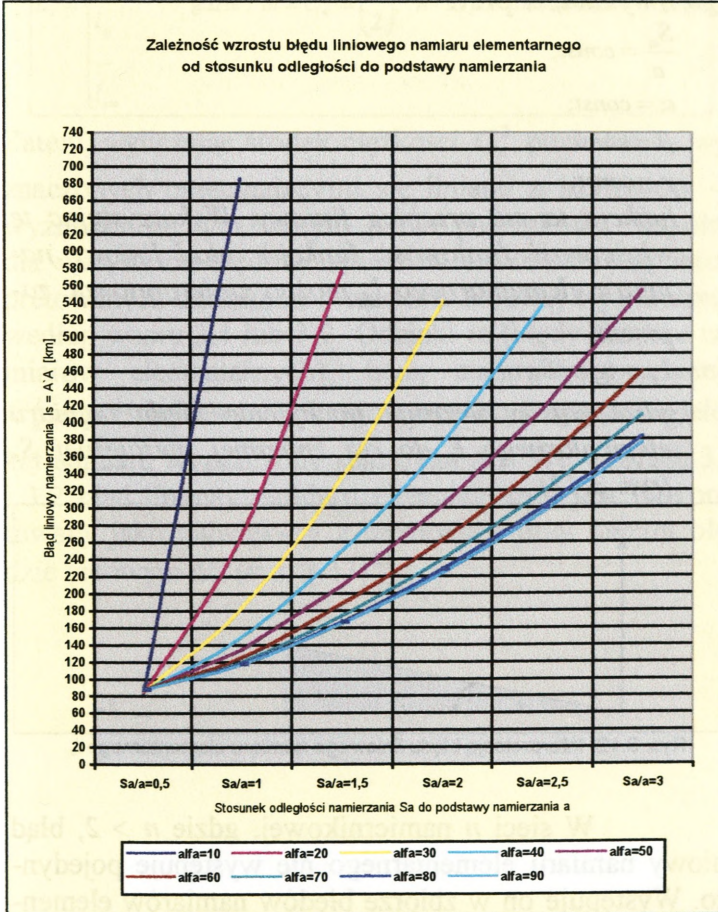


* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.2

Przy: $S_a = 800 \text{ km} = \text{const}$; $\beta = \gamma = 30^\circ = \text{const}$



Wniosek

Z analizy błędu liniowego niamiaru elementarnego l_s wynika, że przy:

$$\frac{S_a}{a} = \text{const};$$

$$\alpha = \text{const};$$

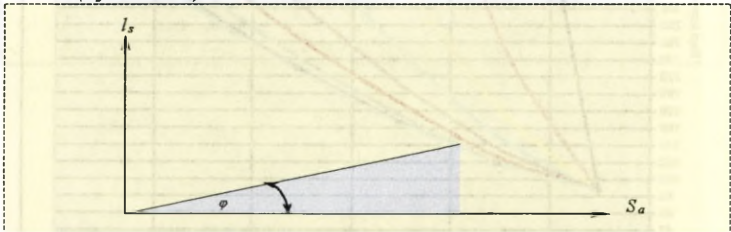
$$\beta = \text{const};$$

$$\gamma = \text{const};$$

funkcja ta ma przebieg liniowy. Wykorzystując tę właściwość (liniowość funkcji), błąd liniowy niamiaru elementarnego l_s można zinterpretować za-
pisem:

$$l_s = \text{tg} \varphi S_a$$

gdzie kąt φ obrazuje nachylenie błędu niamiaru elementarnego l_s do osi zmiennej niezależnej S_a (rys. 3.12).



Rys. 3.12. Interpretacja błędu liniowego niamiaru elementarnego l_s

W sieci n namiernikowej, gdzie $n > 2$, błąd liniowy niamiaru elementarnego nie występuje pojedyn-
czo. Występuje on w zbiorze błędów niamiarów elemen-
tarnych o liczności C_n^2 , które w łącznym zestawieniu
odzwierciedla błąd liniowy sieci namierzania L_s (wz.
3.3).

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

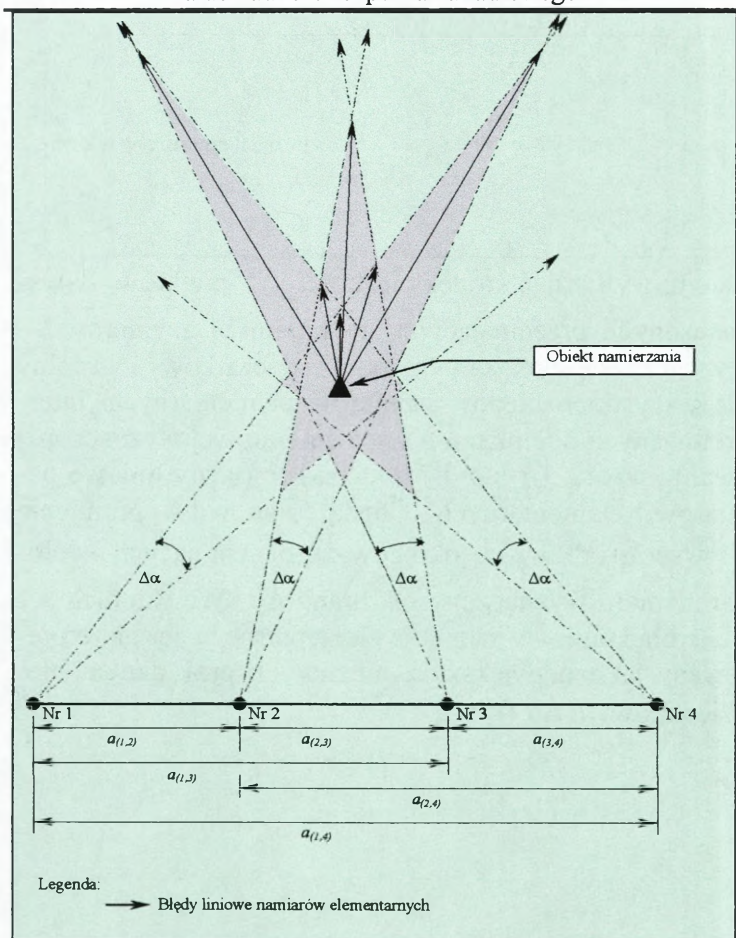
(Wz. 3.3)

$$L_s = \begin{cases} l_{s1} \\ l_{s2} \\ \dots \\ l_{sj} \\ \dots \\ l_{sm} \end{cases} \quad \text{gdzie: } m = C_n^2 = \binom{n}{2}; \quad n - \text{liczba namierników w sieci}$$

Zatem, wyliczając środek ciężkości C_n^2 punktów — wyznaczonych przecinającymi się liniami n azymutów — wyznacza się tym samym punkt początkowy, wspólny dla wszystkich błędów namiarów elementarnych, interpretowanych odcinkami o wartości liniowej wyznaczonej według wzoru 3.1 lub 3.2. Odcinki te (błędy liniowe namiarów elementarnych), będą stanowiły promienie C_n^2 współśrodkowych okręgów aproksymujących wielokąt namiaru wyznaczony sektorami $\Delta\alpha$. We wzorach 3.1 i 3.2 błąd liniowy namiaru elementarnego jest interpretowany jako największy z możliwych przy danym błędzie kątowym $\Delta\alpha$ (rys. 3.13)²³.

²³ Patrz też rys. 3.11.

* Rozdział trzeci *
 Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
 na dokładność rozpoznania radiowego

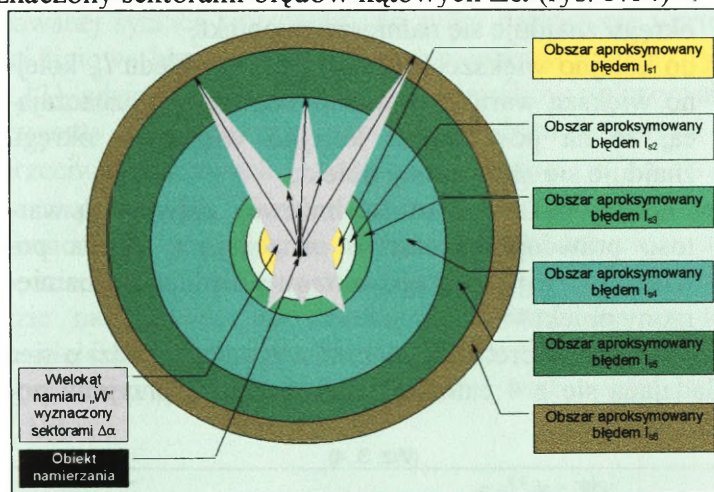


Rys. 3.13. Obraz interpretacji błędów liniowych namiarów elementarnych
 uwzględniony we wzorach 3.1 i 3.2

Jak widać na powyższym rysunku, ze zbioru 24 możliwych błędów liniowych namiarów elementarnych, uwzględniono tylko podzbiór 6 błędów największych i do tego jeszcze popełnionych tylko w jednym kierunku.

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Przy konkretnym namiarze elementarne błędy liniowe będą popełniane w różnych kierunkach, a zatem i o różnych wartościach liniowy²⁴. Dlatego też, aproksymując wielokąt namiaru okręgami o promieniach równych wartościom tych błędów, będzie wyznaczana powierzchnia znacznie większa niż obejmuje wielokąt namiaru wyznaczony sektorami błędów kątowych $\Delta\alpha$ (rys. 3.14)²⁵.



Rys. 3.14. Obraz aproksymacji wielokąta namiaru 4 namiarowej sieci okręgami o promieniach równych błędom liniowym l_s namiarów elementarnych

²⁴ Patrz rysunki 3.2 i 3.3.

²⁵ Wielokąt namiaru W wyznaczony sektorami $\Delta\alpha$ można również aproksymować elipsami, gdzie błąd liniowy namiaru elementarnego l_s , wyliczany z wzoru 3.1 lub 3.2, będzie stanowił wartość dużej półosi elipsy. Przy takiej interpretacji wielkość obszaru ulegnie znacznemu zmniejszeniu. W tym wypadku zastosowano aproksymację okręgami tylko ze względu na uproszczenie obliczeń i tym na większą przejrzystość prowadzonej analizy w ramach rozwiązywania niniejszego problemu.

Jak widać na powyższym rysunku, błąd liniowy L_s — właściwy dla 4-ro namiernikowej sieci — jest odwziewiedlony zbiorem 6 błędów liniowych namiarów elementarnych l_s , gdzie:

- do błędu l_s , o najmniejszej wartości liniowej, należy przypisywać najmniejszą wartość prawdopodobieństwa oznaczającą, że na powierzchni najmniejszego okręgu znajduje się namierzony obiekt;
- do kolejno większej wartości liniowej błędu l_s , kolejno większą wartość prawdopodobieństwa oznaczającą, że na powierzchni kolejno większego okręgu znajduje się namierzony obiekt;
- i do największej wartości liniowej, największą wartość prawdopodobieństwa oznaczającą, że na powierzchni największego okręgu znajduje się namierzony obiekt.

Przy takiej interpretacji, i w tym wypadku (chodzi o sieć składającą się z 4 namierników) wzór 3.3 przyjmie postać (wz. 3.4).

(Wz. 3.4)

$$P(W_6 \leq \pi L_s^2) = \begin{cases} P(W_1 \leq \pi l_{s1}^2) = p_1 \\ P(W_2 \leq \pi l_{s2}^2) = p_2 \\ P(W_3 \leq \pi l_{s3}^2) = p_3 \\ P(W_4 \leq \pi l_{s4}^2) = p_4 \\ P(W_5 \leq \pi l_{s5}^2) = p_5 \\ P(W_6 \leq \pi l_{s6}^2) = p_6 \end{cases} \quad \text{gdzie: } l_{s1} < l_{s2} < l_{s3} < l_{s4} < l_{s5} < l_{s6} \quad \text{ i } \quad p_1 < p_2 < p_3 < p_4 < p_5 < p_6$$

Ponieważ dowolny błąd liniowy namiaru elementarnego l_s powstaje w następstwie przecięcia się dwóch sektorów $\Delta\alpha$ (patrz rys. 2.10) dlatego korelację jego wartości liniowej z wartością prawdopodobieństwa — przy takiej interpretacji — będzie stanowiła funkcja, którą w ogólnej postaci można wyrazić następującym wzorem (wz. 3.5):

$$(Wz. 3.5) \quad P(W_n = k) = \sum_{k=1}^{\binom{n}{2}} (-1)^{k+1} \binom{\binom{n}{2}}{k} [P(\Delta\alpha)]^{2k}$$

pod warunkiem, że: $P(\Delta\alpha_1) = P(\Delta\alpha_2) = \dots = P(\Delta\alpha_n)^{26}$.

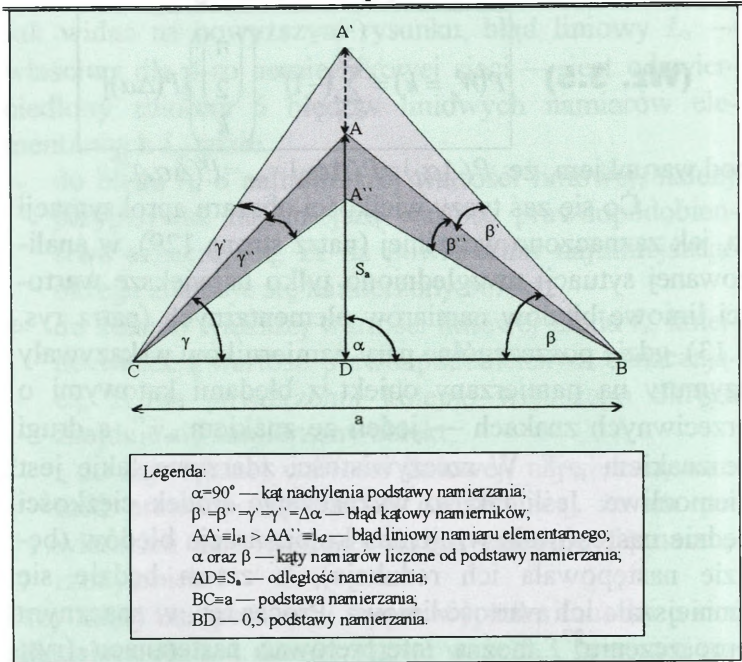
Co się zaś tyczy wielkości obszaru aproksymacji to, jak zaznaczono wcześniej (patrz strona 129), w analizowanej sytuacji uwzględniono tylko największe wartości liniowe błędów namiarów elementarnych (patrz rys. 3.13), gdzie poszczególne pary namierników wskazywały azymuty na namierzany obiekt z błędami kątowymi o przeciwnych znakach — jeden ze znakiem „+”, a drugi ze znakiem „-”. W rzeczywistości zdarzenie takie jest niemożliwe. Jeśli tak, to wyznaczając środek ciężkości będzie następowała wzajemna kompensacja błędów (będzie następowała ich redukcja), a zatem będzie się zmniejszała ich wartość liniowa. Proces ten, w znacznym uproszczeniu²⁷, można interpretować następująco (rys. 3.15)

²⁶ Patrz podrozdział 2.1.

²⁷ Kiedy podstawa namierzania będzie nachylona pod kątem $\alpha=90^\circ$.

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Rys. 3.15. Model redukcji wartości liniowej błędu namiaru elementarnego l_s

Z powyższego rysunku wynika, że:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{AD}{DB} \rightarrow AD = DB \operatorname{tg} \beta$$

$$\operatorname{tg}(\beta + \beta') = \frac{A'D}{DB} \rightarrow A'D = DB \operatorname{tg}(\beta + \beta')$$

$$\operatorname{tg}(\beta - \beta'') = \frac{A''D}{DB} \rightarrow A''D = DB \operatorname{tg}(\beta - \beta'')$$

więc:

$$l_{s1} \equiv AA' = A'D - AD = DB \operatorname{tg}(\beta + \beta') - DB \operatorname{tg} \beta$$

$$l_{s2} \equiv AA'' = AD - A''D = DB \operatorname{tg} \beta - DB \operatorname{tg}(\beta - \beta'')$$

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Zatem współczynnik redukcji błędów liniowych namiarów elementarnych l_s , oznaczony symbolem K , można zdefiniować proporcją (wz. 3.6).

$$K = \frac{l_{s2}}{l_{s1}} = \frac{DB[\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg}(\beta - \beta'')] }{DB[\operatorname{tg}(\beta + \beta') - \operatorname{tg} \beta]} \stackrel{\text{(Wz. 3.6)}}{=} \frac{\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg}(\beta - \beta'')}{\operatorname{tg}(\beta + \beta') - \operatorname{tg} \beta} = \frac{\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg}(\beta - \Delta\alpha)}{\operatorname{tg}(\beta + \Delta\alpha) - \operatorname{tg} \beta}$$

jeśli kąt nachylenia podstawy namierzania $\alpha = 90^\circ$.

Z powyższego wzoru wynika, że przy błędzie kątowym namierników $\Delta\alpha = 3^\circ$ i przy kącie nachylenia podstawy namierzania $\alpha = 90^\circ$ współczynnik K będzie przyjmował następujące wartości:

$$\frac{S_a}{a} = 0,5 \rightarrow K \approx 0,9$$

$$\frac{S_a}{a} = 1 \rightarrow K \approx 0,8$$

$$\frac{S_a}{a} = 2 \rightarrow K \approx 0,7$$

$$\frac{S_a}{a} = 3 \rightarrow K \approx 0,5$$

$$\frac{S_a}{a} = 4 \rightarrow K \approx 0,4$$

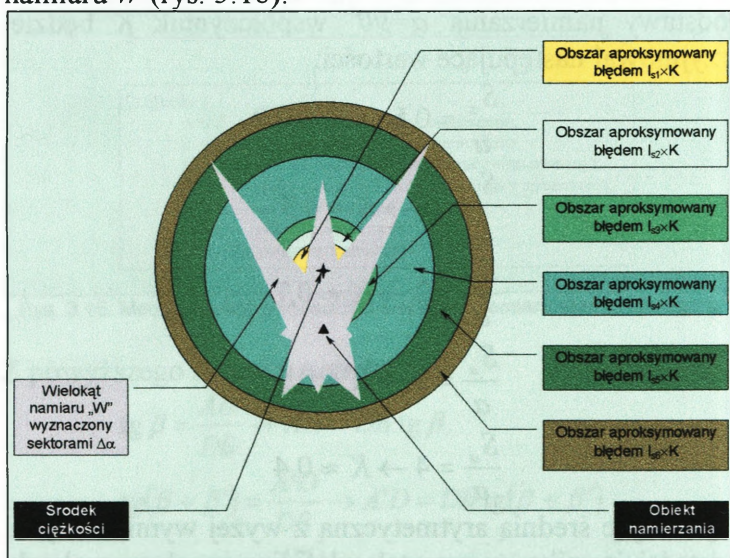
Wyliczając średnią arytmetyczną z wyżej wymienionych wartości, wynika, że przy tak zdefiniowanych warunkach — które można przyjąć za dość reprezentatywne dla sieci namierzania — współczynnik ten przyjmie wartość (wz. 3.7).

$$\text{(Wz. 3.7)} \quad K_{SA} = 0,66 \approx 0,7$$

W następstwie tego — a także wskutek wyznaczania środka ciężkości — nastąpi redukcja błędów liniowych

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

namiarów elementarnych l_i , o wartość $K \approx 0,7$. Dlatego też przy aproksymacji prawdopodobnego obszaru położenia namierzonego obiektu promieniami okręgów, jako odpowiednik błędów liniowych namiarów elementarnych l_i , należy wziąć ich wartości — wyliczoną z wzorów 3.1 lub 3.2 — pomniejszyć o wartość tego współczynnika (o wartość współczynnika $K=0,7$). W efekcie obszar aproksymacji przedstawiony na rysunku 3.14 zmniejszy się i będzie bardziej zbliżony do pola powierzchni wielokąta namiaru W (rys. 3.16).



Rys. 3.16. Obraz aproksymacji wielokąta namiaru 4-ro namiernikowej sieci okręgami o promieniach równych błędem liniowym l_i pomniejszony o współczynnik K

Jak widać na powyższym rysunku, środek ciężkości, jako odniesienie aproksymacji, przesunął się w kierunku większych błędów i tym samym spowodował zmniejszenie się obszaru aproksymacji, zbliżając go bardziej do pola powierzchni wielokąta namiaru W (porównaj z rys.

3.16 z rys. 3.14). Taka interpretacja graficzna jest również zgodna z istotą przypisywania wartości prawdopodobieństwa do poszczególnych błędów (patrz wz. 3.4 i 3.5).

3.2. Wnioski

wynikające z badania konfiguracji sieci KF namierzania radiowego

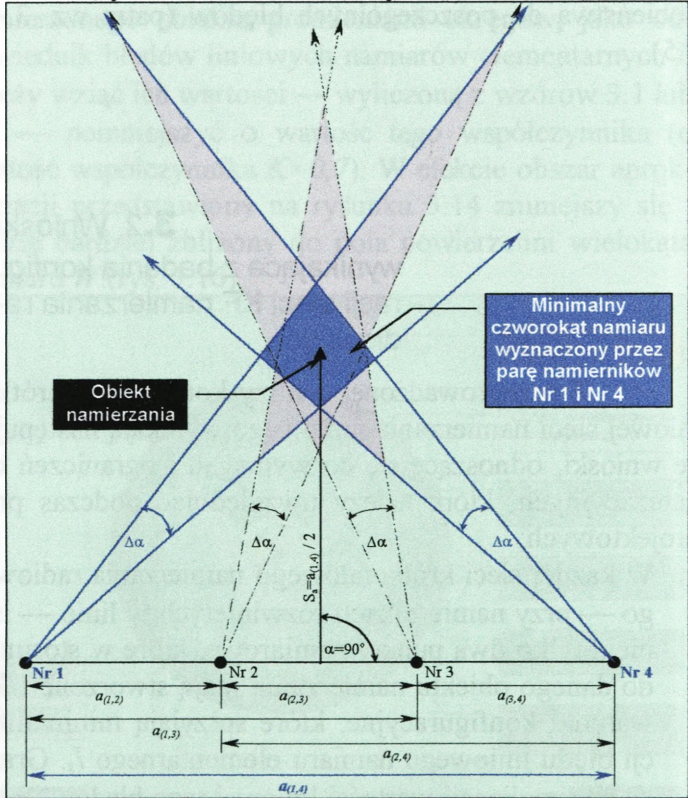
Z przeprowadzonej analizy konfiguracji krótkofalowej sieci namierzania radiowego wynikają następujące wnioski, odnoszące się do wymagań i ograniczeń organizacyjnych, które należy uwzględnić podczas prac projektowych:

1. W każdej sieci krótkofalowego namierzania radiowego — przy namiernikach rozwiniętych w linię — istnieją tylko dwa punkty namiarowe, które w stosunku do danego obiektu namierzania mają stworzone takie warunki konfiguracyjne, które sprzyjają minimalizacji błędu liniowego namiaru elementarnego l_s . Granicę minimalizacji wartości liniowej tego błędu — przy stałych błędach kątowych namierników ($\Delta\alpha = \text{constans}$) — osiąga się wówczas kiedy konfiguracja danej pary namierzającej, wybranej ze zbioru C_n^2 par namierników danej sieci, będzie spełniała następujące warunki (rys. 3.17):

- a) stosunek odległości S_a do podstawy namierzania a będzie dążył do wartości 0,5 ($S_a/a \rightarrow 0,5$);

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

b) kąt nachylenia podstawy namierzania α będzie dążył do wartości katowej 90° ($\alpha \rightarrow 90^\circ$).



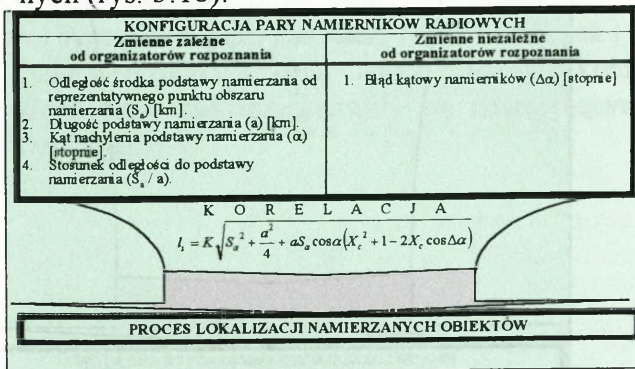
Rys. 3.17. Odzwierciedlenie na płaszczyźnie pozornego wyniku namierzania 4 namiernikowej sieci z ekspozycją usytuowania pary namierzającej, której konfiguracja przestrzenna sprzyja minimalizacji błędu liniowego niamiaru elementarnego l_s

2. Konfiguracja sieci krótkofalowego namierzania radiowego jest determinowana 5 zmiennymi, których wartości są zależne wyłącznie od organizatorów rozpoznania. Do zmiennych tych należą:

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

- 1) odległość środka podstawy namierzania od reprezentatywnego punktu obszaru namierzania (S_a) [km];
 - 2) długość podstawy namierzania (a) [km];
 - 3) kąt nachylenia podstawy namierzania (α) [w stopniach];
 - 4) stosunek odległości do podstawy namierzania (S_a/a) [wartość niemianowana];
 - 5) liczba namierników w sieci (n).
3. Strukturę błędu liniowego L_s właściwego dla całej sieci krótkofalowego namierzania radiowego — składającej się z n namierników rozwiniętych w linię — stanowi zbiór C_n^2 błędów liniowych namiarów elementarnych l_s właściwych dla poszczególnych kombinacji par namierzających, które można stworzyć w n namiernikowej sieci. Dlatego też konfigurację sieci z procesem lokalizacji namierzanych obiektów należy korelować dwoma funkcjami, interpretującymi:
- a) Wartości liniowe błędów namiarów elementarnych (rys. 3.18):



Rys. 3.18. Model korelacji błędu liniowego namiaru elementarnego l_s z procesem lokalizacji obiektu

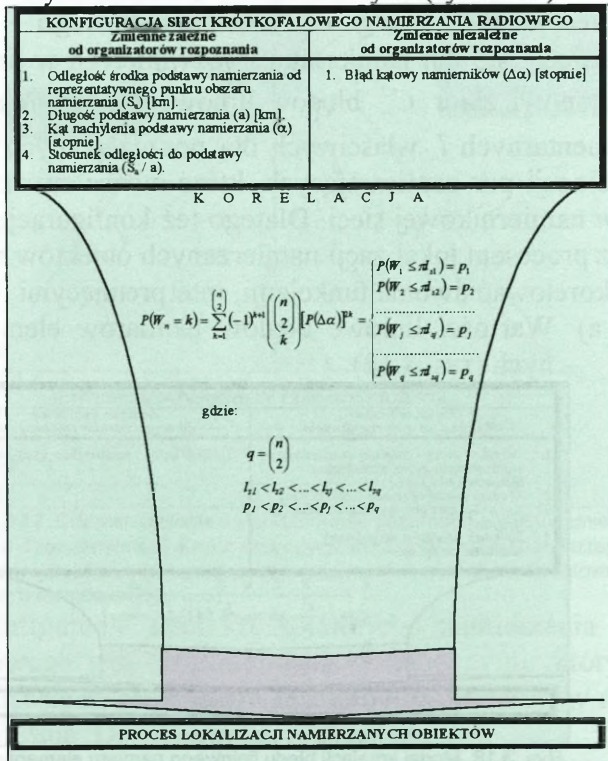
Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji na dokładność rozpoznania radiowego

gdzie:

$$X_c = \frac{a \left[\frac{a}{2} \sin \Delta\alpha + S_a \sin(\alpha - \Delta\alpha) \right]}{\left(\frac{a^2}{4} - S_a^2 \right) \sin(2\Delta\alpha) + a S_a \sin \alpha \cos(2\Delta\alpha)} ;$$

$K \approx 0,7$ — współczynnik redukcji błędu (patrz str. 132 i 133).

- b) Wartości prawdopodobieństw, które należy przypisywać do poszczególnych błędów liniowych namiarów elementarnych (rys. 3.19).



Rys. 3.19. Model korelacji błędu liniowego L_s sieci namierzania radiowego z procesem lokalizacji obiektu

4. Z przeprowadzonej analizy i sformułowanych wyżej wniosków wynika, że dążenia organizacyjne związane z poszukiwaniem rozwiązania zapewniającego większą niż dotychczas dokładność lokalizacji namierzanych obiektów można by skupić w dwóch kierunkach. Pierwszy z nich mógłby polegać na rozwijaniu sieci z wykorzystaniem tylko 2 grup namierników, drugi zaś — na dokładnym odwzorowywaniu położenia wielokąta namiaru na mapie cyfrowej w połączeniu z automatyczną analizą wyznaczonego w ten sposób terenu.

3.2.1. Empiryczna weryfikacja wymagań i ograniczeń wynikających z teoretycznych badań konfiguracji sieci KF namierzania radiowego

Weryfikacja była prowadzona dwufazowo. W pierwszej fazie wyniki teoretyczne weryfikowano praktycznie wykonywanymi namiarami, w drugiej zaś — namiarami symulowanymi. Zarówno w pierwszej, jak i w drugiej fazie weryfikacji było podanych 6 różnych konfiguracji sieci, które charakteryzowały się następującymi parametrami (tab. 3.1).

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Tab. 3.1

Numer badanej konfiguracji sieci	PARAMETRY KONFIGURACYJNE BADANYCH SIECI KF NAMIERZANIA RA- DIOWEGO			
	Podstawa Namierzenia a [km]	Odległość namierzenia S_a [km]	Stosunek $\frac{S_a}{a}$	Kąt nachyle- nia podstawy namierzenia α [stopnie]
Konfiguracja 1	330	200	0,6	10
Konfiguracja 2	300	300	1,0	70
Konfiguracja 3	330	400	1,2	80
Konfiguracja 4	300	460	1,5	80
Konfiguracja 5	300	600	2,0	57
Konfiguracja 6	300	600	2,0	90

W pierwszej fazie weryfikacji wykorzystywano próbkę 22 500 namiarów, które zostały wykonane w latach 1981-1985, w ramach *jednolitego systemu rozpoznania radioelektronicznego WP*²⁸. Strukturę sieci tworzyło zawsze 6 namierników, gdzie podstawę namierzenia liczone pomiędzy namiernikami skrajnymi.

W drugiej fazie weryfikacji przeprowadzono symulację namiarów dla 6 sieci. Każda z nich składała się z dwóch 6-namiernikowych grup zaprogramowanych w ten sposób, że odległość d — pomiędzy namiernikami

²⁸ Wyniki odtworzono na podstawie *Dzienników namiarów*, które były prowadzone w ramach *jednolitego systemu rozpoznania radioelektronicznego WP*. W systemie tym funkcjonowało 6 sieci krótkofalowego namierzenia radiowego, zestawionych na bazie 24 namierników typu R-359, które były rozmieszczone w różnych punktach Polski i byłej Czechosłowacji. Istniała zatem możliwość wybierania takich konfiguracji, które spełniały parametry wymienione w tabeli 3.1.

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

tej samej grupy — spełniała warunek: $1 \text{ km} \leq d \leq 2 \text{ km}$.
Błędy kątowe były generowane pseudolosowo, ze zbioru
o licznosci 22 500. Kryterium wyboru błędów ograni-
czała funkcja $f(x,y)=P(x\Delta\alpha)=y$, taka sama w obydwu
fazach badań (tab. 3.2).

Tab. 3.2

Kryterium wyboru symulowanych błędów kątowych $\Delta\alpha$

Błąd kątowy namiernika $\Delta\alpha$ [w stopniach]	$P(\Delta\alpha \leq) =$		
	$200\text{km} \leq S_n < 400\text{km}$	$400\text{km} \leq S_n \leq 460\text{km}$	$460\text{km} < S_n \leq 600\text{km}$
$0,0 \leq \Delta\alpha \leq 0,5$	0,072	0,078	0,081
$0,5 < \Delta\alpha \leq 1,0$	0,121	0,131	0,144
$1,0 < \Delta\alpha \leq 1,5$	0,086	0,121	0,175
$1,5 < \Delta\alpha \leq 2,0$	0,121	0,112	0,091
$2,0 < \Delta\alpha \leq 3,0$	0,190	0,171	0,156
$3,0 < \Delta\alpha \leq 4,0$	0,070	0,055	0,043
$4,0 < \Delta\alpha \leq 5,0$	0,065	0,070	0,061
$5,0 < \Delta\alpha \leq 10,0$	0,070	0,059	0,045
$0,0 < \Delta\alpha \leq 10,0$	0,795	0,797	0,796
$\Delta\alpha > 10,0$	0,205	0,203	0,204

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

W następstwie tego uzyskano następujące wyniki (patrz wykresy: 3.3; 3.4; 3.5; 3.6; 3.7 i 3.8).

Wyk. 3.3 — konfiguracja 1

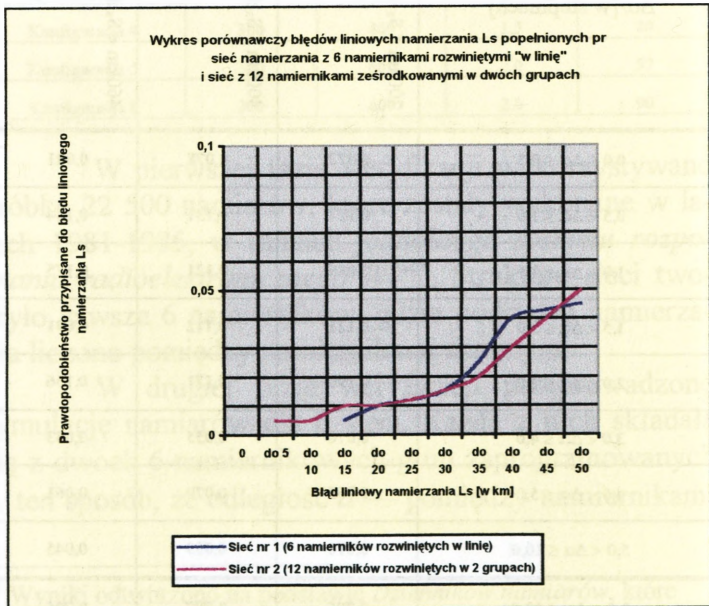
Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania:

$$S_a = 200 \text{ km}$$

$$\frac{S_a}{a} = 0,6$$

$$\alpha = 10^\circ$$

pozycja obiektu nam. : $\varphi 50^\circ 53' 38''$; $\lambda 15^\circ 45' 48''$



* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.4 — konfiguracja 2

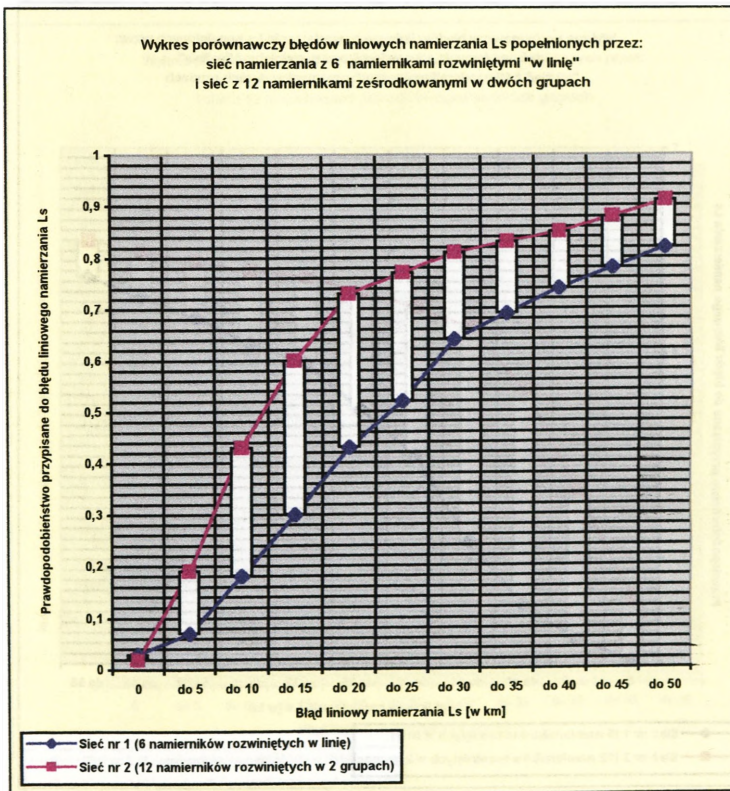
Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania:

$$S_a = 300 \text{ km}$$

$$S_a/a = 1$$

$$\alpha = 70^\circ$$

pozycja obiektu nam.: $\varphi 51^\circ 59' 40''$ $\lambda 19^\circ 07' 59''$



* Rozdział trzeci *
 Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
 na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.5 — konfiguracja 3

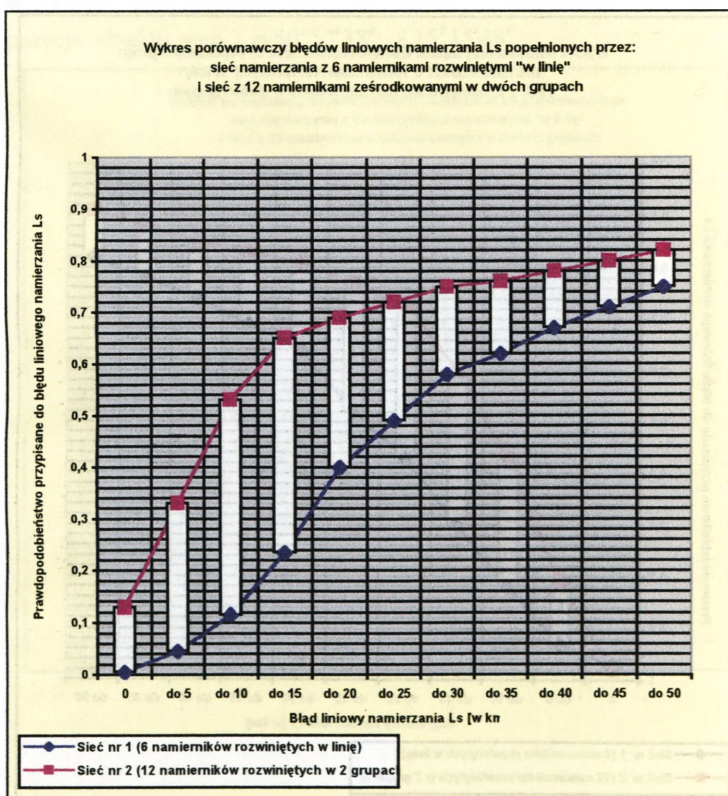
Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania:

$S_a = 400 \text{ km}$

$S_a/a = 1,2$

$\alpha = 80^\circ$

pozycja obiektu nam.: $\varphi 53^\circ 22' 10''$ $\lambda 20^\circ 36' 55''$



* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.6 — konfiguracja 4

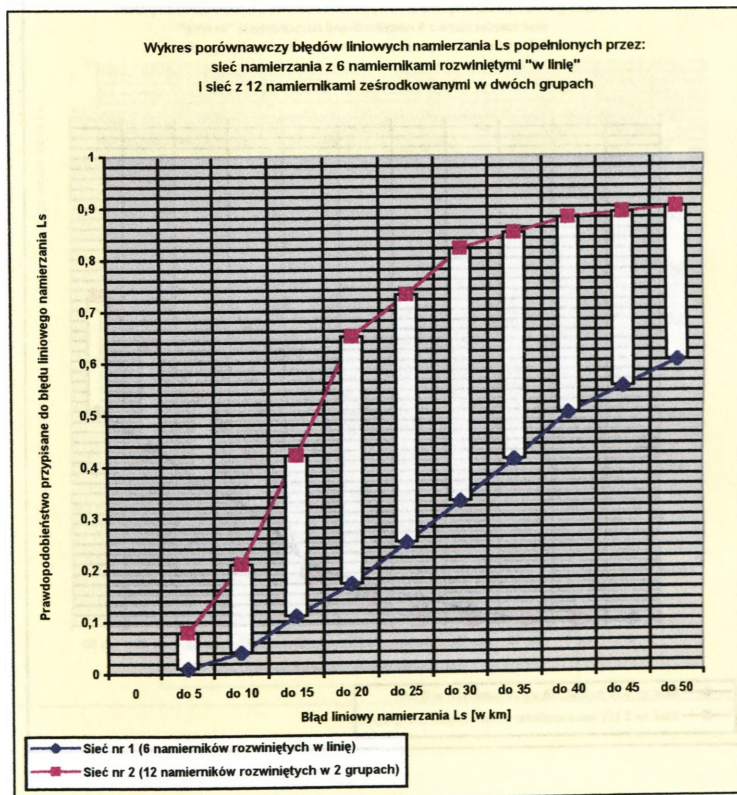
Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania:

$$S_a = 460 \text{ km}$$

$$S_d/a = 1,5$$

$$\alpha = 80^\circ$$

pozycja obiektu nam.: $\varphi 52^\circ 10' 57''$ $\lambda 21^\circ 35' 30''$



* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.7 — konfiguracja 5

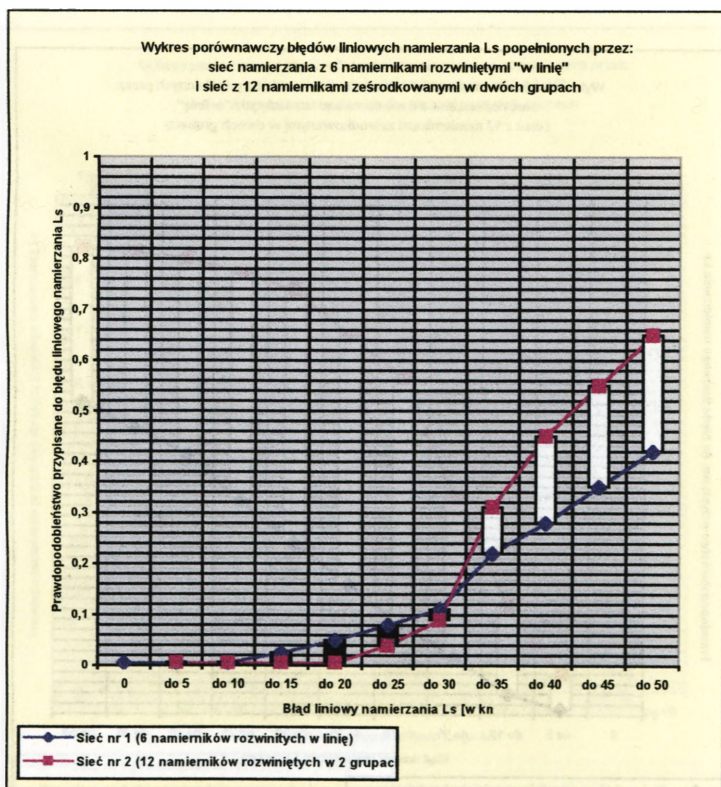
Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania:

$$S_a = 600 \text{ km}$$

$$S_d/a = 2$$

$$\alpha = 57^\circ$$

pozycja obiektu nam.: $\varphi 49^\circ 47' 03''$ $\lambda 22^\circ 51' 10''$



* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.8 — konfiguracja 6

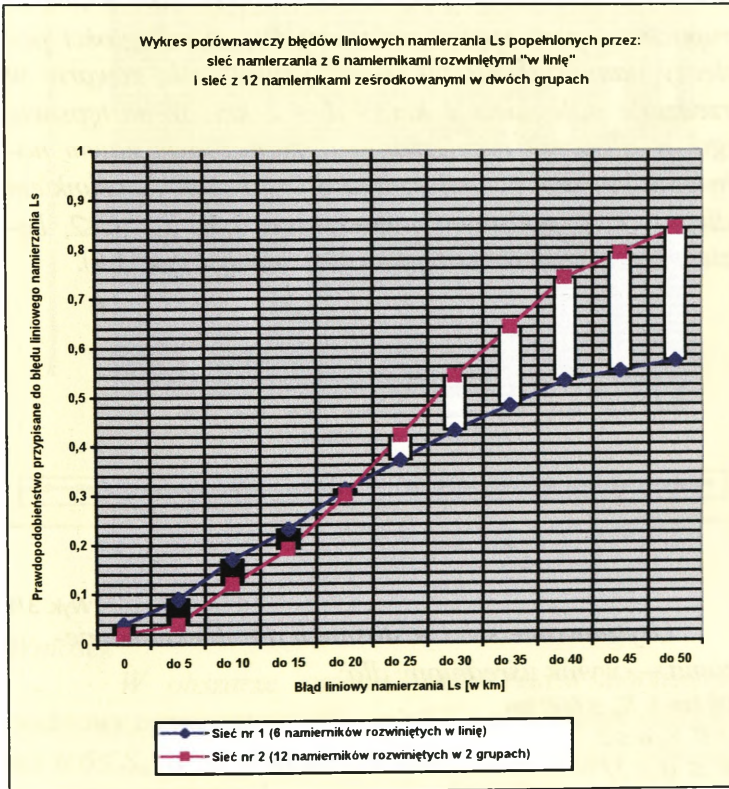
Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania:

$$S_a = 600 \text{ km}$$

$$S_a/a = 2$$

$$\alpha = 90^\circ$$

pozycja obiektu nam.: $\varphi 52^\circ 43' 44''$ $\lambda 23^\circ 38' 08''$

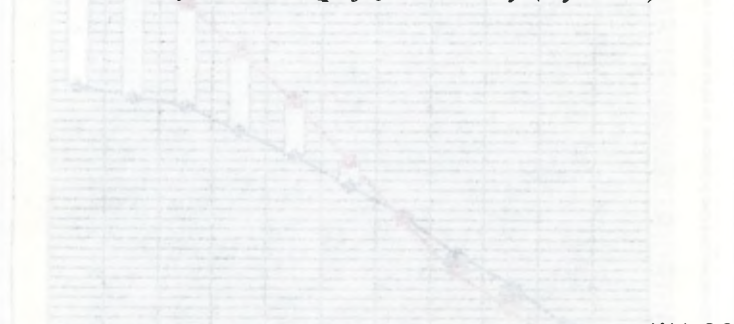


* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wniosek

Przeprowadzone badania potwierdzają, że znacznie lepsze efekty namierzania można uzyskiwać rozwijając namierniki sieci krótkofalowej tylko w dwóch grupach — przy spełnieniu warunku, że odległości pomiędzy namiernikami tej samej grupy będą zawarte w przedziale odległości $1 \text{ km} \leq d \leq 2 \text{ km}$. W następstwie tego, w obszarze namierzania ograniczonym kątem nachylenia podstawy namierzania $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ i stosunkiem odległości do podstawy namierzania $0,5 \leq S_a/a \leq 2$, będzie można uzyskać następujące rezultaty (wyk. 3.9).



Wyk. 3.9

Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania — wynik uśredniony dla:

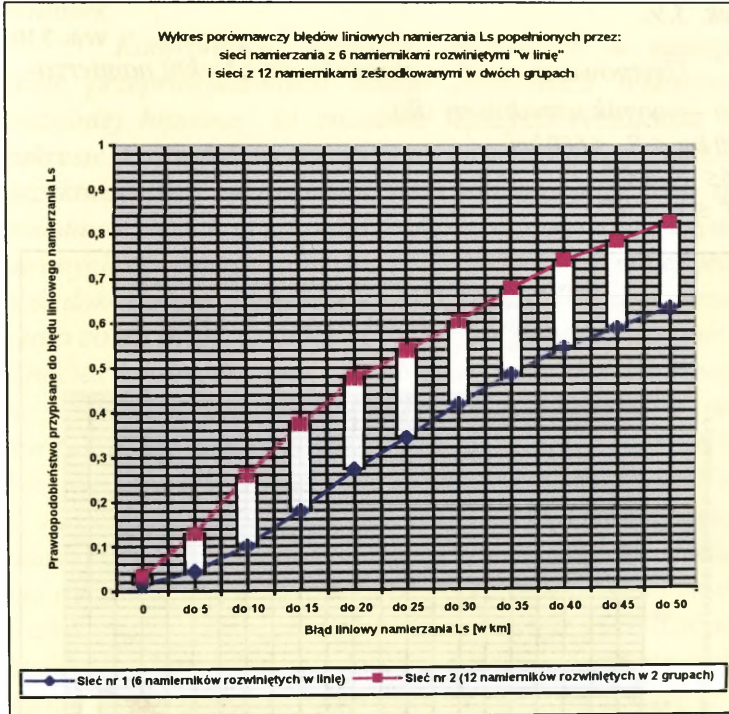
$$200 \text{ km} \leq S_a \leq 600 \text{ km}$$

$$0,6 \leq S_a/a \leq 2$$

$$10^\circ \leq \alpha \leq 57^\circ$$

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego



Wniosek

W obszarze ograniczonym kątem nachylenia podstawy namierzenia $10^\circ \leq \alpha \leq 57^\circ$ i stosunkiem odległości $0,6 \leq S_a / a \leq 2$ dokładność lokalizacji uległa znacznemu pogorszeniu, tak w stosunku do jednej, jak i drugiej sieci (wyk. 3.10). Oznacza to, że przy projektowaniu konfiguracji należy uwzględnić takie usytuowanie podstawy namierzenia, które będzie gwarantowało jej nachylenie

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

nie mniejsze niż 60° ($\alpha \geq 60^\circ$) — porównaj wyk. 3.10 z wyk. 3.9.

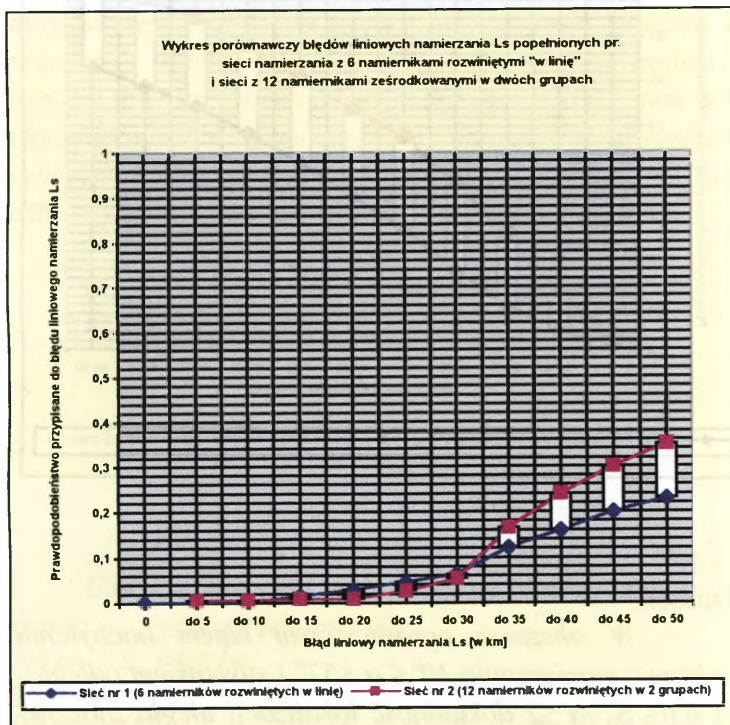
Wyk. 3.10

Usytuowanie sieci w stosunku do obiektu namierzania — wynik uśredniony dla:

$$200 \text{ km} \leq S_a \leq 600 \text{ km}$$

$$0,6 \leq S_a/a \leq 2$$

$$10^\circ \leq \alpha \leq 57^\circ$$



Wniosek

Konfrontacja wyników uzyskanych w następnym przeprowadzonych badań potwierdza wysuniętą wcześniej hipotezę, że znacznie lepszych rezultatów w zakresie krótkofalowego namierzania radiowego można oczekiwać przy zestawianiu sieci namierzania tylko na podstawie dwóch grup namierników, odpowiednio usytuowanych do danego obszaru rozpoznania. Niemniej jednak dokonana konfrontacja może budzić pewne zastrzeżenia co do trafności doboru kryteriów porównywalności. Choć konfrontowane sieci były inaczej skonfigurowane i podobnie usytuowane w stosunku do obiektów namierzania, to jednak różniły się jeszcze liczbą namierników — sieć nr 1 (rozwinęta w linię) posiadała ich tylko 6, natomiast sieć nr 2 (rozwinęta na bazie dwóch grup namierników) posiadała ich aż 12. Tak duże zróżnicowanie ilościowe może budzić uzasadnione wątpliwości co do trafności doboru przedmiotów porównywania. Rodzi się może wątpliwość co do tego, że przy jednokrotnym zwiększeniu liczby namierników w sieci rozwiniętej w linię (z 6 do 12 namierników) być może, że i w tym wypadku zwiększyłaby się znacznie dokładność lokalizacji. Dążąc zatem do pełnego udokumentowania wiarygodności sformułowanych wniosków, przeprowadzono również symulację namierzania realizowanego przez sieć składającą się z 12 namierników rozwiniętych w linię, przy zastosowaniu tych samych kryteriów generacji danych (patrz tab. 3.1 i 3.2). Symulację prowadzono w ten sposób, że wyniki namierzania generowane były w 11 konfiguracjach, właściwych dla sieci rozwiniętych w linię, ale występujących w składach:

*** Rozdział trzeci ***

**Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego**

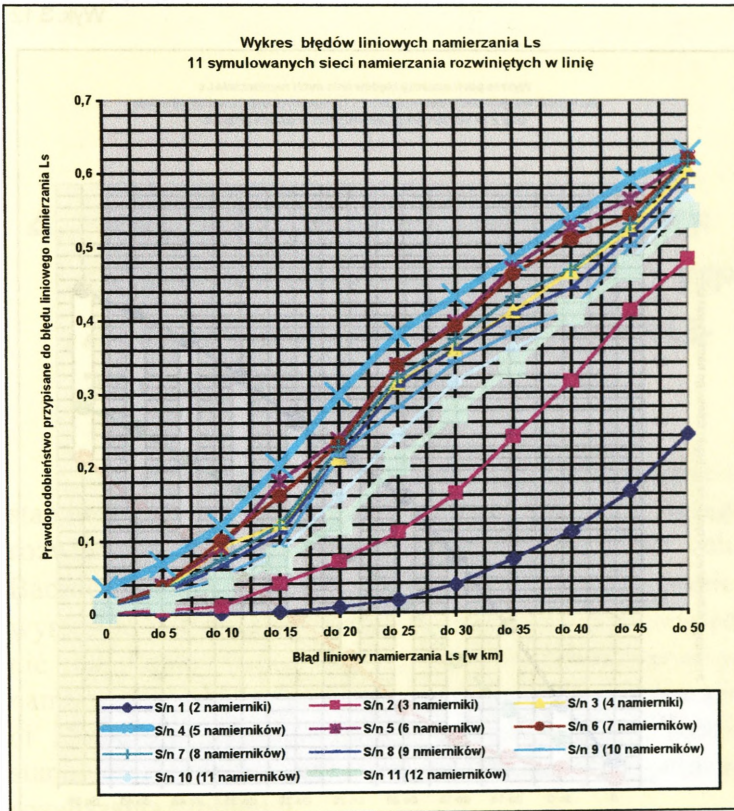
- * *S/n nr 1 — 2 namierników;*
- * *S/n nr 2 — 3 namierników;*
- * *S/n nr 3 — 4 namierników;*
- * *S/n nr 4 — 5 namierników;*
- * *S/n nr 5 — 6 namierników;*
- * *S/n nr 6 — 7 namierników;*
- * *S/n nr 7 — 8 namierników;*
- * *S/n nr 8 — 9 namierników;*
- * *S/n nr 9 — 10 namierników;*
- * *S/n nr 10 — 11 namierników;*
- * *S/n nr 11 — 12 namierników.*

*W następstwie tego uzyskano następujące rezultaty po-
znawcze (wyk. 3.11).*

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

Wyk. 3.11



Wniosek

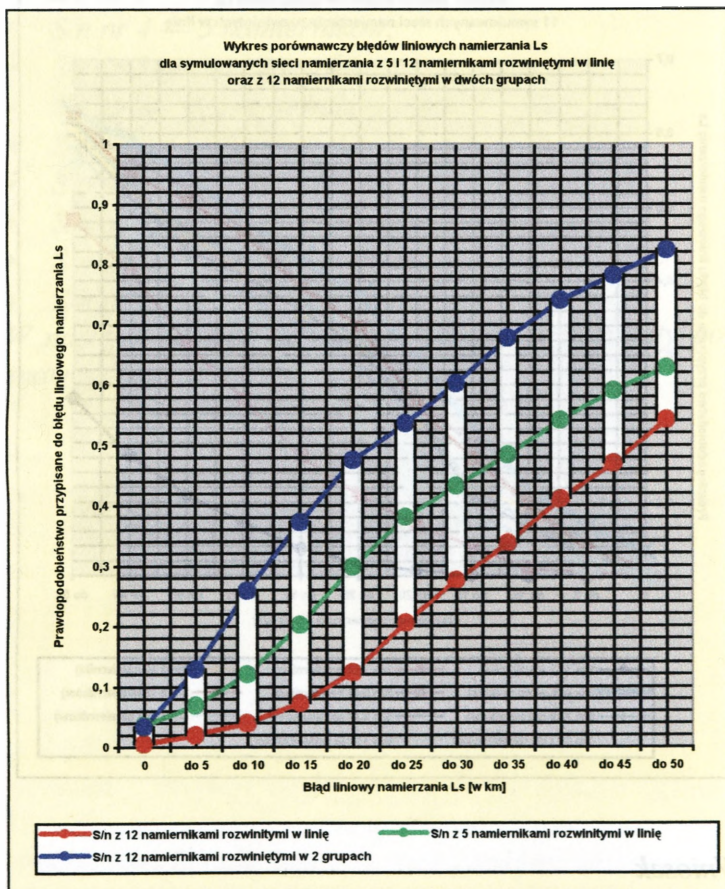
Z wykresu 3.11 wynika, że wzrost liczby namierników w sieci namierzania rozwiniętej w linię, osiąga jakościowe nasycenie przy 5 namiernikach. Przy większej i mniejszej ich liczbie dokładność namierzania maleje (patrz też wyk. 3.12). Fakt ten potwierdza, że dokonana

* Rozdział trzeci *

Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji
na dokładność rozpoznania radiowego

wcześniej konfrontacja wyników namierzania,
przedstawiona na wykresach 3.9 i 3.10, jest wiarygodna.

Wyk. 3.12



4. KONCEPCJA ORGANIZACJI KF ROZPOZNANIA RADIOWEGO WP Z NOWYM SYSTEMEM LOKALI- ZACJI OBIEKTÓW

Zaprezentowane dotychczas efekty poznania stanowią już wystarczającą podstawę do pozytywnego rozwiązania problemu wynikającego z kryterium celu. Bacząc jednak na element użyteczności — co również występuje w kryterium celu — należy jeszcze uwzględnić materialne zasoby WP w zakresie krótkofalowego namierzania radiowego i wymagania użytkowników sieci. Dopiero zespolenie tych elementów w całość będzie stanowić niezbędną bazę wyjściową do racjonalnego rozwiązania problemu.

4.1. Merytoryczne i materialne podstawy do projektowania krótkofalowego na- mierzania radiowego

Jak zaznaczono wcześniej, merytoryczne i materialne podstawy do projektowania krótkofalowego na-

mierzenia radiowego Wojska Polskiego są zawarte 3 różnych zbiorach wartości.

- * Pierwszy zbiór wartości stanowią dotychczasowe efekty poznania zawarte w rozdziałach 1÷3.
- * Drugi zbiór wartości stanowią materialne zasoby Wojska Polskiego w zakresie techniki namierzania.
- * Trzeci zbiór wartości stanowią wymagania i oczekiwania użytkowników krótkofalowego namierzania radiowego.

4.1.1. Ogólne wymagania i ograniczenia dla krótkofalowego namierzania radiowego wynikające z przeprowadzonych badań

Komasując efekty poznania uzyskane w następnym przeprowadzonych badań²⁹ — tak teoretycznych, jak i empirycznych — i dokonując kompresji zawartej tam treści, można zdefiniować zbiór zasadniczych wymagań i ograniczeń, które winny być uwzględniane przez organizatorów sieci krótkofalowego namierzania radiowego. W zbiorze tym należy uwzględnić, że:

1. Krótkofalowe namierzanie radiowe, jako proces, bazuje na dwóch podstawowych komponentach — pierwszy stanowią procedury poszukiwania i wykrywania obiektów namierzania, a drugi — procedury

²⁹ Patrz podrozdziały: 1.3; 2.2 i 3.2.

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

ich lokalizacji. W takim zestawieniu, wynik finalny jest determinowany zawsze 12 zmiennymi:

- 1) czasem trwania emisji sygnału elektromagnetycznego (τ);
- 2) gęstością zajętości pasma częstotliwości (μ);
- 3) częstością powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach (η);
- 4) szerokością pasma poszukiwania i wykrywania (Δf);
- 5) szybkością przeszukiwania pasma częstotliwości (γ);
- 6) czasem identyfikacji wykrytej emisji (t_i);
- 7) błędem kątowym namiernika ($\Delta\alpha$);
- 8) odległością namierzania (S_a);
- 9) długością podstawy namierzania (a);
- 10) kątem nachylenia podstawy namierzania (α);
- 11) stosunkiem odległości do podstawy namierzania (S_a/a);
- 12) liczbą namierników w sieci namierzania (n).

2. W grupie 12 wymienionych wyżej zmiennych:

- a) tylko 3 z nich są niezależne od organizatorów rozpoznania (τ , μ , η);
- b) 1 zmienna jest w części niezależna i w części niezależna od organizatorów rozpoznania ($\Delta\alpha$);
- c) natomiast 8 zmiennych jest wyłącznie zależnych od organizatorów rozpoznania (Δf , γ , t_i , S_a , a , α , S_a/a , n).

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

3. Zmienne niezależne od organizatorów rozpoznania (τ, μ, η) wskazują na konieczność, aby współczesny proces krótkofalowego namierzania radiowego był dostosowany do realizacji pojedynczych zadań w czasie $t \leq 2''$ (patrz podrozdział 1.2).
4. Zmienne zależne od organizatorów rozpoznania zapewniają uzyskiwanie najlepszych wyników namierzania, kiedy ich parametry zmierzają do wartości (tab. 4.1)³⁰.

Tab. 4.1

L.p.	Zmienne zależne od organizatorów rozpoznania	Kryterium najlepszego wyniku
1.	Szerokość pasma poszukiwania i wykrywania (Δf)	$\Delta f \rightarrow$ minimum
2.	Szybkość przeszukiwania pasma częstotliwości (γ)	$\gamma \rightarrow$ maksimum
3.	Czas identyfikacji przechwyconej emisji (t_i)	$t_i \rightarrow$ minimum
4.	Odległość namierzania (S_a)	$S_a \rightarrow$ minimum
5.	Długość podstawy namierzania (a)	$a \rightarrow 2S_a$
6.	Kąt nachylenia podstawy namierzania (α)	$\alpha \rightarrow 90^\circ$

³⁰ Część parametrów zawartych w tabeli 4.1 staje w kontrowersji z sobą. Dlatego też dążąc, do rozwiązań optymalnych, należy problem postrzegać przez pryzmat zdefiniowanych funkcji korelacji.

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

7.	Stosunek odległości do podstawy namierzenia (S_w/a)	$S_w/a \rightarrow 0,5$
8.	Liczba namierników w sieci rozwiniętej w linię (n)	$n \rightarrow 5$
9.	Liczba namierników w sieci rozwiniętej w 2 grupach (n)	$n \rightarrow 12$
10.	Dokładność wskazywania azymutów	$\Delta\alpha \rightarrow \text{minimum}^{31}$

4.1.2. Krajowe zasoby i stan techniki krótkofalowego namierzenia radiowego

Krajowe zasoby techniki krótkofalowego namierzenia radiowego są rozlokowane w 6 jednostkach radioelektronicznych Wojska Polskiego. Łącznie siły zbrojne Rzeczypospolitej Polskiej posiadają:

- * 21 pojedynczych amplitudowych namierników typu R-359 produkcji ZSRR;
- * 1 zautomatyzowany zestaw namierzenia typu TK-5/6, funkcjonujący na bazie 6 amplitudowych namierników R-359 produkcji ZSRR;
- * 1 zautomatyzowany zestaw namierzenia typu PA010, funkcjonujący na bazie 5 namierników fazowych firmy Rhode Schwarz.

Wymieniona technika jest częściowo wykorzystywana w *Zintegrowanym Systemie Rozpoznania WP*, a część znajduje się poza tym systemem, z przewidywa-

³¹ Warunek ten jest spełniony na granicy pierwszego odbicia fali – patrz wyk. 2.8.

niem wejścia do niego w wyższych stanach gotowości bojowej.

W *Zintegrowanym Systemie Rozpoznania WP* są wykorzystywane namierniki krótkofalowe³²:

- jednostki podporządkowania centralnego;
- jednostki wojsk lotniczych i obrony powietrznej;
- jednostki marynarki wojennej.

Łącznie, na bazie wymienionej techniki, jest zorganizowanych 7 stacjonarnych posterunków krótkofalowego namierzania radiowego³³, które są rozwinięte na terytorium kraju.

Istniejący potencjał znajduje się w różnym stanie wyeksploatowania, z czego 7 namierników typu R-359 (ponad 20% ogólnego stanu) przekroczyło już 20-letni resurs przewidziany normami eksploatacyjnymi³⁴.

Wniosek

Z powyższych danych wynika, że podczas projektowania nowej koncepcji organizacji sieci krótkofalowego namierzania radiowego należy uwzględnić zasoby tylko 33 namierników, z czego 21 amplitudowych wolno stojących typu R-359, 6 amplitudowych typu R-359 dostosowanych do funkcjonowania w zautomatyzowanym zestawie TK-5/6 i 6 fazowych dostosowanych do funkcjonowania w zautomatyzowanym zestawie PA-010.

³² Są wykorzystywane namierniki amplitudowe typu R-359 produkcji ZSRR i zautomatyzowany zestaw namierzania fazowego typu PA010 firmy Rhode Schwarz.

³³ Na niektórych posterunkach namierzania znajdują się jeszcze namierniki zapasowe, przywidziane do użycia w wypadku awarii namiernika podstawowego.

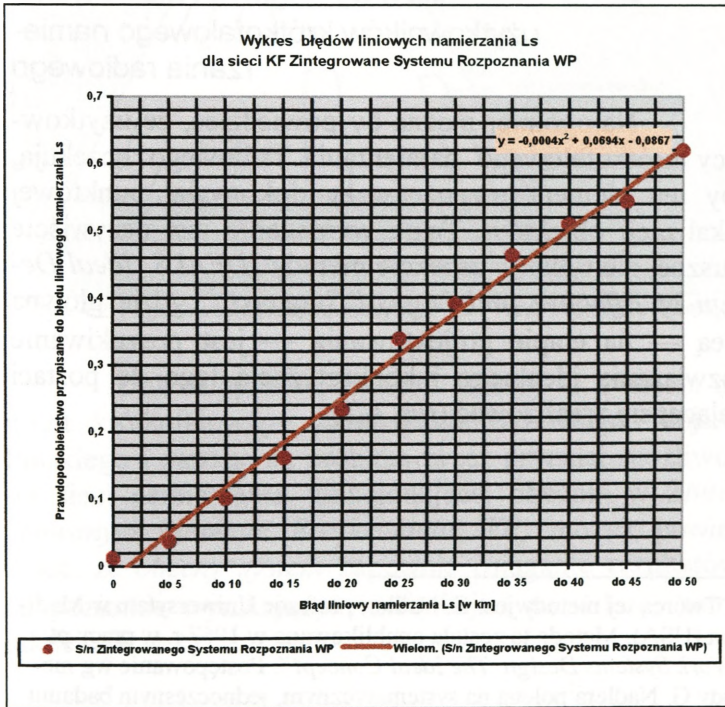
³⁴ Mimo przekroczenia resursu eksploatacyjnego, namierniki te jako aparatura pomiarowa są nadal sprawne technicznie.

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

Można też przyjmować, iż konfiguracja sieci krótkofalowego namierzania radiowego, wykorzystywana w Zintegrowanym Systemie Rozpoznania WP, jest zbliżona parametrycznie do sieci rozwiniętej „w linie”. Przy tym składzie i konfiguracji pozwala uzyskiwać — co najwyżej — następujące efekty namierzania (wyk. 4.1).

Wyk. 4.1

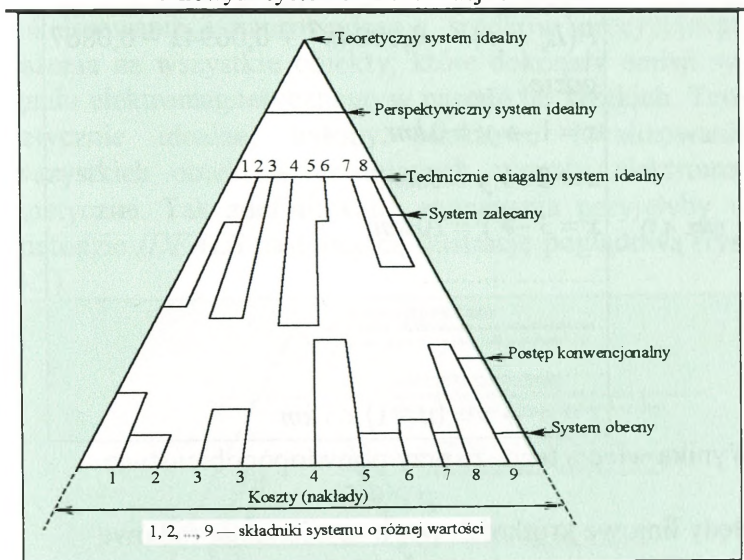


4.1.3. Zasadnicze wymagania i oczekiwania użytkowników krótkofalowego namie- rzenia radiowego

Najogólniej można by powiedzieć, że użytkownicy krótkofalowego namierzania radiowego oczekują, aby ten element rozpoznawczy dokonywał punktowej lokalizacji obiektów. Takie wymaganie jest oczywiście słuszne, ale tylko w aspekcie metody *IDEALS* (*Ideal Design of Effective and Logical Systems*)³⁵, gdzie główną ideą — na etapie projektowania — jest poszukiwanie rozwiązania idealnego i konkretyzacja tego do postaci dającej się zrealizować (rys. 4.2)

³⁵ Twórcą tej metody jest G. Nadler, profesor Uniwersytetu w Madison (USA). Metoda ta została opublikowana w 1967 r. w pracy pt. „*Work Systems Design, The Ideal Concept*”. Postępowanie wg metody G. Nadlera polega na systematycznym, jednoczesnym badaniu wyobrażonych systemów idealnych i systemów istniejących w celu przejścia z nieosiągalnego systemu idealnego do najlepszego systemu dającego się zrealizować w praktyce. Poglądową ilustrację zasad, na których opiera się metoda Nadlera jest tzw. *trójkąt kosztów*. Podstawą trójkąta są koszty, jako ujemnie oceniane skutki funkcjonowania aktualnego systemu, a wierzchołkiem koszty zerowe występujące przy teoretycznym systemie idealnym.

* Rozdział czwarty *
 Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
 z nowym systemem lokalizacji obiektów



Rys. 4.2. Poglądowa ilustracja metody IDEALS — tzw. trójkąt G. Nadlera

Dokonując transformacji metody G. Nadlera na grunt krótkofalowego namierzania radiowego Wojska Polskiego i patrząc na problem przez pryzmat możliwości sieci namierzania funkcjonującej obecnie w *Zintegrowanym Systemie Rozpoznania WP*, można powiedzieć, że *obecny system* zapewnia osiąganie rezultatów na poziomie wynikającym z funkcji (wz. 4.1 — patrz także wyk. 4.1):

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

(Wz. 4.1)	$P(L_s = y) = -0,0004x^2 + 0,0694x - 0,0867$
	gdzie :
	$x = 1 \rightarrow y = 0 \text{ km};$
	$x = 2 \rightarrow y = 5 \text{ km};$
	$x = 3 \rightarrow y = 10 \text{ km};$

$x = n \rightarrow y = (n - 1) \times 5 \text{ km}$	

Wynika więc z tego, że przy prawdopodobieństwie

$$p \geq 0,5$$

błędy liniowe krótkofalowego namierzania radiowe

$$L_s > 40 \text{ km},$$

to znaczy:

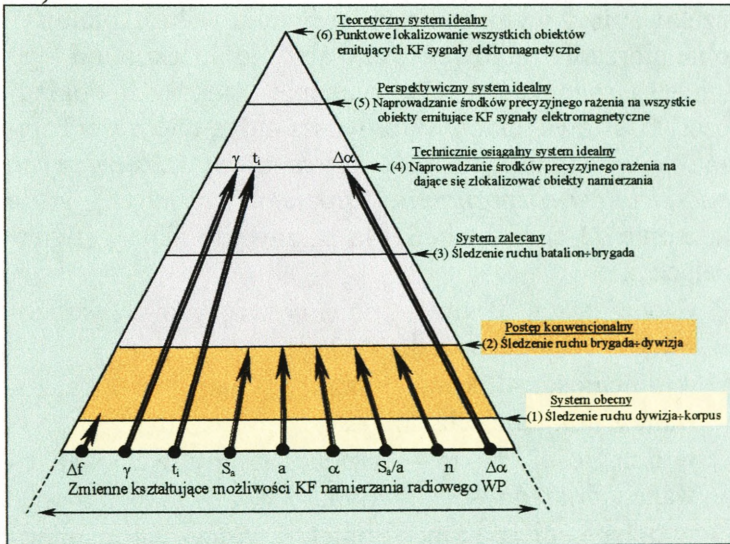
$$P(L_s > 40 \text{ km}) \geq 0,5$$

Oznacza to, że wykorzystywana sieć krótkofalowego namierzania radiowego w *Zintegrowanym Systemie Rozpoznania WP* umożliwi — co najwyżej — śledzenie ruchu *dywizji ÷ korpusu*. Można więc przyjąć, że na dzień dzisiejszy byłoby satysfakcjonujące dla użytkowników, gdyby ten element rozpoznawczy umożliwiał śledzenie ruchu *brygady ÷ dywizji*, z zaleceniem poszukiwania rozwiązań prowadzących do osiągnięcia stanu umożliwiającego śledzenie ruchu *batalionu ÷ brygady*. Za rozwiązanie technicznie osiągalne można by przyjąć takie, które umożliwiłoby naprowadzanie środków precyzyjnego rażenia na zlokalizowane obiekty z wystarczającą dokładnością. Perspektywicznym rozwiązaniem idealnym mogłoby być natomiast takie, które umożliwiłoby

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

lokalizowanie i naprowadzanie środków precyzyjnego rażenia na wszystkie obiekty, które dokonały emisji sygnału elektromagnetycznego w pasmie fal krótkich. Teoretycznie idealne, byłoby punktowe lokalizowanie wszystkich obiektów emitujących sygnały elektromagnetyczne. Tak zdefiniowane wymagania przyjęłyby w metodzie IDEALS następującą ilustrację poglądową (rys. 4.3)



Rys. 4.3. Poglądowa ilustracja kierunku doskonalenia KF namierzania radiowego WP na tle trójkąt G. Nadlera

Wniosek

Konfrontując stwierdzone podczas badań fakty, można wnioskować, że — przy obecnych możliwościach materialnych Wojska Polskiego i przy obecnym stanie techniki znajdującej się w siłach zbrojnych — oczekiwania użytkowników krótkofalowego namierzania radiowego zostaną spełnione, jeśli drogą rozwiązań organizacyj-

* Rozdział czwarty *
Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

nnych (drogą postępu konwencjonalnego) doprowadzi się do stanu, w którym ten element rozpoznawczy pozwoli śledzić ruch brygad i dywizji znajdujących się w strefie zainteresowania Zintegrowanego Systemu Rozpoznawczego Wojska Polskiego.

Sformułowany powyżej wniosek z pozoru może budzić pewne zastrzeżenia czy rzeczywiście takie są dziś oczekiwania i wymagania użytkowników krótkofalowego namierzania radiowego, czy aby nie oczekują od tego elementu rozpoznawczego znacznie większych dokładności. Podstawą takich wątpliwości mogą być treści zapisane w wymienianym już *Zbiorze norm szkoleniowych pododdziałów rozpoznania radioelektronicznego*³⁶, gdzie na stronie 43-ciej w tabeli 14a są zawarte zapisy stwierdzające, że:

- * w odległości 20 km — obiekty winny być lokalizowane z dokładnością do 2km;
- * w odległości 40 km — obiekty winny być lokalizowane z dokładnością do 3km;
- * w odległości 60 km — obiekty winny być lokalizowane z dokładnością do 4km;
- * w odległości 100 km — obiekty winny być lokalizowane z dokładnością do 5km;
- * w odległości 200 km — obiekty winny być lokalizowane z dokładnością do 7km;
- * w odległości 400 km — obiekty winny być lokalizowane z dokładnością do 11km;
- * w odległości 600 km — obiekty winny być lokalizowane z dokładnością do 17km.

³⁶ Patrz str. 17.

Z przeprowadzonych badań wynika ponad wszelką wątpliwość, że wymagania te są nierealne ze względu na fizyczne uwarunkowania procesu krótkofalowego namierzania radiowego³⁷. Z tego też względu nie można ich przyjmować za kryterialną podstawę wymagań i oczekiwań racjonalnie postrzegających problem użytkowników. Dlatego też wyprowadzony — drogą dedukcji i konfrontacji faktów — wniosek³⁸ wydaje się być w pełni racjonalny, a tym samym i satysfakcjonujący dziś użytkowników krótkofalowego rozpoznania radiowego Wojska Polskiego.

4.2. Projekt organizacji krótkofalowego namierzania radiowego WP

Podstawową bazę materialną projektu stanowią 33 namierniki krótkofalowe, z czego:

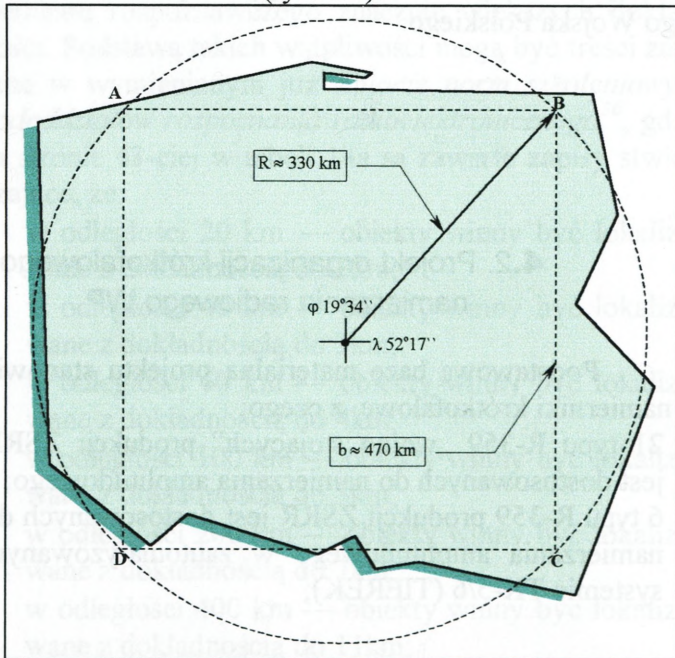
- 21 typu R-359 „wolno stojących” produkcji ZSRR jest dostosowanych do namierzania amplitudowego;
- 6 typu R-359 produkcji ZSRR jest dostosowanych do namierzania amplitudowego w zautomatyzowanym systemie TK-5/6 (TIEREK);

³⁷ Patrz wyniki badań empirycznych zawarte w podrozdziałach 2.2.1 i 3.2.1.

³⁸ Patrz strona poprzednia.

- 6 typu PA-010 produkcji firmy Rhode Schwarz jest dostosowanych do namierzania fazowego w systemie zautomatyzowanym.

Bazą przestrzenną do rozwijania elementów sieci krótkofalowego namierzania radiowego jest terytorium Rzeczypospolitej Polskiej. Przyjmując za środek punkt wyznaczony współrzędnymi $\varphi 19^{\circ}34''$ i $\lambda 52^{\circ}17''$, powierzchnię tej bazy (powierzchnię RP) można aproksymować okręgiem o promieniu $R \approx 330 \text{ km}$ lub kwadratem o boku $b \approx 470 \text{ km}$ (rys. 4.4).



Rys. 4.4. Obraz bazy przestrzennej do rozwijania elementów KF namierzania radiowego WP

Jak widać na rysunku 4.4, terytorium Rzeczypospolitej Polskiej — traktowane jako baza przestrzenna do

* Rozdział czwarty *
Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

rozwijania elementów krótkofalowego namierzania radiowego — umożliwiała na kierunkach:

- * północny-wschód ÷ południowy-zachód i północny-zachód ÷ południowy-wschód — rozwijanie sieci, których podstawa namierzania $a \leq 660$ km;
- * północnym, wschodnim, południowym i zachodnim — rozwijanie sieci, których podstawa namierzania $a \leq 470$ km.

Oznacza to, że:

A. Na kierunkach geograficznych:

- 1) północno-wschodnim,
- 2) południowo-wschodnim,
- 3) południowo-zachodnim,
- 4) i północno-zachodnim,

istnieją warunki, aby na głębokości około 330 km — licząc od punktu centralnego — namierzać obiekty z możliwie największą dokładnością, gdzie stosunek odległości S_a do podstawy namierzania a zapewnia, parze namierników skrajnych, możliwie najlepsze usytuowanie konfiguracyjne do lokalizacji źródeł promieniujących sygnały elektromagnetyczne, bo:

$$\frac{S_a}{a} \rightarrow 0,5$$

Przyjmując przy tym tolerancje stosunku $S_a/a \pm 0,1$, gdzie:

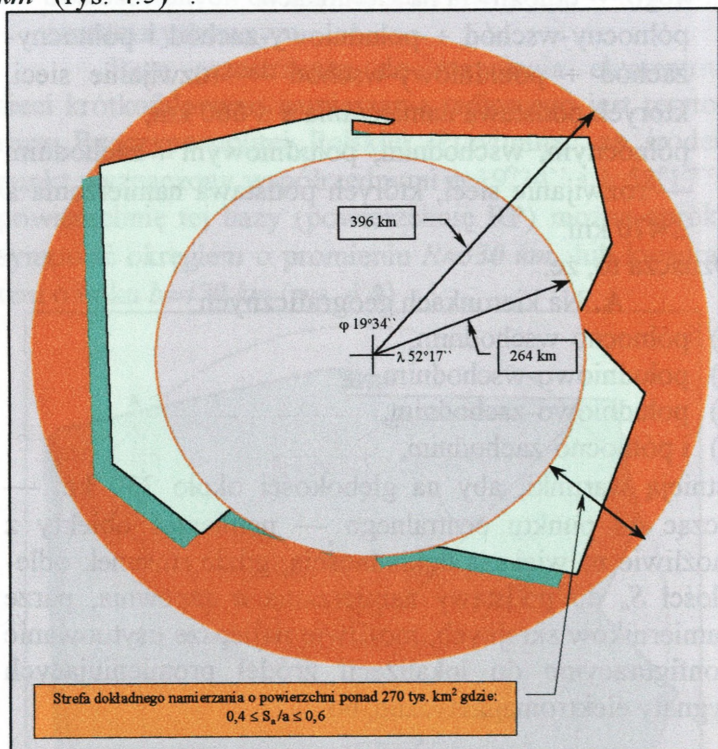
$$0,4 \leq \frac{S_a}{a} \leq 0,6$$

można zatem powiedzieć, że terytorium naszego kraju stwarza warunki, aby zasięgiem możliwie najdokładniejszych namiarów została objęta strefa przygraniczna Rze-

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

czyżyspolitej Polskiej o powierzchni ponad 270 tysięcy km^2 (rys. 4.5)³⁹.



Rys. 4.5. Zobrazowanie strefy dokładnego namierzenia przy usytuowaniu podstaw sieci namierzenia na kierunkach: płn-wsch. ÷ pld-zach. i płn-zach. ÷ pld-wsch.

Dość dokładnymi namiarami, gdzie:

$$0,6 < \frac{S_a}{a} \leq 1,$$

³⁹ Wielkość strefy dokładnego namierzenia wynika z różnicy pól powierzchni okręgów wyznaczanych promieniami R_1 i R_2 , gdzie: $R_1 = S_{a1} = 0,6a$ natomiast $R_2 = S_{a2} = 0,4a$ to znaczy, że pole powierzchni strefy dokładnego namierzenia $V_{str} = \pi (0,6a)^2 - \pi (0,4a)^2$

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

można objąć strefę do głębokości 660 km (licząc od punktu centralnego), natomiast namierami z błędem dopuszczalnym, gdzie:

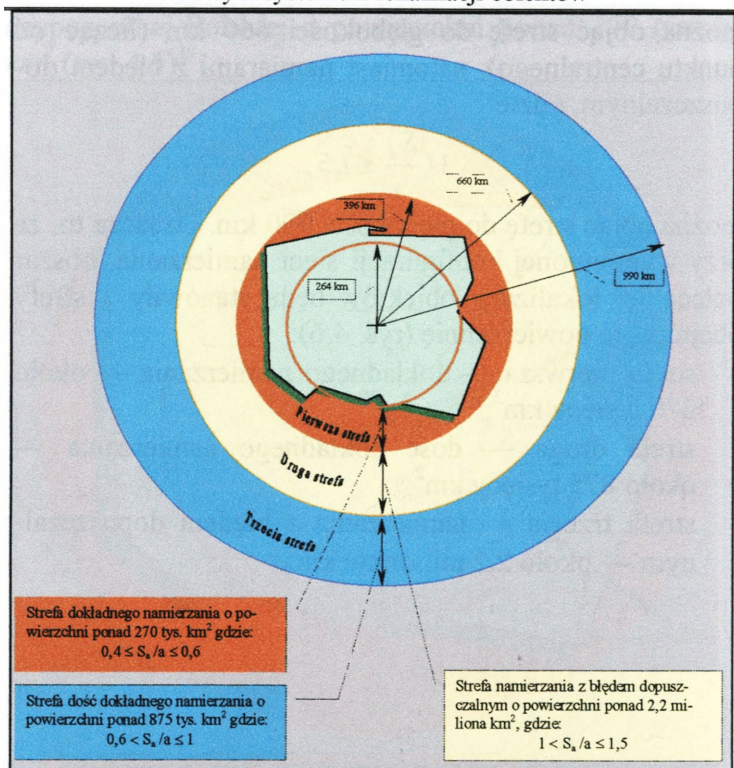
$$1 < \frac{S_a}{a} \leq 1,5,$$

można objąć strefę do głębokości 990 km. Oznacza to, że przy wymienionej konfiguracji sieci namierzania, obszar opłacalnej lokalizacji obiektów będą stanowiły 3 strefy obejmujące powierzchnię (rys. 4.6):

- * strefa pierwsza — dokładnego namierzania — około 270 tysięcy km²;
- * strefa druga — dość dokładnego namierzania — około 875 tysięcy km²;
- * strefa trzecia — namierzania z błędem dopuszczalnym — około 2,2 milionów km².

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów



Rys. 4.6. Zobrazowanie obszaru opłacalnej lokalizacji obiektów przy usytuowaniu podstaw sieci namierzenia na kierunkach: p1n-wsch.÷ p1d-zach. i p1n-zach.÷ p1d-wsch.

Wniosek

Terytorium Rzeczypospolitej Polskiej — jako baza przestrzenna — stwarza dogodne warunki do lokalizowania krótkofalowych obiektów na obszarze o powierzchni ponad 3,3 miliona km², to znaczy ponad 8-krotnie większym od terytorium Polski. Wynika z tego, że na potrzeby sił zbrojnych RP należałoby zorganizować

Strefa dokładnego namierzenia o powierzchni ponad 270 tys. km²

Strefa dość dokładnego namierzenia o powierzchni ponad 875 tys. km²

Strefa namierzenia z błędem dopuszczalnym o powierzchni ponad 2,2 miliona km²

Strefa namierzenia z błędem dopuszczalnym o powierzchni ponad 2,2 miliona km²

Strefa namierzenia z błędem dopuszczalnym o powierzchni ponad 2,2 miliona km²

Strefa namierzenia z błędem dopuszczalnym o powierzchni ponad 2,2 miliona km²

Strefa namierzenia z błędem dopuszczalnym o powierzchni ponad 2,2 miliona km²

Strefa namierzenia z błędem dopuszczalnym o powierzchni ponad 2,2 miliona km²

Strefa namierzenia z błędem dopuszczalnym o powierzchni ponad 2,2 miliona km²

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

jeden ogólnokrajowy system krótkofalowego namierzania radiowego z wielodostępem użytkowym.

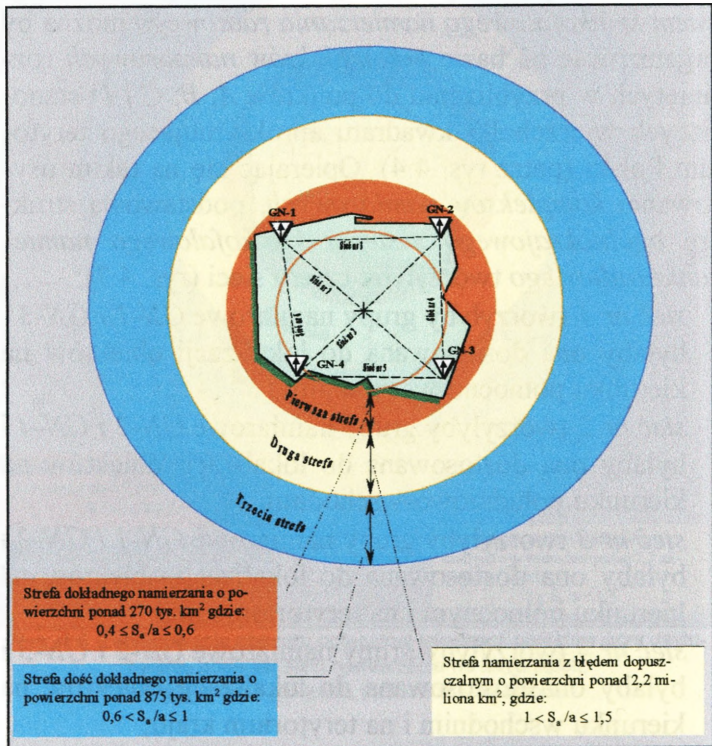
W aspekcie powyższych badań, *ogólnokrajowy system krótkofalowego namierzania radiowego* można by zorganizować na bazie 4 *kompleksów namiarowych* rozwiniętych w przybliżeniu do punktów *A, B, C i D* stanowiących wierzchołki kwadratu aproksymującego terytorium Polski (patrz rys. 4.4). Opierając się na takim usytuowaniu *kompleksów namiarowych*, podstawową strukturę *ogólnokrajowego systemu krótkofalowego namierzania radiowego* tworzyłyby cztery sieci (rys. 4.7):

- * *sieć nr 1* tworzyłyby grupy namiarowe *GN-1 i GN-3* i byłaby ona dostosowana do lokalizacji obiektów na kierunku północno-wschodnim;
- * *sieć nr 2* tworzyłyby grupy namiarowe *GN-2 i GN-4* i byłaby ona dostosowana do lokalizacji obiektów na kierunku południowo-wschodnim;
- * *sieć nr 3* tworzyłyby grupy namiarowe *GN-1 i GN-2* i byłaby ona dostosowana do lokalizacji obiektów na kierunku północnym i na terytorium kraju;
- * *sieć nr 4* tworzyłyby grupy namiarowe *GN-2 i GN-3* i byłaby ona dostosowana do lokalizacji obiektów na kierunku wschodnim i na terytorium kraju;
- * *sieć nr 5* tworzyłyby grupy namiarowe *GN-3 i GN-4* i byłaby ona dostosowana do lokalizacji obiektów na terytorium kraju;

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

- * sieć nr 6 tworzyłyby grupy namiarowe GN-1 i GN-4 i
byłaby ona dostosowana do lokalizacji obiektów na
terytorium kraju⁴⁰.



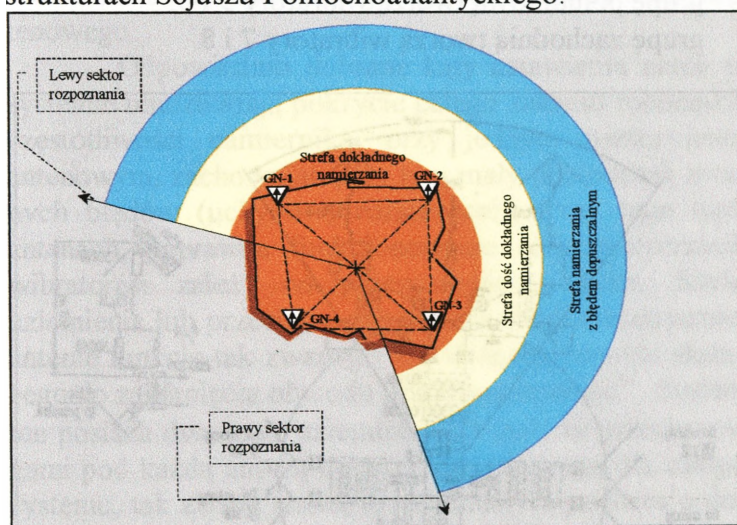
Rys. 4.7. Podstawowa struktura ogólnokrajowego systemu KF namierzania radiowego

W następstwie takiego rozwiązania, strefą dokładnego namierzania zostałyby objęte całe terytorium

⁴⁰ Realizacja zadań namierzania na terytorium kraju wiąże się między innymi z potrzebą śledzenia obcej działalności wywiadowczej i utrzymywania kontroli radiowej nad własnymi systemami łączności.

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

kraju. Fakt ten spowodowałaby konfiguracja sieci namierzania nr 3, 4, 5 i 6 (patrz rys. 4.7). Uwzględniając przy tym warunek 60-stopniowego nachylenia podstaw namierzania (patrz wyk. 3.7), ogólne ukształtowanie stref namierzania przyjęłoby następujący kształt (rys. 4.8), co jest w pełni zgodne z wymaganiami naszej obecności w strukturach Sojuszu Północnoatlantyckiego.



Rys. 4.8. Ukierunkowanie sektora KF namierzania radiowego systemu ogólnokrajowego

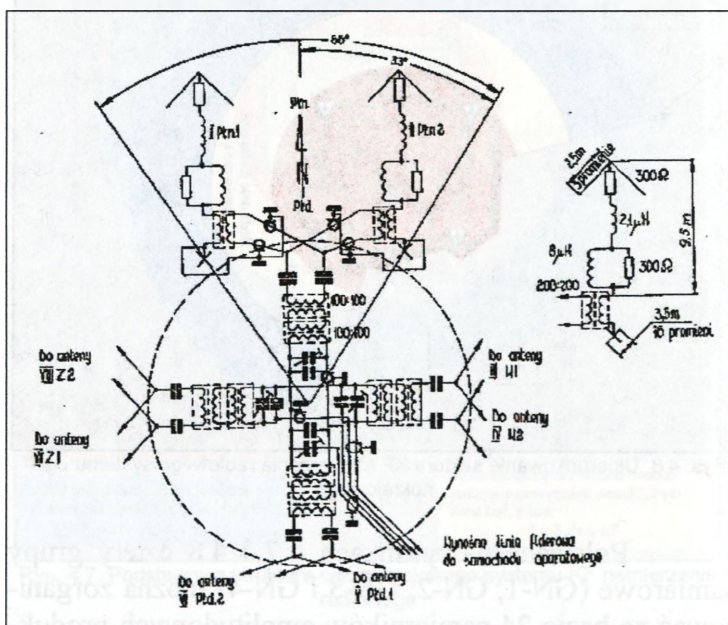
Pokazane na rysunkach 4.7 i 4.8 cztery grupy namiarowe (GN-1, GN-2, GN-3 i GN-4) można zorganizować na bazie 24 namierników amplitudowych produkcji ZSRR typu R-359. W tym celu można wykorzystać 21 namierników wolnostojących. Pozostałe egzemplarze tego typu namierników można wyłączyć ze zautomatyzowanego systemu namierzania.

Każdy namiernik typu R-359 posiada w swoim zestawie dwa rodzaje anten — pionowe typu *U* i ramowe.

* Rozdział czwarty *
 Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
 z nowym systemem lokalizacji obiektów

System anten *pionowych* ma kształt podobny do litery *U*. Jest utworzony z 8 niesymetrycznych wibratorów, które tworzą 4 grupy po 2 wibratory każda (rys. 4.9):

- * grupę północną tworzą wibratory 1 i 2;
- * grupę wschodnią tworzą wibratory 3 i 4;
- * grupę południową tworzą wibratory 5 i 6;
- * grupę zachodnią tworzą wibratory 7 i 8.



Rys. 4.9. Schemat systemu antenowo-fiderowego anten pionowych namiernika R-359

Dwie przeciwległe grupy anten są zespolone w centralnym układzie namierzającym w pary: północ—południe i wschód—zachód. Ich charakterystyki we współrzędnych biegunowych mają kształt ósemki.

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

Każdy z wymienionych wibratorów stanowi antenę szerokopasmową, o stałej oporności wejściowej prawie w całym pasmie częstotliwości. Zapewnia to wysoką efektywność systemu i umożliwia uzyskiwanie – dopasowania we wszystkich elementach toru antenowofiderowego, zapewniając tym samym możliwość wynoszenia stanowisk namiarowych poza obszar systemu antenowego.

Odpowiednio dobrane kąty ustawienia anten w systemie umożliwiają pokrycie całego zakresu roboczych częstotliwości namiarnika, przy jednym rozstawieniu antenowym, zachowując przy tym mały poziom tak zwanych błędów (uchybów) rozstawienia. Przy tego typu antenach, poprawne funkcjonowanie niesymetrycznych wibratorów zależy od przewodności podłoża. Siatki uziemienia lub przeciwwagi spełniają w niesymetrycznej antenie funkcje tak zwanego zwrotnego przewodu służącego do zamknięcia obwodu prądu antenowego⁴¹. System ten posiada dwa typy uziemień — z małymi przeciwwagami pod każdą anteną i ogólną przeciwwagą dla całego systemu, tak zwaną siatką uziemienia. Na podłożu o dużej przewodności straty energii w ziemi są niewielkie i niesymetryczne wibratory mogą pracować z małymi przeciwwagami. Na podłożu o małej przewodności straty energii w ziemi wzrastają i jest wymagane stosowanie sztucznego uziemienia lub siatki. Podłoże o małej przewodności może charakteryzować się niejednorodnymi parametrami nawet na stosunkowo małych odległościach. Może to doprowadzać do asymetrii anten w systemie i występowania znacznych błędów w urządzeniach. Na podłożu o małej przewodności zwiększa się również

⁴¹ Właściwym przewodem jest sama antena.

* Rozdział czwarty *
Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

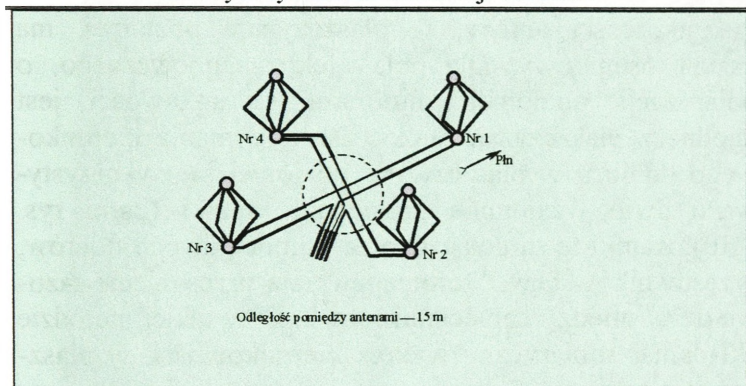
możliwość odbioru sygnałów ubocznych, tak zwanych *pasżytnicznych*, z poziomych elementów systemu antenowo-fiderowego (z ekranów fiderów), co doprowadza do gwałtownego obniżenia się odporności polaryzacyjnej i pojawiania się dodatkowych błędów podczas dokonywania namiarów jonosferycznych. Dlatego też na podłożu o małej przewodności system antenowy typu U powinien mieć rozwijaną siatkę uziemiającą, która jest ekranem wytłumiającym przenikanie prądów z głębi ziemi. Siatka uziemiająca zwiększa także tłumienie w przewodach poziomych, a tym samym zmniejsza indukowanie się sygnałów pasżytnicznych. System ten, przy stosowaniu siatki uziemiającej, charakteryzuje się dość wysoką odpornością polaryzacyjną. Umożliwia to prowadzenie skutecznych namiarów z dużych odległości — powyżej 300 km.

Do prowadzenia namierzania na mniejszych odległościach, odbite od jonosfery fale radiowe dochodzą do namiernika pod bardzo ostrymi kątami. W tych warunkach struktura pola zwanego falą elektromagnetyczną zmienia się. Wzrasta składowa pozioma i zmniejsza się składowa pionowa pola⁴². System anten pionowych pogarsza w tym wypadku swoje właściwości kierunkowe — obniża się jakość odbioru sygnałów pożądaných, a wzrasta odbiór sygnałów ubocznych, których energia indukuje się w poziomych elementach systemu antenowo-fiderowego. Dlatego też do namierzania fal ostro padających przewidziany jest system anten ramowych (rys. 4.10).

⁴² Patrz także rozdział 2.

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów



Rys. 4.10. Schemat systemu antenowo-fiderowego anten ramowych

Jak widać na powyższym rysunku (rys. 4.10), ramowa antena systemu składa się z 4 anten, przy czym każda z nich składa się z dwóch wzajemnie prostopadłych ramek — ramka stanowi aperiodyczną szerokopasmową antenę, zapewniającą dopasowanie z linią fiderową w całym zakresie częstotliwości. Pojedyncza ramka jest jednozwojowa z zasilaniem od góry⁴³. Takie połączenie kabla zasilania zapewnia całkowitą symetrię anteny i wyklucza odbiór ubocznych sygnałów, których energia indukuje się w ekranach fiderów antenowych. W pojedynczej ramce powstaje siła elektromotoryczna (SEM) zarówno od pionowo spolaryzowanych, jak i od poziomo spolaryzowanych fal elektromagnetycznych, dla których skuteczność ramki jest jednakowa⁴⁴. Wykres

⁴³ SEM zdejmuje się za pomocą kabla wielkiej częstotliwości z górnych zacisków ramki.

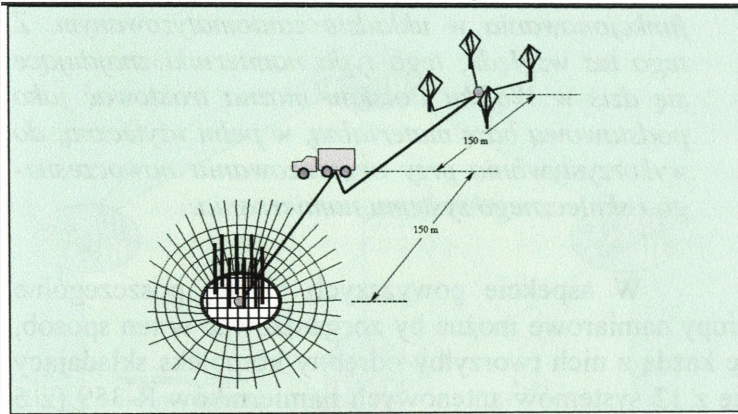
⁴⁴ Wykres jej kierunkowości w płaszczyźnie pionowej dla fal o polaryzacji pionowej i poziomej posiada kształt zbliżony do okręgu, co umożliwi wykorzystywanie pary ramek do namierzania padających pod ostrym kątem fal radiowych.

kierunkowości anteny, w płaszczyźnie poziomej, ma kształt ósemkowy. Dla pola elektromagnetycznego, o polaryzacji poziomej, minimum kierunkowości jest zgodne z płaszczyzną ramki. Do otrzymania kierunkowego odbioru w płaszczyźnie poziomej są wykorzystywane dwie wzajemnie prostopadłe ramki (patrz rys. 4.10). Ramki te są połączone za pomocą dwóch fiderów, przesuwników fazy, które zapewniają przesunięcie fazowe o 90° między napięciami ramek. Przy takiej metodzie składania, sumaryczny wykres kierunkowości, w płaszczyźnie poziomej 2 wzajemnie prostopadłych ramek ma kształt okręgu.

Zasada łączenia anten w namierzające dla obydwu systemów antenowo-fiderowych jest jednakowa. Anteny łączy się za pomocą układu transformatorowego, dopasowującego oporności grup antenowych do oporności wysośnej linii fiderowej. Taki układ umożliwi wydzielenie przy zastosowaniu transformatorów różnicowo-sumujących oddzielnie różnicowego i sumarycznego napięcia grup anten. Amplitudy napięć różnicowych przeciwległych anten, wydzielane na transformatorach różnicowych, zależą od kąta padania fali. Napięcia par *północ—południe* i *wschód—zachód* są doprowadzane, w dwóch identycznych kanałach, do poziomych i pionowych płytek odchylających lampy oscyloskopowej odbiornika urządzenia wskazującego. Promień lampy oscyloskopowej opisuje prostą, której nachylenie w stosunku do linii poziomej jest równoznaczne kątowi namiaru, przy odpowiednio określonym *zwrocie*.

Przy rozwijaniu namiernika w terenie winny być przestrzegane następujące wymogi rozśrodkowywania elementów (rys. 4.11).

* Rozdział czwarty *
Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów



Rys. 4.11. Wymogi rozśrodkowywania elementów namiernika R-359

Wniosek

Z przytoczonego opisu techniczno-eksploatacyjnego namiernika typu R-359 wynikają dwa podstawowe wnioski do organizacji ogólnokrajowego systemu krótkofalowego namierzania radiowego:

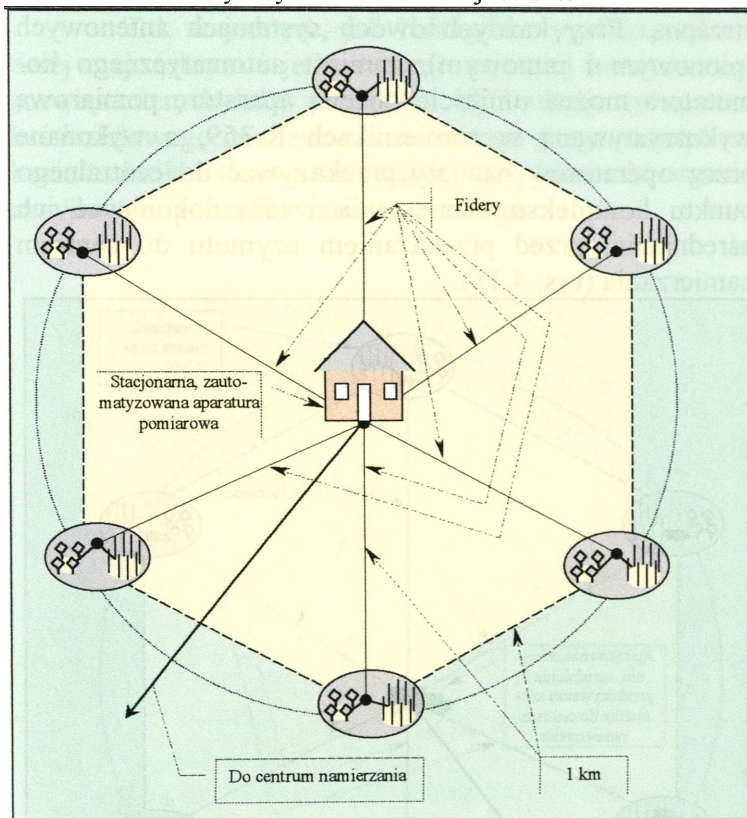
- * Po pierwsze — konstrukcja namiernika, a przede wszystkim jego systemów antenowych, wskazuje na celowość wykorzystywania tego urządzenia nie w systemach mobilnych, ale typowo stacjonarnych, niezależnie od tego, że cała aparatura i zestawy elementów są dostosowane do transportu samochodowego.
- * Po drugie — znajdujące się w wyposażeniu namiernika R-359 systemy antenowe nadal są dostosowane do realizacji zadań wynikających ze współczesnej sytuacji radioelektronicznej. Zastosowane w nich rozwiązania koncepcyjne i technologiczne nie uległy dezaktualizacji. Zdezaktualizowała się tylko aparatura pomiarowa ze względu na niedostosowanie do

funkcjonowania w układzie zautomatyzowanym. Z tego też względu, tego typu namierniki znajdujące się dziś w Wojsku Polskim można traktować jako podstawową bazę materialną, w pełni użyteczną, do wykorzystywania przy organizowaniu nowoczesnego i skutecznego systemu namierzania.

W aspekcie powyższych badań, poszczególne grupy namiarowe można by zorganizować w ten sposób, że każdą z nich tworzyłyby odrębny kompleks składający się z 12 systemów antenowych namierników R-359 (z 6 anten ramowych i 6 anten pionowych) rozmieszczonych na wierzchołkach sześciokąta wpisanego w okrąg o promieniu jednego kilometra. W środku okręgu mogłyby się znajdować aparatura dostosowana do automatycznego wykonywania namiarów i uśredniania azymutów z 12 niezależnych systemów antenowych, które zaindukowały energię niesioną przez fale pokonujące różne drogi na odcinku: nadajnik — system antenowy namiernika (rys. 4.12). Zestawienie takiego kompleksu wymaga jednak opracowania nowej aparatury pomiarowej i rozwiązania problemu linii przesyłowych pomiędzy systemami antenowymi i aparaturą pomiarową. Uzyskanie w tym względzie pomyslnego rozwiązania wiąże się z koniecznością przeprowadzenia dodatkowych badań o charakterze typowo technicznym. Niemniej jednak już na dzisiejszym etapie poznania wydaje się to być osiągalne, nawet przy wykorzystywaniu tylko krajowego zaplecza naukowo-technicznego i krajowych zasobów technicznych⁴⁵.

⁴⁵ Problem ten mogłyby rozwiązywać Wojskowa Akademia Techniczna, Przemysłowy Instytut Telekomunikacji czy też Politechnika Wroclawska.

* Rozdział czwarty *
Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów



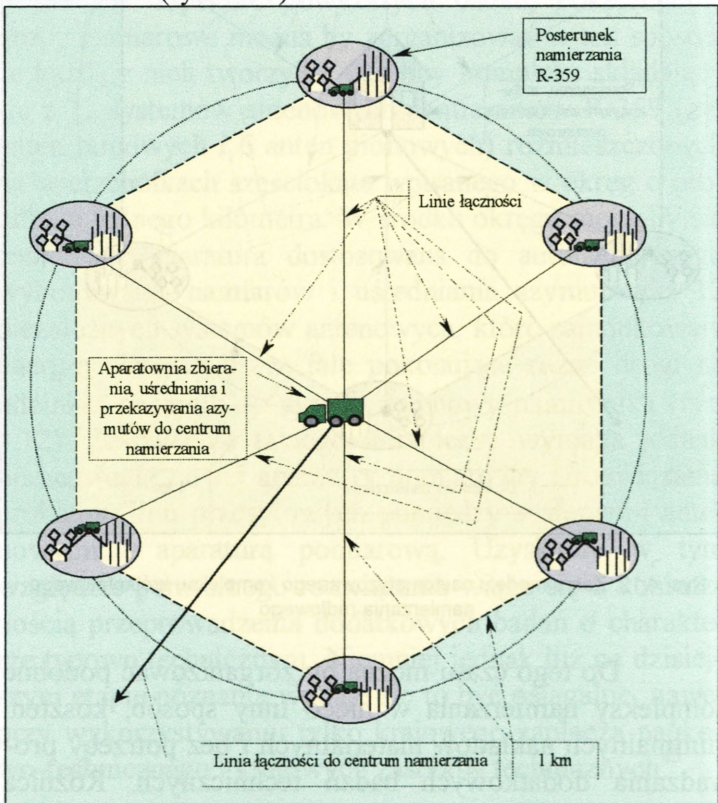
Rys. 4.12. Zarys modelu zautomatyzowanego kompleksu krótkofalowego namierzenia radiowego

Do tego czasu można by zorganizować podobne kompleksy namierzenia w nieco inny sposób, kosztem minimalnych nakładów materialnych i bez potrzeby prowadzenia dodatkowych badań technicznych. Różnica polegałaby tylko na tym, że kompleksy funkcjonowałyby w układzie obsługiwanym ręcznie, a nie automatycznie — zachowując przy tym taką samą konfigurację prze-

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

strzeżną. Przy każdym z dwóch systemów antenowych (pionowym i ramowym), zamiast automatycznego komputatora można umieścić obecną aparaturę pomiarową wykorzystywaną w namiernikach R-359, a wykonane przez operatorów namiary przekazywać do centralnego punktu kompleksu namierzania i tam dokonywać ich uśredniania, przed przekazaniem azymutu do centrum namierzania (rys. 4.13).



Rys. 4.13. Zarys modelu kompleksu krótkofalowego namierzania radiowego z obsługą ręczną

* Rozdział czwarty *

Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP
z nowym systemem lokalizacji obiektów

Tak w jednym, jak i drugim wypadku najbardziej racjonalnym i jednocześnie najmniej kosztownym rozwiązaniem byłoby takie, aby ogólnokrajowy system krótkofalowego namierzania radiowego zorganizować na bazie techniki i stanu osobowego jednej jednostki organizacyjnej podporządkowania centralnego.

ZESTAWIENIE EFEKTÓW POZNANIA

W wyniku przeprowadzonych badań — teoretycznych i empirycznych — uzyskano następujące efekty poznawcze:

1. Zdefiniowano trzy funkcje umożliwiające korelację:
 - a) procesu poszukiwania i wykrywania krótkofalowych emisji sygnałów elektromagnetycznych z sytuacją radioelektroniczną;
 - b) krótkofalowego namierzenia radiowego ze środowiskiem propagacji radiowych fal krótkich;
 - c) krótkofalowego namierzenia radiowego z geometryczną konfiguracją sieci namierzenia.

W następstwie tego wykazano, że wynik finalny krótkofalowego namierzenia radiowego jest determinowany 12 zmiennymi, z czego 3 są niezależne od organizatorów namierzenia, a 8 z nich jest zależnych. Tym samym udowodniono, że w obecnym stanie wiedzy na temat krótkofalowego namierzenia radiowego istnieje poważna luka, która jest usytuowana pomiędzy wiedzą o fizyczno-

technicznej stronie namierzania i wiedzą o jego organizacji, ponieważ w *Zbiorze norm szkoleniowych pododdziałów rozpoznania radioelektronicznego*⁴⁶ — uznawanym w siłach zbrojnych RP za najważniejszy normatyw szkoleniowy i kontrolny wojsk, a zatem i za merytoryczną wykładnię podstawowej wiedzy — możliwości namierzania są postrzegane tylko przez pryzmat 2 zmiennych (przez pryzmat szerokości pasma poszukiwania i wykrywania Δ_f i przez odległość namierzania S_a). Jest zatem oczywiste, że zjawiska fizycznego charakteryzującego się 12 stopniami swobody nie można interpretować tylko 2 stopniami swobody.

2. Ustalono cechy reprezentatywne dla sytuacji radioelektronicznej panującej w geofizycznym otoczeniu Rzeczypospolitej Polskiej i ich wartości⁴⁷ w zakresie:
 - a) czasu trwania jednorazowych emisji sygnałów elektromagnetycznych;
 - b) częstości powtarzania emisji sygnałów elektromagnetycznych na tych samych częstotliwościach;
 - c) gęstości zajętości pasma częstotliwości;

⁴⁶ Sygn. 704/88, wyd. GZSB WP.

⁴⁷ Badania w tym zakresie prowadził dwuetapowo. W pierwszym etapie, obejmującym lata osiemdziesiąte, poddał obserwacji próbkę o liczności 4702 emisji. W drugim etapie, obejmującym rok 1998, poddał obserwacji próbkę o liczności 3490 emisji. W procesie tym były badane głównie emisje najbardziej reprezentatywne dla sytuacji radioelektronicznej panującej w geofizycznym otoczeniu RP — najczęściej występujące.

d) czasu identyfikacji emisji na stanowiskach poszukiwania i wykrywania.

W następstwie dwuetapowych badań, przesuniętych prawie w dwudziestoletnim czasie, ustalono zakres i kierunek rozwoju sytuacji radioelektronicznej w geofizycznym otoczeniu RP. Ustalono też poziom obecnych możliwości krótkofalowego rozpoznania radiowego WP w zakresie wykrywania i identyfikowania sygnałów elektromagnetycznych pojawiających się w sytuacji radioelektronicznej charakterystycznej obecnie dla naszego usytuowania. Tym samym unaoczniło zakres degradacji naszego rozpoznania radiowego w stosunku do postępującego rozwoju sytuacji radioelektronicznej i wskazano obiektywnie pożądany kierunek jego doskonalenia.

3. Udowodniono, że każdy z dowolnie wykonywanych namiarów, rozumianych jako aprioryczne odwzorowanie ortodromy, należy traktować jako zdarzenie prawdopodobne z empirycznie ustaloną wartością prawdopodobieństwa, co jest powodowane utrzymującą się ciągle niestabilnością środowiska propagacji radiowych fal krótkich. Udowodniono też, że pozytywnego postępu w tym zakresie można oczekiwać przy zastosowaniu probabilistycznych metod opracowywania wyników namierzania i stwarzania dogodnych warunków przestrzennych do zbierania pojedynczych wskazań azymutów obarczonych błędami, które zostały spowodowane zróżnicowanymi wpływami środowiska propagacji.

4. Ustalono, że dla pasma krótkofalowego, mieszczącego się w przedziale od 3 do 8 MHz, „chropowatość” jonosfery tworzą jak gdyby granule jednorodnych obłoków elektronowych o średnicy około 1 km, w których wewnątrz utrzymuje się podobna przenikalność dielektrycznej, a tym samym i podobny gradient ewoluowania pola elektromagnetycznego, co w procesie namierzania powoduje powstawanie podobnych błędów kątowych przy wskazywaniu azymutów, jako apriorycznych odwzorowań ortodrom pomiędzy namiernikami i źródłami promieniowania energii elektromagnetycznej.

5. Ustalono zależność pomiędzy błędami kątowymi namierników i odległością krótkofalowego namierzania radiowego oraz pomiędzy błędami kątowymi namiarów pojedynczych i błędami kątowymi uśrednianymi w grupach namierzania. Tą drogą udowodniono, że przy grupowym opracowywaniu wyników można uzyskiwać nawet ponad dwukrotnie większą dokładność wskazywania azymutów na namierzane źródła promieniowania energii elektromagnetycznej, stosując tę samą technikę namierzania. Udowodniono także, że praktykowany dotychczas sposób rozwijania krótkofalowych sieci namierzania radiowego szczebla operacyjnego powoduje powstawanie niezwykle dużych błędów kątowych wskutek nadmiernego zbliżenia namierników do obszaru rozpoznania⁴⁸. Fakt ten — w konfrontacji nie tylko z wymienianymi już normami szkoleniowymi, ale również i z najnowszą in-

⁴⁸ W badaniach obserwowano próbkę o liczności 28 910 namiarów.

strukcją Sztabu Generalnego⁴⁹ — kolejny raz potwierdza, że w obecnym stanie wiedzy na temat organizacji krótkofalowego namierzania radiowego istnieje poważna luka, powodująca ustalanie zasad organizacyjnych wbrew obiektywnie istniejącym prawom fizycznym.

6. Dowiedziono, że przy wykorzystywaniu fazowej i zautomatyzowanej techniki namierzania nie można uzyskać postępu w dokładności wskazywania azymutów wykorzystując ją, w aktualnej sytuacji radioelektronicznej, według dotychczas praktykowanych zasad. Tym samym zaprzeczono pojawiającym się poglądom, że tylko drogą przejścia z namierzania amplitudowego do zautomatyzowanego namierzania fazowego można dokonać znaczącego postępu jakościowego w krótkofalowym namierzaniu radiowym⁵⁰.

7. Udowodniono, że optymalnym rozwiązaniem — ze względu na kryterium minimalizacji błędu kąтового namierzania uśrednianego w grupie — może być takie, kiedy wynik finalny będzie efektem uśrednienia jednocześnie wykonanych namiarów z 6 namiarników, które zostały rozwinięte w tym samym kompleksie namierzania i były usytuowane w ten sposób,

⁴⁹ „Zasady przygotowywania i prowadzenia walki radioelektronicznej przez siły zbrojne RP”, sygn. Szt. Gen 1442/95, s. 51.

⁵⁰ Materiałnym wyrazem istnienia takich poglądów jest między innymi zakup zautomatyzowanego zestawu krótkofalowego namierzania fazowego typu PA-010 firmy Rhode Schwarz, który jest obecnie eksploatowany przez 2 prel podporządkowany Zarządowi Rozpoznania i Walki Radioelektronicznej Sztabu Generalnego WP.

ze odległości pomiędzy nimi wyznaczały wierzchołki sześciokąta foremnego wpisanego w okrąg o promieniu 1 km⁵¹.

8. Wykazano, że dla danego punktu położenia źródła promieniowania energii elektromagnetycznej istnieją tylko dwa punkty położenia namierników, które poprzez geometryczną konfigurację stwarzają warunki do najdokładniejszej lokalizacji obiektu. Tym samym udowodniono, że praktykowana dotychczas koncepcja rozwijania sieci namierzania „w linię” jest rozwiązaniem nieoptymalnym.
9. Udowodniono empirycznie⁵², że przy rozwijaniu sieci krótkofalowego namierzania radiowego „w linię” najlepsze rezultaty — możliwe do osiągnięcia przy takim usytuowaniu — osiąga się wówczas, kiedy sieć ta będzie funkcjonowała tylko na bazie 5 namierników. Zwiększając lub zmniejszając liczbę namierników w sieci, wyniki namierzania, wyrażane dokładnością przestrzennej lokalizacji, będą ulegały pogorszeniu. Dolną granicę jakiegokolwiek optymalności wyznacza natomiast liczba 4 namierników w sieci. Przy mniejszej ich liczbie namierzanie staje się już nieoptymalne.

⁵¹ Efekt tego poznania potwierdził autor empirycznie badając próbkę pomiarową o liczności 4360 namiarów.

⁵² Droga praktycznie zebranej próbki pomiarowej i symulacji komputerowej.

10. Wykazano i udowodniono, że w siłach zbrojny Rzeczypospolitej Polskiej istnieje wystarczający potencjał, który przy innym wykorzystaniu i podporządkowaniu oraz po dokonaniu pewnych modernizacji technicznych, pozwala na zorganizowanie wielodostępnego ogólnokrajowego systemu krótkofalowego namierzania radiowego Wojska Polskiego, który będzie umożliwiał uzyskiwanie znacznie lepszych efektów namierzania niż osiąga je system dotychczas eksploatowany.

W dziesięciu wymienionych wyżej punktach wyeksponowano tylko zasadnicze efekty naukowego poznania, które rzutują na stopień osiągnięcia celu pracy i zakres rozwiązania wytyczonych w aspekcie tego celu problemów badawczych. Inne rezultaty poznania, jak chociażby kategoryzacja błędów namierzania, ich interpretacja i zobrazowanie, są zawarte w różnych miejscach pracy, ale te potraktowano jako uboczne efekty poznawcze i z tego też względu nie wspomina się o nich w niniejszym miejscu.

W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach. W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach.

W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach. W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach.

W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach. W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach.

¹ W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach.

² W tym celu należy przede wszystkim wypracować jednolity system polityki regionalnej, który pozwoli na wyeliminowanie wszelkich barier i przeszkód, które hamują rozwój gospodarki w regionach.

Bibliografia

1. Kotarbiński T. „Elementy teorii poznania, logiki formalnej i metodologii nauk”. Wrocław, Warszawa, Kraków, Ossolineum 1961.
2. Kotarbiński T. „Traktat o dobrej robocie”. Wrocław 1982.
3. Kamiński S. „Nauka i metoda. Pojęcia nauki i klasyfikacja nauk”. Lublin, TN KUL 1992.
4. Kački E., Niewierowicz T. „W kręgu optymalizacji”. Warszawa, Nasza Księgarnia 1978.
5. Mendel T. „Metodyka pisania prac doktorskich”. Poznań, ISBN 1995.
6. Kolma R. „Poradnik dla doktorantów i habilitantów”. Bydgoszcz, ISBN 1994
7. Sawyer W.W. „W poszukiwaniu modelu matematycznego”. Warszawa, Wiedza Powszechna 1975.

8. Popper K. R. „Logika odkrycia naukowego”. Warszawa, PWN 1977.
9. Pytkowski W. „Organizacja badań i ocena prac naukowych”. Warszawa, PWN 1985.
10. Kulikowski J.L. „Komputery w badaniach doświadczalnych”. Warszawa, PWN 1993.
11. Lisicki W. „Propagacja fal radiowych”. Warszawa Wydawnictwa Komunikacji i Łączności 1962.
12. Bem D.J. „Anteny i rozchodzenie się fal radiowych”. Warszawa, WNT 1973.
13. Douchanow M. „Rozchodzenie się fal radiowych”. Warszawa, PWN 1965.
14. Warchołowski E. „Geodezja wyższa (część matematyczna)”. Warszawa, PWN 1952.
15. Wereszczyński J. „Kartografia nawigacyjna, część I (podstawy matematyczne)”. Warszawa, PWN 1970.
16. Różycki J. „Kartografia matematyczna”. Warszawa, PWN 1978.
17. Czarumiński A., Czapniewski M. „Organizacja procesów decyzyjnych”. Gdańsk, UG 1995.
18. Sienkiewicz P. „Badania systemowe w wojsku”. Warszawa, ASG 1980.

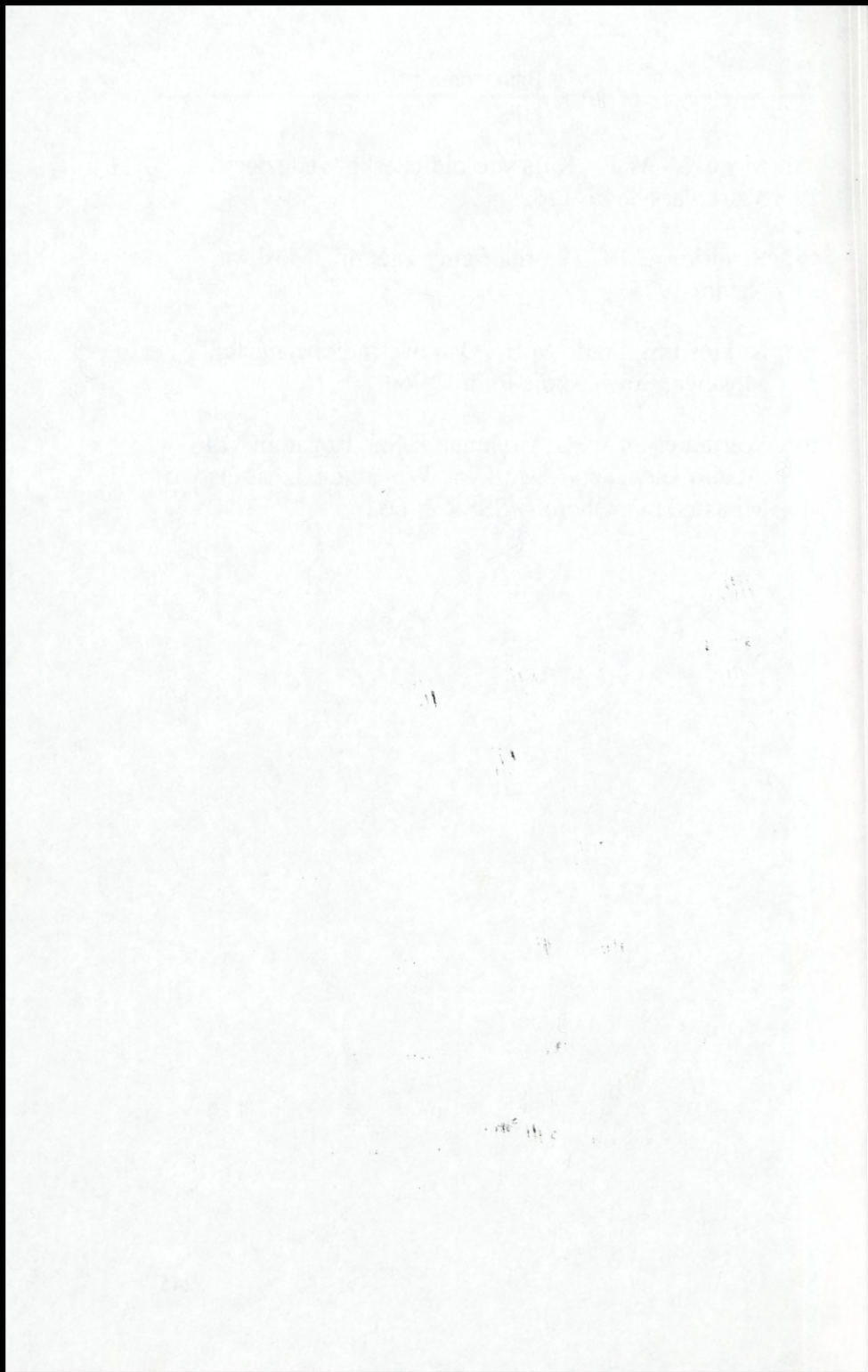
19. Sienkiewicz P. „Inżynieria systemów”. Warszawa, MON 1983.
20. Rotkiewicz W. „Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice”. Warszawa, KiŁ 1978.
21. Ciborowski L. „Walka informacyjna”. Bydgoszcz, Europejskie Centrum Edukacyjne 1999.
22. Ciborowski L. „Rozpoznanie radioelektroniczne szczebla taktycznego wojsk lądowych”. Warszawa, ASG 1989.
23. Ciborowski L. „Metodyka obliczania efektywności krótkofalowego rozpoznania radiowego”. Warszawa, ASG 1989.
24. Ciborowski L. „Rozpoz radioelektroniczne — zeszyt 1”. Warszawa, MON SG WP 1987.
25. Ciborowski L. „Rozpoznanie radioelektroniczne — zeszyt 2”. Warszawa, MON SG WP 1990.
26. Kozaczuk W. „Wojna w eterze”. Warszawa, Nasza Księgarnia 1977.
27. Killen H.B. „Transmisja cyfrowa w systemach światłowodowych i satelitarnych”. Warszawa, Kił 1992.
28. Kaczyński R., Mroczek S., J. Sanecki „Rozpoznanie obrazowe”. Warszawa, MON 1982.
29. Platt Cz. „Problemy rachunku prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej”. Warszaw, PWN 1978.

30. Słuczewski B. „Radiolokacja (zasady — zastosowania)”. Warszawa, MON 1964.
31. Wakin S.A., Szustow L.N. „Zasady przeciwdziałania radioelektronicznego”. Warszawa MON 1968.
32. Kobayashi K. „Computers and Communications”. London, Cambridge 1986.
33. Smith D.K. „Variable Data Rate Applications in Meteor Burst Communication. Boston 1988.
34. Young P.A. „Multiply Connected Survivable Network Architectures for Dynamic on the Move Tactical Environments”. MILCOM 1993.
35. Compton R.T. „Multi-source direction finding, Tutorial-S2”. San Diego, IEEE Military Communication Conference 1992.
36. Gething P.J.D. „Radio direction finding”. London, Prentice-Hall 1978.
37. Jonson R.L. „Elliptical error statistics for radiolocation analysis”. IEEE Trans. On Aerosp. And Electr. Syst., vol. 14, No 4, July 1978.
38. Grabau R. „Radio direction finding”. München, New Rohde & Schwarz 1989.
39. Bins K.J., Lawrenson P.J., Trowbridge C.W. „The Analytical and Numerical Solution of Electric and

- Magnetic Fields". Chichester, John Wiley & Sons 1993.
40. Gieras J.F. „Linear induction drivers". Oxford, Clarendon Press 1993.
41. Ida N., Bastos J.P.A. „Elektromagnetics and Calculation of Fields". New York, Springer-Verlag 1992.
42. Koretz A. „The Principles of Elektromagnetic Theory". Cambridge, Cambridge University Press 1989.
43. Panofsky W.K.H., Philips M. „Classical Electricity and Magnetism". Cambridge, Mass Addison-Wesley Publishing Co 1950.
44. Hamsher D.H. „Communication System Engineering Handbook". New York, McGraw-Hill 1967.
45. Antony R.T. „Principles of Data Fusion Automation". Cambridge, Artech House 1997.
46. Schleher D.C. „Introduction to Electronic Warfare". Hardcover, Artech House 1986.
47. Monster J.G. „Antenna Design; A Practical Guide". New York, McGraw-Hill 1996.
48. Neri F. „Introduction to Electronic Defense Systems". Hardcover, Artech House 1991.
49. Vaccaro D.D. „Electronic Warfare Receiving Systems". Hardcover, Artech House 1993.

50. Bizzarri U. „Appunti di onde elettromagnetiche”. Napoli, Liguori 1981.
51. Graffi D. „Onde elettromagnetiche”. Spoleto, Panetto e Petrelli 1965.
52. Someda C.G. „Onde elettromagnetiche”. Torino, UTET 1986.
53. Terenzi G. „Antenne riceventi trasmettenti. Per radio, TV, CB, radioamatori e satelliti”. Milano, U.Hoepli 1986.
54. Sacco L. „Radiogoniometria con principi di radionavigazione”. Milano, Hoepli 1966.
55. Bronzi G. „Lezioni di radionavigazione”. Roma, Siderca 1966.
56. Ramo S., Whinnery J.R., Duzer T. „Campi e onde nell'elettronica per le comunicazioni”. Milano, Angeli 1977.
57. Sacco L. „Corso di radiogoniometria”. Roma, Tipolito officina militare delle trasmissioni 1971.
58. Montebello C. „Introduzione alla teoria delle antenne”. Roma 1981.
59. Peroni B. „Antenne e propagazione delle onde elettromagnetiche”. Roma, Dell'Aira 1965.
60. Grudzinskaja G.P. „Rozprostranienije radiowoln”. Moskwa, Niedra 1976.

61. Morozow W.P. „Kurs sferoidiczeskoj geodziezji”. Moskwa, Niedra 1969.
62. Szmiriew B.P. „Tieorija figury Ziemi”. Moskwa, Niedra 1975.
63. Kukies I.S., Starik M.E. „Osnowy radiopelengaczi”. Moskwa, Sowietskoje Radio 1964.
64. Wartaniesjan W.A., Gojhman E.Sz., Rogatkin M.I. „Radiopelengaczi”. Moskwa, Wojennoje Izdatielstwo Ministerstwa Oborony SSSR 1966.



Spis treści

Wprowadzenie	3
1. Sytuacja radioelektroniczna w przestrzeni pasma krótkofalowego	11
1.1. <i>Model i funkcja korelacji procesu poszukiwania i wykrywania KF emisji sygnałów elektromagnetycznych</i>	11
1.1.1. Wnioski z funkcji korelacji procesu poszukiwania i wykrywania KF emisji sygnałów elektromagnetycznych	18
1.2. <i>Badania empiryczne wartości zmiennych występujących w funkcji korelacji procesu poszukiwania i wykrywania</i>	22
1.3. <i>Wnioski wynikające z badania sytuacji radioelektronicznej w przestrzeni pasma KF w geofizycznym otoczeniu RP</i>	69
2. Środowisko propagacji radiowych fal krótkich	75
2.1. <i>Korelacja środowiska propagacji radiowych fal krótkich z procesem namierzania</i>	94
2.2. <i>Wnioski wynikające z badania środowiska propagacji radiowych fal krótkich</i>	112
2.2.1. <i>Empiryczna weryfikacja wymagań i ograniczeń wynikających z teoretycznych badań środowiska propagacji radiowych fal krótkich</i>	117
3. Wpływ przestrzennego usytuowania KF systemu lokalizacji na dokładność rozpoznania radiowego	147

3.1.	<i>Korelacja konfiguracji sieci KF namierzania radiowego z procesem namierzania</i>	160
3.2.	<i>Wnioski wynikające z badania konfiguracji sieci KF namierzania radiowego</i>	179
3.2.1.	<i>Empiryczna weryfikacja wymagań i ograniczeń wynikających z teoretycznych badań konfiguracji sieci KF namierzania radiowego</i>	183
4.	Koncepcja organizacji KF rozpoznania radiowego WP z nowym systemem lokalizacji obiektów	199
4.1.	<i>Merytoryczne i materialne podstawy do projektowania krótkofalowego namierzania radiowego</i>	199
4.1.1.	<i>Ogólne wymagania i ograniczenia dla KF namierzania radiowego wynikające z przeprowadzonych badań</i>	200
4.1.2.	<i>Krajowe zasoby i stan techniki KF namierzania radiowego</i>	203
4.1.3.	<i>Zasadnicze wymagania i oczekiwania użytkowników KF namierzania radiowego</i>	206
4.2.	<i>Projekt organizacji KF namierzania radiowego Wojska Polskiego</i>	211
	Zestawienie efektów poznania	231
	Bibliografia	239

