

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr \_\_\_\_\_

**PRACE**  
**INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XVIII

ZESZYT 4(64) 1971.

17. LIPCA 1972

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

Z-M	1. <i>Stanisław Ogulewicz</i> — Propagacja fal decymetrowych w obszarach miejskich . . . . .	3
Z-10	2. <i>Krzysztof Bodzon, Lucjan Gęborys, Wanda Kacprowska</i> — Sygnalizacja pozapasmowa w liniach radiowych o modulacji położenia impulsów . . . . .	36

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>С. Огулевич</i> — Распространение дециметровых волн в городских районах . . . . .	3
2. <i>К. Бодзон, Л. Гемборыс, В. Кацпrowsка</i> — Внеканальная сигнализация в радиорелейных телефонных линиях с фазоимпульсной модуляцией . . . . .	36

CONTENS

1. <i>S. Ogulewicz</i> — UHF wave propagation in urban areas . . . . .	3
2. <i>K. Bodzon, L. Gęborys, W. Kacprowska</i> — Out of band signaling in radio link systems with pulse-position modulation . . . . .	36

SOMMAIRE

1. <i>S. Ogulewicz</i> — Propagation des ondes décimétriques dans les territoires de ville . . . . .	3
2. <i>K. Bodzon, L. Gęborys, W. Kacprowska</i> — Signalisation hors bande sur faisceaux hertziens à modulation d'impulsions en position . . . . .	36

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>S. Ogulewicz</i> — Dezimeterwellenausbreitung in städtischen Gebieten . . . . .	3
2. <i>K. Bodzon, L. Gęborys, W. Kacprowska</i> — Ausserbandruf in Richtfunklinien mit PPM . . . . .	36

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVIII

ZESZYT 4(64)

WARSZAWA  
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

**K o m i t e t   R e d a k c y j n y**

**Redaktor Naczelny — *prof. mgr inż. Lesław Kędziński***

**R e d a k t o r z y   d z i a ł ó w :**

*adj. mgr inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Jerzy Wójcikiewicz*  
**Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka***

**A d r e s   R e d a k c j i :**

**Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1**

**WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE**

*Printed in Poland*

**Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności**

STANISŁAW OGULEWICZ

621.371.33

## PROPAGACJA FAL DECYMETROWYCH W OBSZARACH MIEJSKICH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 28.IV.1971 r.

Badania prowadzone z punktu widzenia potrzeb planowania sieci służb radiodifuzyjnych (w głównej mierze telewizji) miały na celu określenie współczynników korekcyjnych do zalecanych obecnie krzywych CCIR. Wyniki pomiarów statystycznych, zebrane w dzielnicach wielkomiejskich, porównano z danymi uzyskanymi na drodze obliczeniowej dla przyjętego modelu doświadczalnego, w którym wpływ otaczającego miasta został pominięty. Znaleziono w ten sposób tłumienie sygnału odbieranego na wysokości 10 m przedstawiono w zależności od gęstości zabudowy w otoczeniu punktu pomiarowego, wyznaczonej z planu miasta i wyrażonej w postaci współczynnika gęstości powierzchniowej.

Wyniki pomiarów przeprowadzonych ponad dachami budynków (w typowych miejscach instalowania anten odbiorczych) wykorzystano do określenia zależności wartości natężenia pola od wysokości punktu pomiarowego i zysków wysokościowych dla wysokości powyżej 10 m. Zaproponowano zróżnicowanie charakterystyk zysku w zależności od typu budownictwa, scharakteryzowanego przez funkcję rozkładu wysokości budynków. Wyróżniono przy tym dwa typy: zabudowę zwartą, tradycyjną i zabudowę luźną, nowoczesną. Wyznaczono również funkcję rozrzutu wartości natężenia pola mierzonych na różnych wysokościach.

Na marginesie podstawowego tematu przeprowadzono również serię pomiarów na trasach ulicznych przy wysokości anteny odbiorczej 3 m. Dane te wykorzystano do określenia zysku wysokościowego w przedziale wysokości 3 ÷ 10 m. Otrzymane wyniki sugerują celowość zmodyfikowania wartości zalecanych przez CCIR w przypadku stosowania ich do dzielnic wielkomiejskich.

### 1. WPROWADZENIE

Badania propagacji w obszarach o zabudowie miejskiej są jednym z aktualnych tematów należących do programu studiów CCIR, zajmującego się wpływem nieregularności terenu na propagację troposferyczną [1]. Potrzeba bliższego precyzowania warunków odbioru w terenie zabudowanym wynika stąd, że statystyczne charakterystyki propagacji, zalecane do planowania sieci radiodifuzyjnych i służb ruchomych, odpowiadają przeciętnym warunkom terenowym, które mogą dość

poważnie odbiegać od warunków szczególnych, jakie stwarza dla propagacji fal zabudowa miejska lub wielkomiejska. Jednocześnie ze względu na wielką koncentrację potencjalnych punktów odbioru obszary te mają decydujące znaczenie gospodarcze, pomimo że stanowią niewielką część całej powierzchni objętej planowaniem. Brak dokładniejszych podstaw technicznych może w tych przypadkach prowadzić do znacznych błędów w planowaniu szczególnie wtedy, gdy obszary miejskie wypadają w pobliżu lub na granicy zasięgów obliczonych metodami stosowanymi dotychczas i w oparciu o obecnie zalecane charakterystyki propagacji.

W pobliżu granicy zasięgu stacji natężenie pola sygnału odbieranego w IV zakresie częstotliwości zawiera się w granicach od 80 do 60 dB (względem  $1 \mu\text{V/m}$ ), przy czym charakterystyczną cechą dla tej strefy odbioru jest mały kąt nadejścia fali, której kierunek propagacji jest zbliżony do płaszczyzny horyzontu. Na istotne znaczenie kąta nadejścia fali wskazywały już pomiary przeprowadzone na terenie miast włoskich w latach 1965/66. Badania te służyły co prawda potrzebom planowania służb ruchomych, jednak zasługują na uwagę i dla radiodyfuzji ze względu na bardzo zbliżony zakres częstotliwości [2].

## 2. CEL I ZAKRES BADAŃ

Celem badań doświadczalnych, jakie zostały przeprowadzone, było przede wszystkim określenie tłumienia fali wywołanego obecnością zabudowy o typie spotykanym w obszarze dużych miast. Uznano przy tym za wskazane wyrazić tłumienia w taki sposób, aby w dalszym ciągu można było korzystać z już istniejących charakterystyk propagacji. Ponieważ podstawę obliczeń sieci radiodyfuzyjnych stanowią krzywe CCIR [3, 4], które określają natężenie pola na wysokości 10 metrów, więc celem pracy było wyznaczenie tłumienia przede wszystkim dla tej standardowej wysokości. Jednak jest oczywiste, że w obszarach miejskich, a szczególnie wielkomiejskich, przeciętna wysokość instalowania anteny odbiorczej zależy od przeciętnej wysokości budynków, z których na ogół większość przekracza standardowe 10 m. Jednocześnie trzeba się również liczyć z tym, że na terenach, gdzie lokalna gęstość zabudowy osiąga duże wartości, kryteria pokrycia powinny być wybierane w sposób odmienny aniżeli dla terenów o zabudowie przeciętnej. Znacząco to, że przyjmowane przy planowaniu przestrzenne prawdopodobieństwo odbioru powinno być większe od stosowanych przy wyznaczaniu granicy zasięgu wartości 45% czy 50%. Wynika stąd, że prócz wartości tłumienia na 10 m ważna jest również jego zależność od wysokości punktu odbiorczego, którą zgodnie z przyjętą terminologią można nazwać zyskiem wysokościowym dla wysokości powyżej 10 m, a także zależność lokalnego rozrzutu (dewiacji standardowej) dla poszczególnych wysokości, z jakimi można się spotkać w praktyce.

Zysk wysokościowy ujemny, tzn. poniżej 10 m, który był istotny z punktu widzenia planowania służb ruchomych, nie stanowił przedmiotu zainteresowania

w omawianej pracy. Wskaźnik ten ma zresztą dość obszerną literaturę także i w materiałach CCIR [4, 5, 6]. Jedynie na marginesie głównego tematu pewną liczbę pomiarów wykonano także przy wysokości anteny odbiorczej równej 3 m, przy czym wyniki pomiarów wykorzystano do celów porównawczych.

Prowadzone badania miały też na celu określenie wpływu na warunki propagacji rodzaju zabudowy sklasyfikowanej według pewnych, arbitralnie przyjętych kryteriów.

### 3. METODYKA BADAŃ

Wpływ miasta rozumiany jako tłumienie wnoszone na drodze propagacji może być w zasadzie wyznaczony dwoma sposobami, z których żaden nie jest zresztą doskonały. Rozwiązaniem idealnym byłoby oczywiście porównanie wyników pomiarów w mieście z wynikami otrzymanymi na tym samym terenie po usunięciu wpływów tego miasta. W praktyce są możliwe następujące sposoby postępowania:

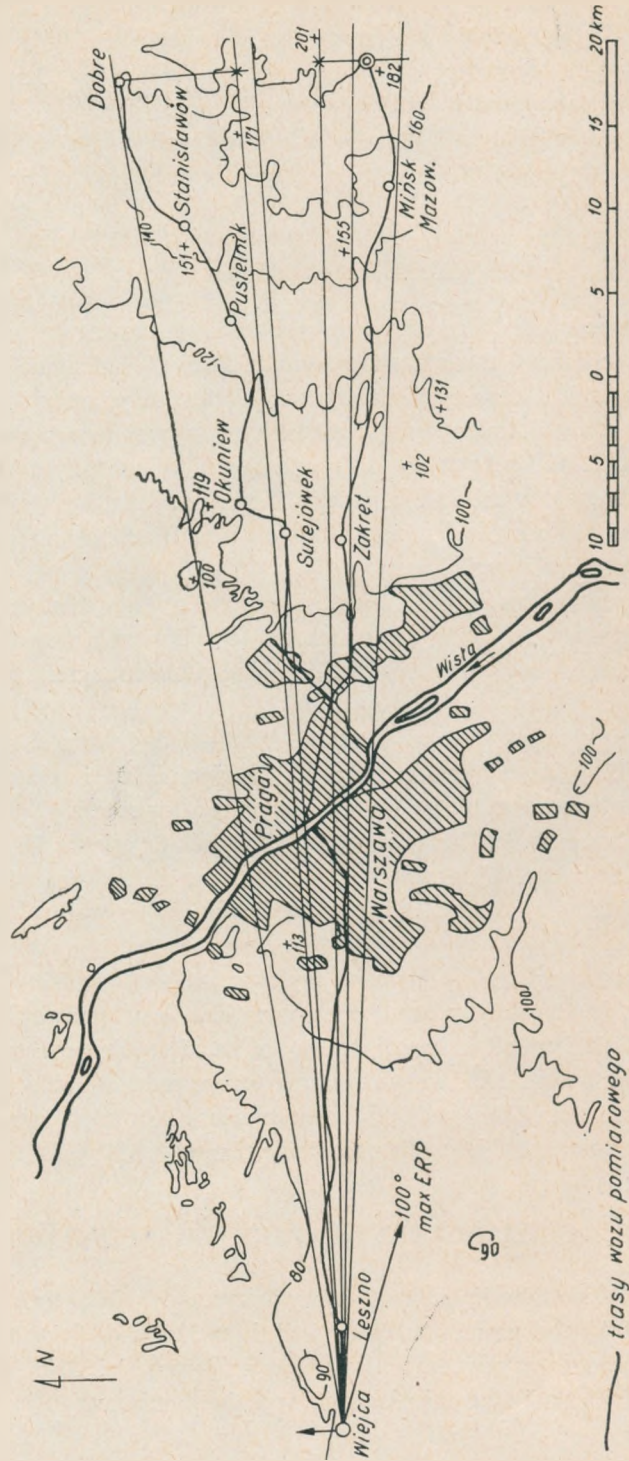
- 1) wykonanie pomiarów w mieście, a następnie przeprowadzenie serii pomiarów w terenie nie zabudowanym o zbliżonej topografii naturalnej i następnie porównanie obu otrzymanych wyników;
- 2) wykonanie pomiarów na terenie miasta i porównanie uzyskanych wyników z wynikami otrzymanymi na drodze obliczeniowej, przy czym przy obliczeniach nie uwzględniano by obecności miasta, a jedynie warunki topograficzne, w jakich się ono znajduje.

Wstępne badania przeprowadzone w latach 1966—67 były oparte na pierwszej z podanych metod. Jej zaletą jest możliwość posługiwania się aparaturą o małej dokładności bezwzględnej, natomiast wadą jest ryzyko związane z wyborem odpowiednich terenów kontrolnych, które mogłyby stanowić odniesienie. Ostateczne badania zakończone w roku 1969 przeprowadzono w oparciu o drugą z wyliczonych metod. Wybór jej został usprawiedliwiony posiadaniem aparatury pomiarowej o dużej dokładności.

Wartości natężenia pola, jakie powinny występować na terenach objętych pomiarami (traktując je jako tereny przeciętne), wyznaczano na podstawie metodyki zalecanej przez CCIR i uwzględniającej poprawkę na nieregularność terenu wyrażaną za pomocą parametru  $\Delta h$ . Dla porównania przeprowadzono również obliczenia metodą podaną przez *Thiessena* [7, 8], która zawiera korekcję krzywych CCIR, uwzględniającą nieregularność i średnie nachylenie terenu.

### 4. MODEL DOŚWIADCZALNY, APARATURA POMIAROWA

Do realizacji warunków modelowych wykorzystano wieżę linii radiowych oddaloną około 30 km od granicy miasta i średnio o 33 km od jego dzielnic centralnych. Antena nadawcza została umieszczona na wysokości 57 m nad otaczającym terenem. W kierunku promieniowania sygnału pomiarowego, w promieniu



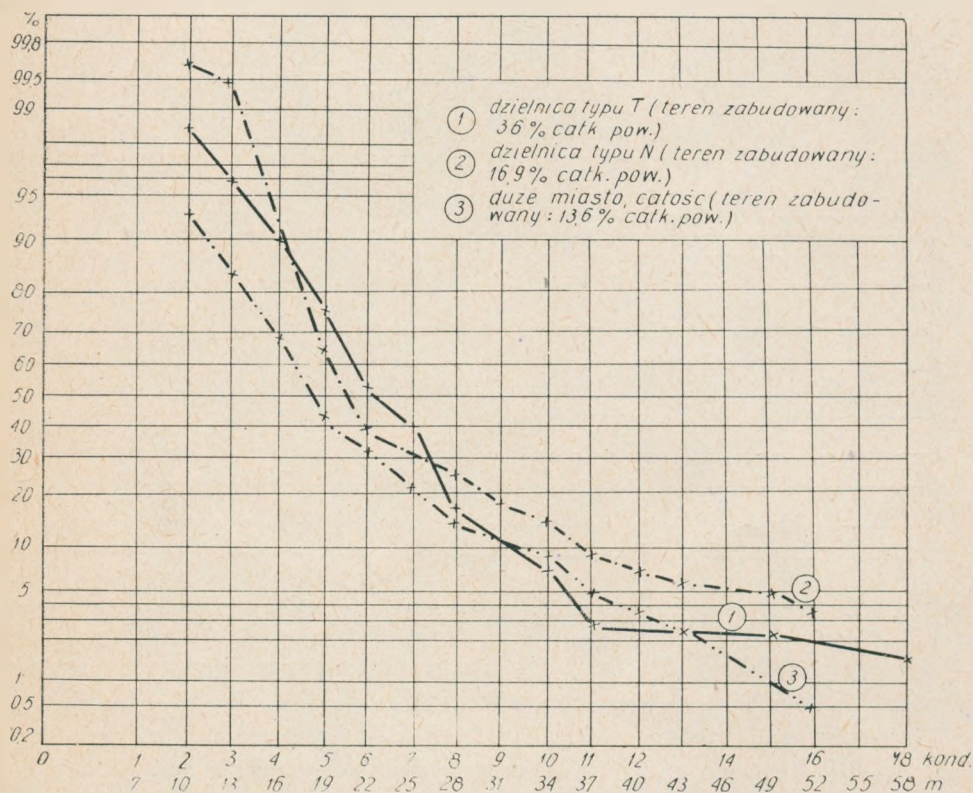
trasy wozu pomiarowego

Rys. 1. Mapa terenów objętych pomiarami wraz z punktem emisji sygnału pomiarowego



kilkunastu kilometrów teren jest zupełnie płaski, prawie nie zabudowany i słabo zadrzewiony. Lokalizację punktu nadawczego i jego sytuację względem miasta przedstawia mapa podana na rys. 1. W tak wybranym modelu doświadczalnym uzyskano, zgodnie z założeniami, kąt nadejścia czoła fali bliski zera stopni.

Statystyczna miara nieregularności terenu  $\Delta h$ , określona według metody  $10 \div \div 50$  km dla profili prowadzonych przez miasto, daje średnią wartość  $\Delta h = 20$  m. W granicach odległości  $d < 36$  km, gdzie prowadzono pomiary,  $\Delta h$  jest zbliżone do 10 m. Teren objęty pomiarami jest lekko wznoszącą się równiną, przy czym maksymalne nachylenie w obrębie miasta nie przekracza 2 mrad.

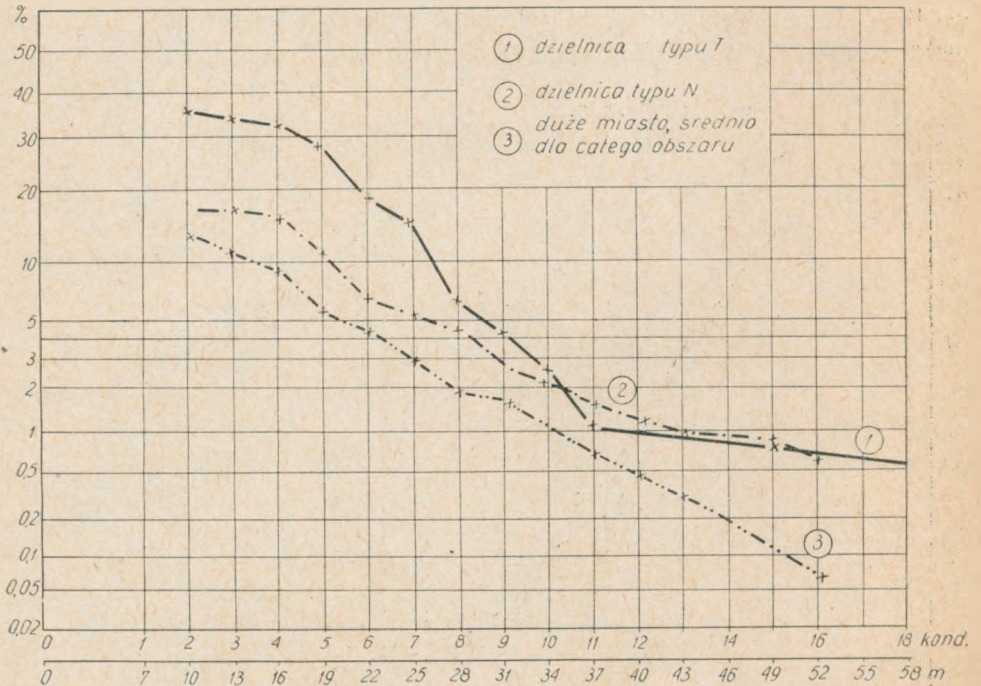


Rys. 2a. Charakterystyka zabudowy dzielnic miejskich; rozkład wysokości budynków

Szczególną uwagę poświęcono analizie struktury zabudowy miasta i jej klasyfikacji. W obrębie badanych dzielnic centralnych układ ulic jest — w zasadzie — ortogonalny, przy czym kierunek ich osi jest nachylony względem promienia propagacji pod kątem zbliżonym do  $30^\circ$  lub  $60^\circ$ . Wynika stąd, że nie należało się spodziewać wyraźnego uprzywilejowania żadnego z wymienionych kierunków przy pomiarach wykonywanych na trasach ulicznych. Analiza budownictwa dzielnic

śródmiejskich pozwoliła wyróżnić dwa strukturalne typy zabudowy, uznane jako charakterystyczne:

- 1) zabudowa tradycyjna, zwarta, charakterystyczna dla budownictwa miejskiego sprzed pierwszej wojny światowej, oznaczana dalej jako zabudowa typu T,
- 2) zabudowa nowoczesna, luźna, wieloblokowa, o licznych punktowcach, oznaczana dalej jako zabudowa typu N.



Rys. 2b. Charakterystyka zabudowy dzielnic miejskich; rozkład wypełnienia warstw wysokościowych

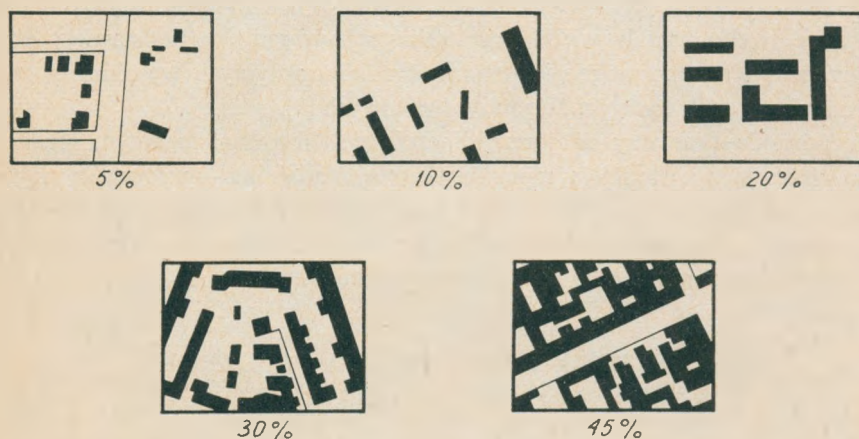
Oba typy zabudowy T i N zostały scharakteryzowane za pomocą umownych współczynników i rozkładów wysokości budynków.

Rozkłady te są przedstawione na rys. 2a. Skala osi rzędnych (wg rozkładu normalnego) wyrażona jest w %, które odnoszą się do całkowitej liczby budynków w obrębie danej dzielnicy. Rzędne wykresów wyznaczają, jaka część procentowa całkowitej liczby budynków przekracza poszczególne kategorie wysokości — skala wysokości budynków na osi odciętych jest wyrażana zarówno liczbą kondygnacji budynków, jak i w metrach.

Do jednoznacznego scharakteryzowania terenu należy jeszcze wiedzieć, jaka część całkowitego obszaru jest zabudowana. Współczynnik ten oznaczano symbolem  $s_0$  i nazwano powierzchnią gęstością zabudowy. Wreszcie wprowadzono pojęcie współczynnika wypełnienia  $s_h$  dla warstwowych przekrojów miasta na rozmaitych wysokościach. Współczynnik ten w przybliżeniu może być obliczony

jako iloczyn  $s_0$  i właściwych rzędnych wykresu z rys. 2a. Odpowiednio przeliczone rozkłady są podane na rys. 2b, z którego można bezpośrednio odczytać, jaki procent dowolnej warstwy wysokościowej jest zabudowany w obrębie poszczególnych dzielnic.

Uśredniony rozkład wysokości budynków dla całego miasta wykazuje, że zabudowa niska, tj. do dwóch kondygnacji (lub poniżej 10 m), stanowi nie więcej niż 7% ogółu budynków. Można więc założyć, że przy pomiarach na wysokości 10 m wskaźnik gęstości zabudowy  $s_0$  w otoczeniu punktu pomiarowego jest w przybliżeniu miarą prawdopodobieństwa istnienia bliskiej przeszkody na trasie propagacji. Wymiary elementu powierzchni charakteryzującego otoczenie anteny odbiorczej wybrano w sposób arbitralny. Wynosiły one 400 m w kierunku promienia propagacji i 150 m w kierunku ortogonalnym. Oceny otoczenia poszczególnych punktów dokonywano w sposób subiektywny, przez porównanie z elementami wzorcowymi odpowiednio wybranymi w obszarze miasta i przedstawionymi na rys. 3.



Rys. 3. Przykłady wypełnienia warstwy zerowej — gęstość zabudowy  $s_0$

Wykorzystany w badaniach układ pomiarowy scharakteryzowany jest następującymi parametrami:

częstotliwość sygnału pomiarowego	490 MHz
moc promieniowana (sygnał niemodulowany)	6,7 dB (względem 1 kW)
wysokość umieszczenia anteny nadawczej nad terenem	57 m
okres pomiarów	kwiecień—wrzesień 1969
	w godzinach od 7.00 do 15.00

typ odbiornika [9]: przy pomiarach na dachach — odbiornik przenośny o maksymalnym uchybie 5 dB przy pozostałych pomiarach — odbiornik laboratoryjny o maksymalnym uchybie 0,8 do 1,4 dB (zależnie od poziomu wielkości mierzonej)

typ anteny odbiorczej:

1) kierunkowa	
zysk	5,5 dB
dyskryminacja przód-tył	20 dB
rozwartość wiązki w granicach 3 dB	
spadku mocy	$\pm 35^\circ$
2) dookólna	
zysk	$0 \pm 0,8$ dB
skala posuwu taśmy przy rejestracji ciągłej	10 cm/km
wysokość anteny odbiorczej:	
przy rejestracji ciągłej	3 i 8 m
przy pomiarach ulicznych punktowych	10 m
przy pomiarach na dachach	2 m ponad dachem

Ze względu na przyjętą metodę pomiarów bezwzględnych wartości natężenia pola, które dalej porównywano z danymi obliczeniowymi, zasadnicze znaczenie miało ustalenie bezwzględnych uchybów wykorzystywanej aparatury pomiarowej. Wzorcowe źródło sygnału wielkiej częstotliwości wybrano na podstawie porównania przeprowadzonego w grupie przyrządów laboratoryjnych wysokiej klasy, pochodzących od czołowych producentów światowych [9].

Cechowanie aparatury odbiorczej, łącznie z kalibrowaniem anten, przeprowadzono okresowo, a kontrolę mocy wyjściowej nadajnika — w sposób ciągły za pomocą aparatu samopiszącego. W szczególności odbiornik pomiarowy typu przenośnego kalibrowano przed każdą serią pomiarów przez porównanie jego wskazań ze wskazaniami odbiornika laboratoryjnego.

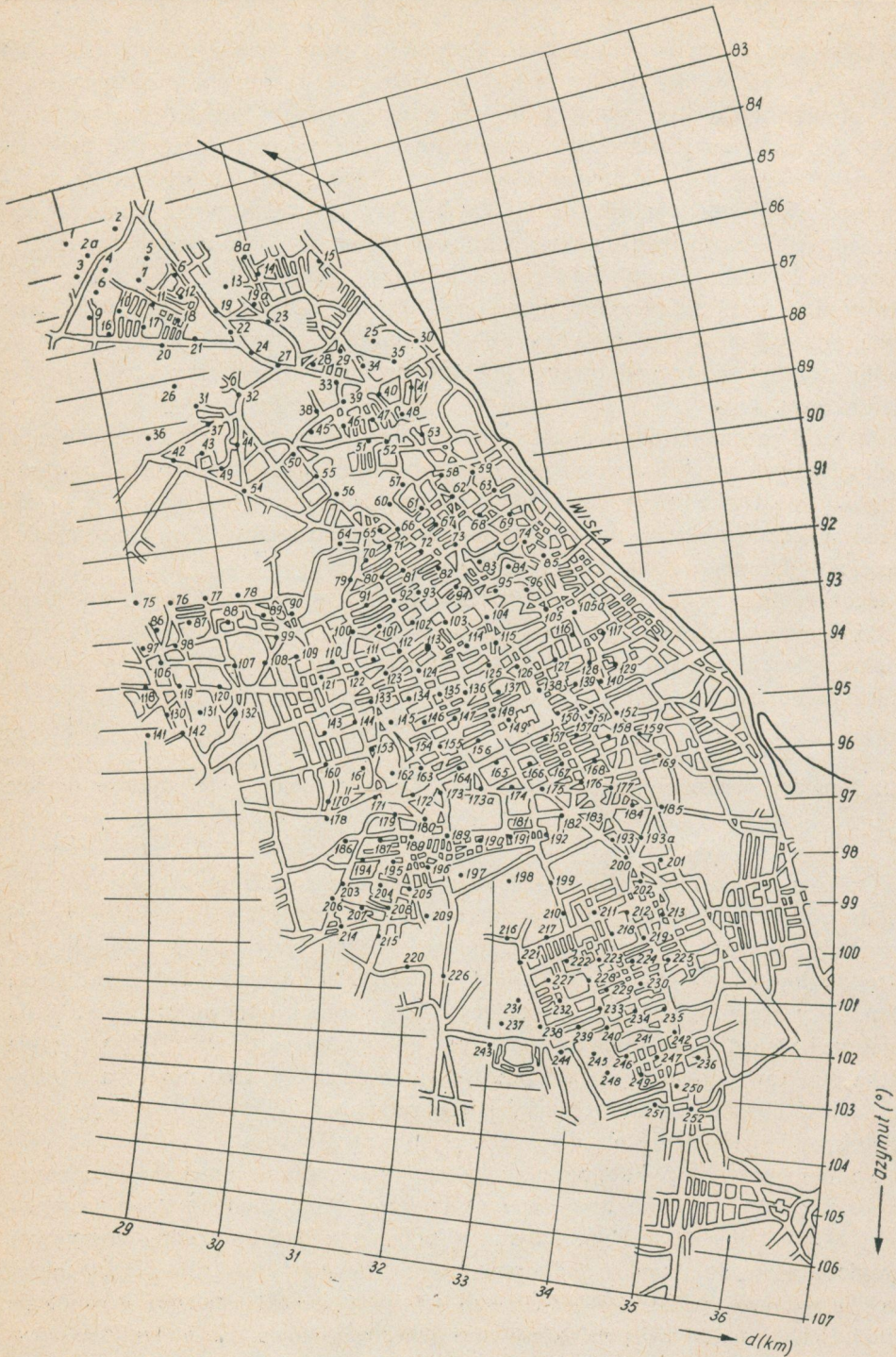
## 5. METODA WYKONYWANIA POMIARÓW I WSTĘPNEJ ANALIZY STATYSTYCZNEJ

Pomiary rozkładów natężenia pola przeprowadzono w następujących seriach:

- a) pomiary punktowe na wysokości 10 m w obrębie całego miasta,
- b) pomiary punktowe nad dachami budynków w obrębie całego miasta,
- c) pomiary punktowe nad dachami budynków w obrębie wytypowanych dzielnic centralnych,
- d) pomiary ciągłe z rejestracją na trasach ulicznych wewnątrz dzielnic centralnych,
- e) pomiary ciągłe z rejestracją na trasach przecinających obszary zabudowane i wybiegających poza miasto.

### 5.1. Pomiary punktowe na wysokości 10 m

Obszar miasta objęty pomiarami został podzielony regularną siatką linii ortogonalnych, oznaczonych współrzędnymi biegunowymi, z których odległość od stacji nadawczej wyrażono w kilometrach, a kąt azymutu w stopniach.



Rys. 4. Rozmieszczenie punktów pomiarowych przy badaniach na wysokości 10 m

Uzyskana w ten sposób siatka nałożona na plan miasta jest przedstawiona na rys. 4. Węzłowe jej punkty zostały przyjęte jako nominalne położenie punktów pomiarowych. Rzeczywiste położenie punktów oznaczono w terenie w zależności od możliwości ustawienia samochodu pomiarowego. Położenia te były namierzane według mapy z dokładnością do 5 m. Średnia odległość pomiędzy punktami pomiarowymi wynosiła około 300 m. Przy ustawianiu wozu pomiarowego starano się (jeżeli to było możliwe) zachować minimalne różnice pomiędzy rzeczywistym położeniem samochodu a położeniem węzła siatki. Uchyby położenia punktów pomiarowych nie przekraczały na ogół 10% długości boków oczek siatki, przy czym przy wyborze tych punktów wpływ otaczającej zabudowy w żadnym przypadku nie był brany pod uwagę. Pomiarów przeprowadzano przy użyciu anteny kierunkowej.

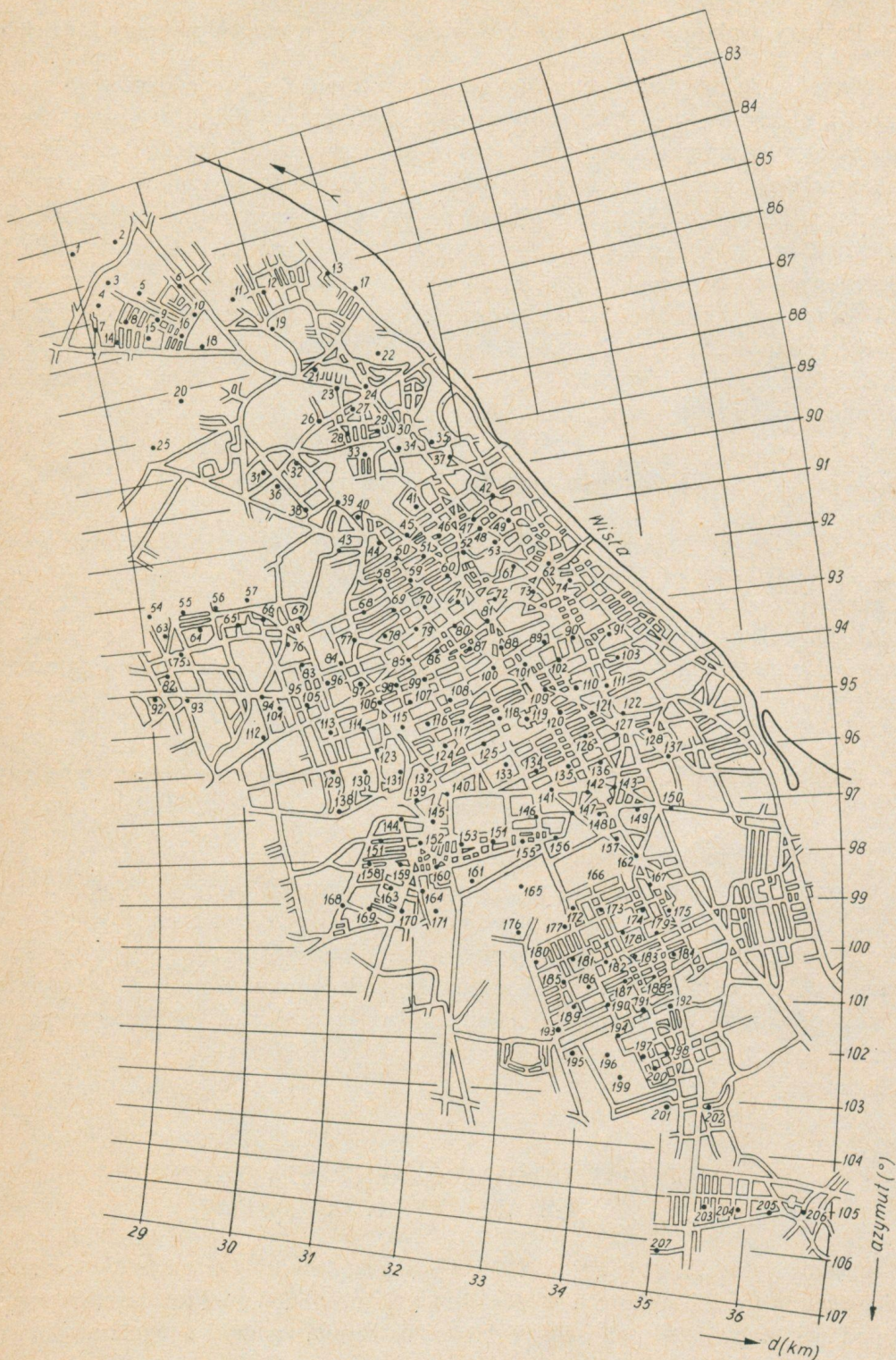
W każdym z punktów pomiarowych wykonywano pomiary w pięciu miejscach, rozlokowanych we wzajemnych odległościach 3 do 5 m [11]. Zmierzone wartości natężenia pola uśredniano dla każdego punktu pomiarowego, a następnie przeliczono w celu uzyskania wartości odpowiadającej poziomowi mocy, promieniowanej z półfalowego dipola, równej 0 dB (wzgl. 1 kW).

Jednocześnie z pomiarami przeprowadzanymi w poszczególnych punktach siatki prowadzono stałą rejestrację wartości sygnału odbieranego w wybranych punktach stacjonarnych. Miała ona na celu uchwycenie i wyeliminowanie wpływu zmienności czasowej.

## **5.2. Pomiary punktowe przeprowadzane na dachach domów położonych w obrębie całego miasta**

Opisana poprzednio regularna siatka ortogonalna została również wykorzystana do rozmieszczenia punktów pomiarowych na dachach zabudowań. W tym przypadku punkty pomiarowe wybierano na dachach budynków położonych najbliżej węzłowych punktów siatki, jednak w odległości od nich nie przekraczającej 50 m. Przy braku zabudowań spełniających ten warunek odpowiedni punkt siatki regularnej wypadł z listy punktów objętych pomiarami na dachach. Odpowiednia siatka punktów pomiarowych jest przedstawiona na rys. 5. Obejmuje ona w zasadzie całość miasta w granicach ciągłej jego zabudowy — liczoną do skarpy odcinającej część miasta pozostającą w strefie głębokiej dyfrakcji.

Podobnie jak poprzednio, pomiary wykonywano w zasadzie metodą pięciopunktową i przy użyciu kierunkowej anteny odbiorczej. Antenę umieszczono na wysokości około 2 m nad dachem. Jedynie w przypadku dachów trudno dostępnych ograniczono się do pomiaru jednopunktowego. Wyniki pomiarów pięciopunktowych uśredniano przed wykorzystaniem ich przy dalszej analizie. Równoległe z wartościami natężenia pola rejestrowano liczbę kondygnacji budynków i wysokość punktu pomiarowego nad ziemią.



Rys. 5

Rozmieszczenie punktów pomiarowych przy badaniach ponad dachami w obrębie całego miasta

### 5.3. Pomiary punktowe na dachach domów położonych w obrębie wybranych dzielnic

Wytypowane dzielnice centralne o zabudowie typu T i N poddano badaniom bardziej szczegółowym. Przez odpowiednie zagęszczenie siatki uzyskano około dziesięciokrotne zwiększenie liczby punktów pomiarowych w każdej z tych dzielnic. Lokalizacja punktów pomiarowych i wyniki pomiarów dla wycinków obu typów zabudowy T i N są podane odpowiednio na rys. 6 i 7. Liczby umieszczone w kółkach nad kreską oznaczają tu uśrednioną wartość natężenia pola w decybelach odniesionych do poziomu  $1 \mu\text{V}/\text{m}$ , a pod kreską — wysokość punktu pomiarowego nad poziomem ulicy. Poza kółkiem oznaczony jest kolejny numer punktu pomiarowego w danej dzielnicy.

Zwielokrotnienie liczby punktów pomiarowych miało na celu podwyższenie poziomu ufności testowanych wyników.

### 5.4. Rejestracja natężenia pola na trasach ulicznych

Ze względu na sieci napowietrzne, w szczególności sieć trakcyjną, rejestrację ciągłą natężenia pola w obrębie miasta przeprowadzano jedynie przy antenie odbiorczej (bezkierunkowej), umieszczonej na wysokości 3 m nad jezdnią. Przy trasach odchylonych od kierunku promienia propagacji o kąt około  $60^\circ$  rejestrowano przebiegi zarówno po stronie jezdni bliższej stacji nadawczej (strefa głębszego ciśnienia), jak i po stronie przeciwnej.

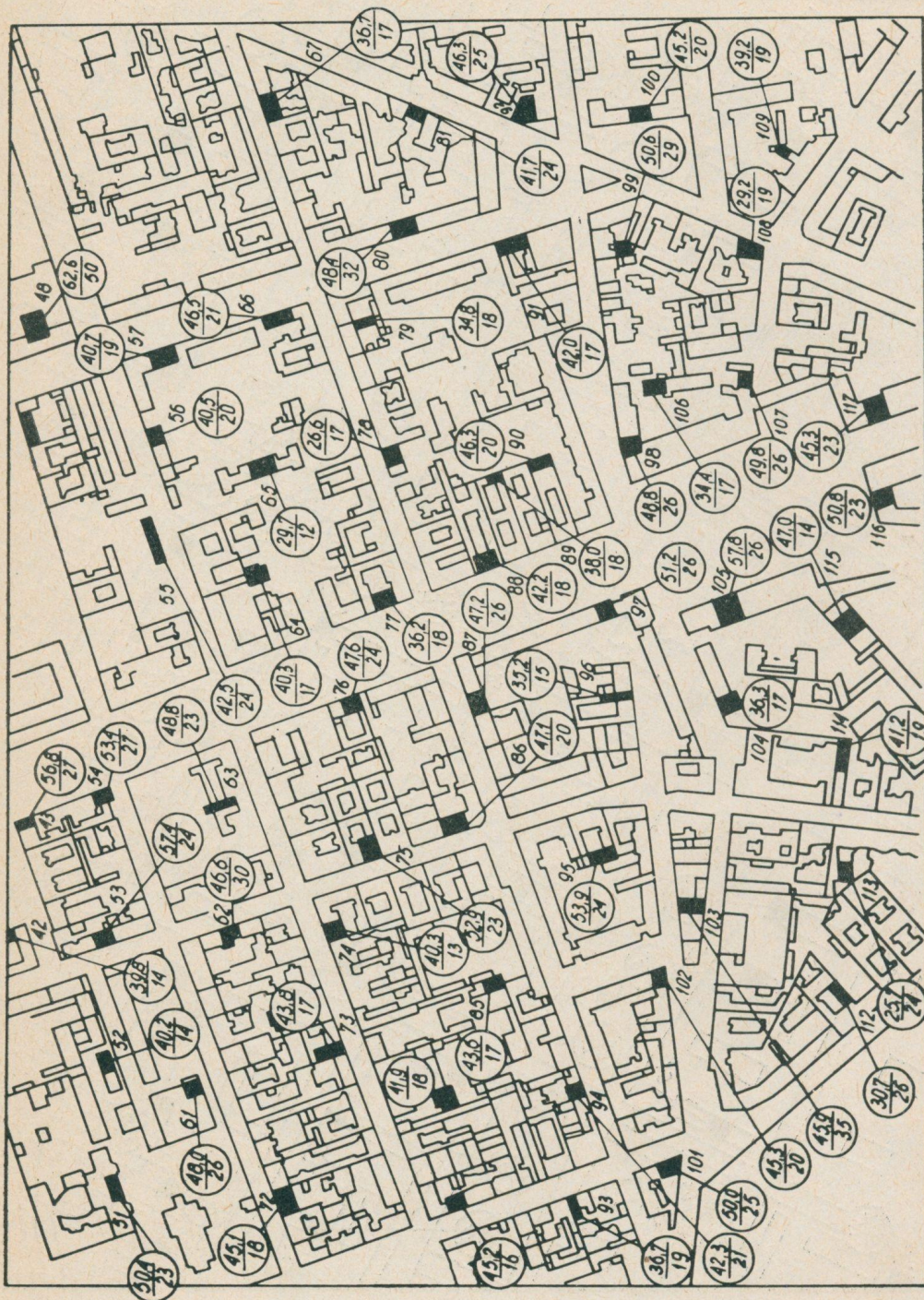
### 5.5. Ciągła rejestracja natężenia pola na trasach przecinających tereny zabudowy miejskiej

Pomiary te miały na celu zebranie danych, dotyczących wpływu miasta na kształtowanie się natężenia pola poza miastem. Rejestracja odbywała się na trzech trasach poza miastem, pokazanych na rys. 1: jednej przed miastem i dwóch wybiegających poza miasto. Każdy z odcinków został pomierzony przy użyciu zarówno anten odbiorczych: dookólnej i kierunkowej, jak i przy różnych wysokościach anteny odbiorczej nad poziomem jezdni. Wyniki rejestracji poddano wstępnej analizie statystycznej, uzyskując wartości średnie natężenia pola dla kolejnych 200-metrowych odcinków trasy.

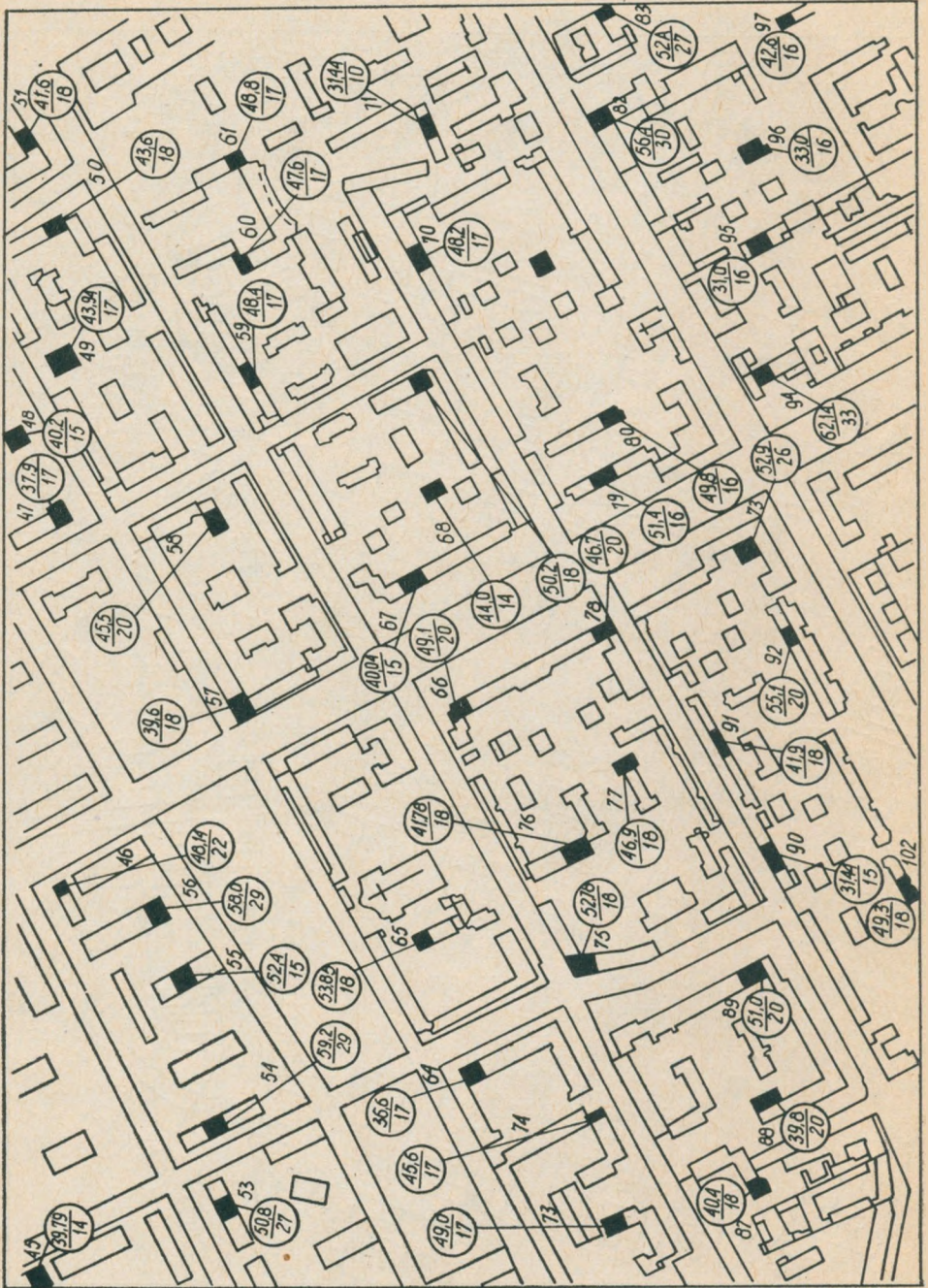
## 6. MATERIAŁ DOŚWIADCZALNY, STATYSTYKA I STANDARYZACJA

Łącznie wykonano pomiary w 2157 miejscach na dachach 495 budynków i w 1295 miejscach na trasach ulicznych w otoczeniu wybranych 259 punktów pomiarowych. Z podanej liczby część pomiarów była rozmieszczona zgodnie z regularną siatką, rozciągającą się równomiernie na powierzchni całego miasta, część natomiast





Rys. 6. Rozmieszczenie punktów i wyniki pomiarów nad dachami w dzielnicy typu T



Rys. 7. Rozmieszczenie punktów i wyniki pomiarów nad dachami w dzielnicy typu N

wypełniała siatkę o małych oczkach, jaką zastosowano do badania rozkładów w wybranych dzielnicach. Zestawienie liczebności prób dla poszczególnych dzielnic jest przedstawione w tablicy 1.

Tablica 1

Zestawienie pomiarów punktowych wykonanych na wysokości 10 m i ponad dachami zabudowań

Wysokość umieszczenia anteny pomiarowej	Teren pomiarów	Liczba punktów pomiarowych	Całkowita liczba miejsc pomiaru
10 m nad ulicą	Całe miasto zgodnie z siatką o dużych oczkach	259	1259
2 m nad dachami domów	Całe miasto zgodnie z siatką o dużych oczkach	206	894
	Dzielnica o zabudowie typu T	142	563
	Dzielnica o zabudowie typu N	147	700

Wykonane na terenie miasta pomiary dotyczyły obszarów położonych w odległości od około 30 km do około 37 km od stacji nadawczej i w granicach kąta azymutu od  $83^\circ$  do około  $106^\circ$ . Otrzymane wyniki przeliczono na standardową moppromieniowaną, z uwzględnieniem kierunkowości charakterystyki anteny nadawczej. Standaryzację zastosowano również do odległości, redukując wyniki pomiarów do średniej odległości, za jaką przyjęto  $d = 33$  km. Przeliczenia wykonano na podstawie charakterystyk teoretycznych dla gładkiej i kulistej ziemi.

W tablicy 2 są zestawione liczebności prób  $n$ , jakie uzyskano przy grupowaniu materiału doświadczalnego zebranego przy pomiarach na wysokości 10 m. Klasyfikację przeprowadzono według powierzchniowej gęstości zabudowy  $s_0$ .

Ciągłą rejestrację przebiegów natężenia pola przeprowadzono na trasach o łącznej długości około 250 km poza miastem i o długości około 120 km w granicach zabudowy miejskiej.

Tablica 2

Liczebność prób według kategorii powierzchniowej gęstości zabudowy  $s_0$

$s_0$ (%)	$n$	$\frac{n}{\sum n} \cdot 100$ (%)
<2,5	55	21,4
2,5 ÷ 10	38	14,8
10 ÷ 20	79	30,7
20 ÷ 30	62	24,1
30 ÷ 45	23	9,0
	$\sum n = 257$	100%

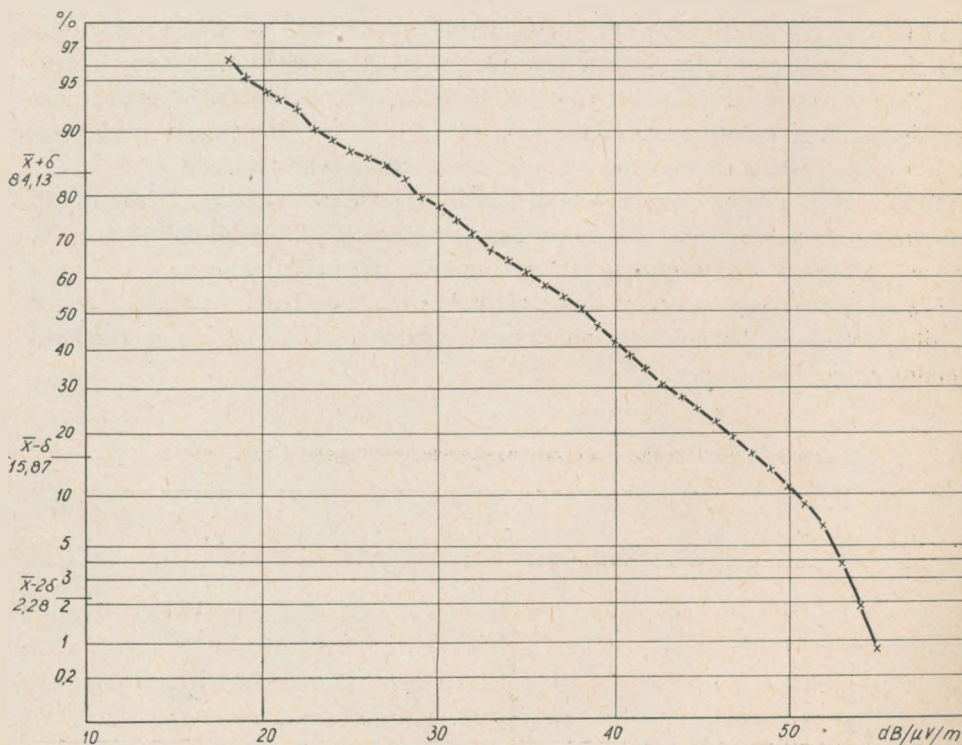
## 7. WYNIKI POMIARÓW

### 7.1. Średnie tłumienie miasta przy wysokości pomiaru 10 m

Wyniki pomiarów uzyskane we wszystkich punktach siatki z rys. 4 zostały wykorzystane do wyznaczenia funkcji rozkładu przedstawionej na rys. 8. Rozkład ten jest bardzo zbliżony do rozkładu normalnego z medianą  $F(50) = 38,5$  dB w odniesieniu do  $1 \mu\text{V}/\text{m}$  oraz z rozrzutem  $F(50) - F(90) = 15$  dB.

Porównanie otrzymanych wyników pomiarów z wartością wyznaczoną według danych CCIR, dla aktualnych warunków modelowych, bez uwzględnienia zabudowy, wykazuje średnią wartość tłumienia mediany 10,5 dB; przy zastosowaniu metody *Thiessena* do wyznaczenia poziomu odniesienia średnie tłumienie wypada nieco większe, ale nie przekracza 12 dB.

Uzyskane wartości tłumienia są związane z przeciętną zabudową spotykaną w obrębie całego obszaru objętego badaniami. Udział poszczególnych typów zabudowy jest podany w tabelicy 2. Zasluguje tu na uwagę, że zabudowa miejska ( $s_0 \geq 10\%$ ) stanowiła około 65%, natomiast zabudowa wielkomiejska ( $s_0 \geq 20\%$ ) około 35%

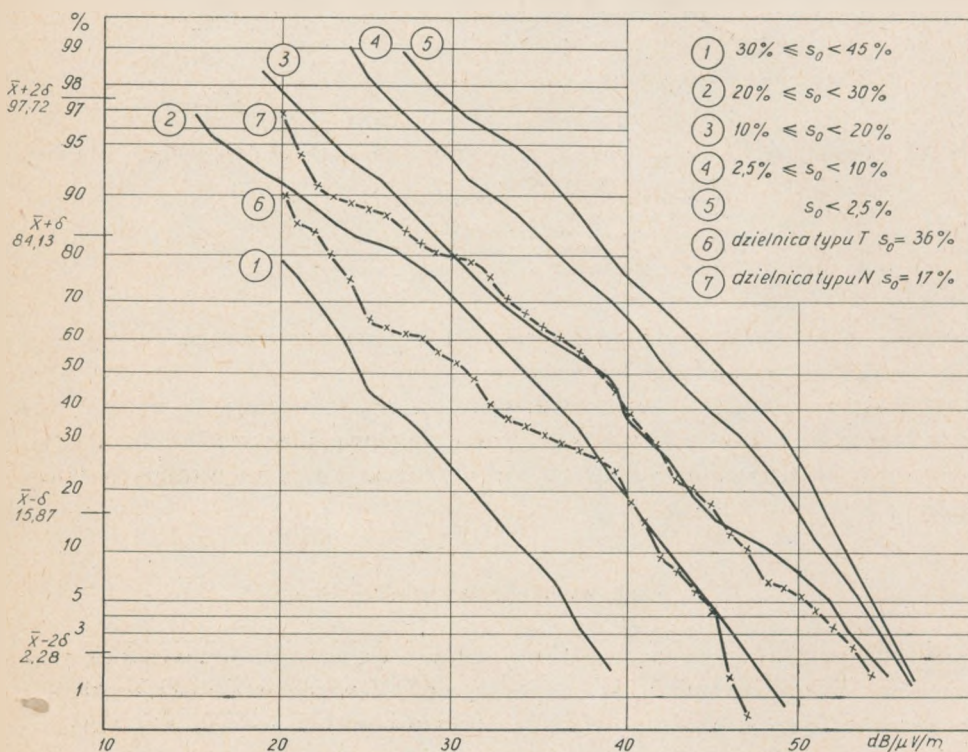


Rys. 8. Rozkład natężenia pola na wysokości pomiaru 10 m nad ulicami w obrębie całego miasta

całości obszaru badanego. Należy się spodziewać, że zmiana tych proporcji wpłynęłaby na odpowiednią zmianę średniego tłumienia w jedną lub w drugą stronę. Wydaje się również, że podane proporcje są typowe dla dużych miast na terenie kraju.

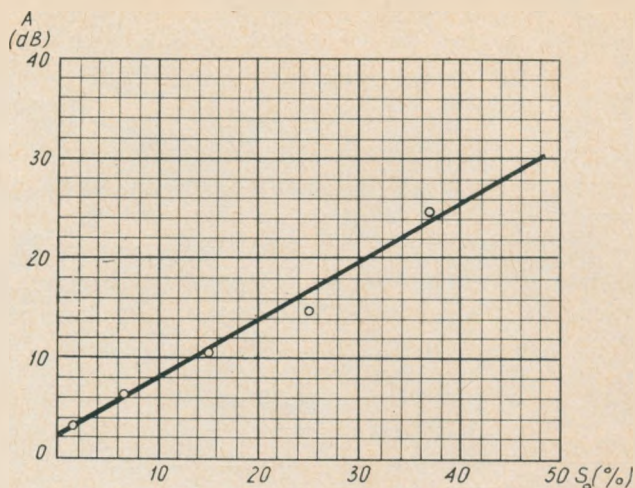
## 7.2. Wpływ struktury zabudowy na natężenie pola mierzone na wysokości 10 m

Materiał doświadczalny, zebrany ze wszystkich punktów, sklasyfikowano według lokalnej gęstości zabudowy  $s_0$ . Liczebność poszczególnych prób podano w tablicy 2. Uzyskane w ten sposób rozkłady są przedstawione na rys. 9, gdzie pokazano także rozkłady dla całości dzielnic wytypowanych o zabudowie T i N.



Rys. 9. Rozkłady natężenia pola na wysokości 10 m dla różnych typów lokalnej gęstości zabudowy  $s_0$

Wartości  $F(50)$  wyrysowanych charakterystyk zawierają się w przedziale od 46 dB bezwzględnych (dla  $s_0 \leq 2,5\%$ ) do 24,5 dB bezwzgl. (dla  $30\% \leq s_0 \leq 45\%$ ). Mediany rozkładów wykorzystano w dalszym ciągu do wyznaczenia współczynnika korelacji pomiędzy wartością tłumienia i wskaźnikiem gęstości zabudowy  $s_0$ . Obliczona wartość tego współczynnika  $r = 0,995$  wskazuje na bardzo dobrą korelację obu zmiennych. Na rysunku 10 przedstawiony jest przebieg przeciętnego



Rys. 10. Zależność przeciętnego tłumienia na wysokości 10 m od lokalnej gęstości zabudowy

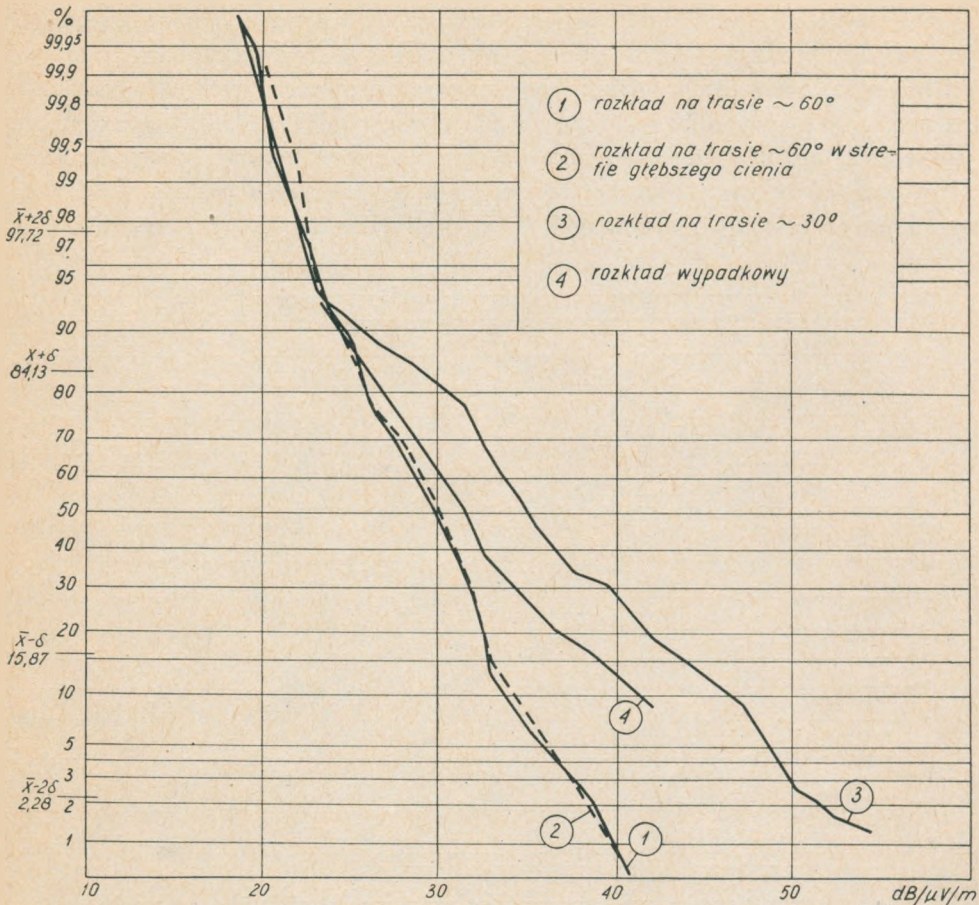
Przeciętna gęstość zabudowy	$\bar{x} = 17\%$
Dewiacja standardowa gęstości zabudowy	$\sigma_x = 13,05$
Przeciętne tłumienie	$\bar{A} = 11,8 \text{ dB}$
Dewiacja standardowa tłumienia	$\sigma_A = 7,41$
Współczynnik korelacji	$r = 0,995$
Współczynnik regresji	$\rho = 0,57$

tłumienia  $A$  w zależności od  $s_0$ . Na rysunku tym podano także parametry łącznego rozkładu obu zmiennych losowych.

Charakterystyki rozkładów przedstawione na rys. 9 sugerują, że wartość rozrzutu prawie nie zależy od wskaźnika gęstości zabudowy. Poszczególne charakterystyki są jedynie wzajemnie przesunięte, nie wykazując natomiast wyraźnych zmian nachylenia.

### 7.3. Zysk wysokościowy poniżej 10 m

Wyniki pomiarów, zebrane na ortogonalnych trasach ulic śródmiejskich przy wysokości anteny odbiorczej  $h_0 = 3$  m, są przedstawione w postaci rozkładów podanych na rys. 11. Mediana rozkładu obejmującego oba rodzaje tras, oznaczona jako krzywa 4, może być porównana z medianą wykresu podanego na rys. 8. Otrzymana w ten sposób średnia wartość zysku 3/10 m (przy przejściu z wysokości pomiaru 3 m na wysokość 10 m) wynosi około 6,7 dB i jest nieznacznie większa od wartości podawanej przez Kühna [5] lub zamieszczonej w CCIR sprawozdaniu nr 239. Wynik ten jest usprawiedliwiony, jeżeli uwzględnić, że trasy, na których wykonywano pomiary z anteną umieszczoną na wysokości 3 m, były zgrupowane głównie w obrębie dzielnic wielkomiejskich, podczas gdy pomiary punktowe z anteną na wysokości 10 m wykonywano także i w strefach peryferyjnych, o mniejszej gęstości i wysokości zabudowy.

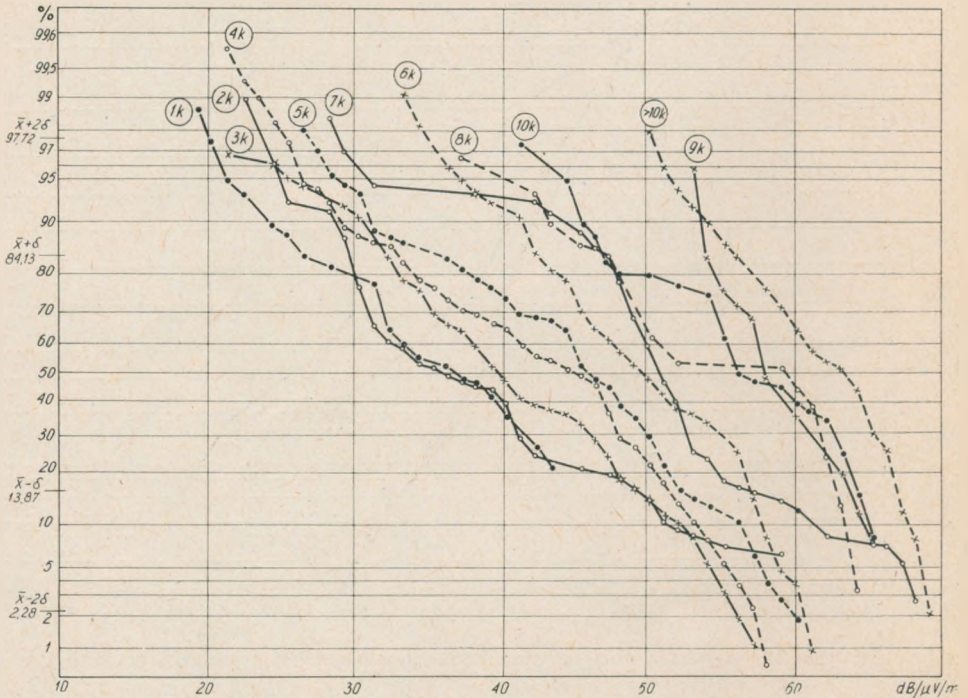


Rys. 11. Rozkłady natężenia pola na trasach ortogonalnych przy wysokości pomiaru 3 m

#### 7.4. Rozkłady wartości zmierzonych nad dachami domów i zysk wysokościowy powyżej 10 m

Wyniki pomiarów punktowych, zebrane z terenu całego miasta zgodnie z siatką podaną na rys. 5 oraz z terenów wybranych dzielnic zgodnie ze schematami podanymi na rys. 6 i 7, uporządkowano odpowiednio do wysokości umieszczenia anteny odbiorczej, wyrażonej liczbą kondygnacji budynku bądź liczbą metrów nad poziomem ulicy. Przykładowe rozkłady dla całości miasta i dla dzielnicy o zabudowie typu N są przedstawione odpowiednio na rys. 12 i 13. Dystrybuanty mają tu przebiegi zróżnicowane i w wielu przypadkach odbiegają dość znacznie od normalnych. Jest to, jak można przypuszczać, skutek niezbyt dużej liczebności prób otrzymanej po wprowadzeniu klasyfikacji wysokościowej.

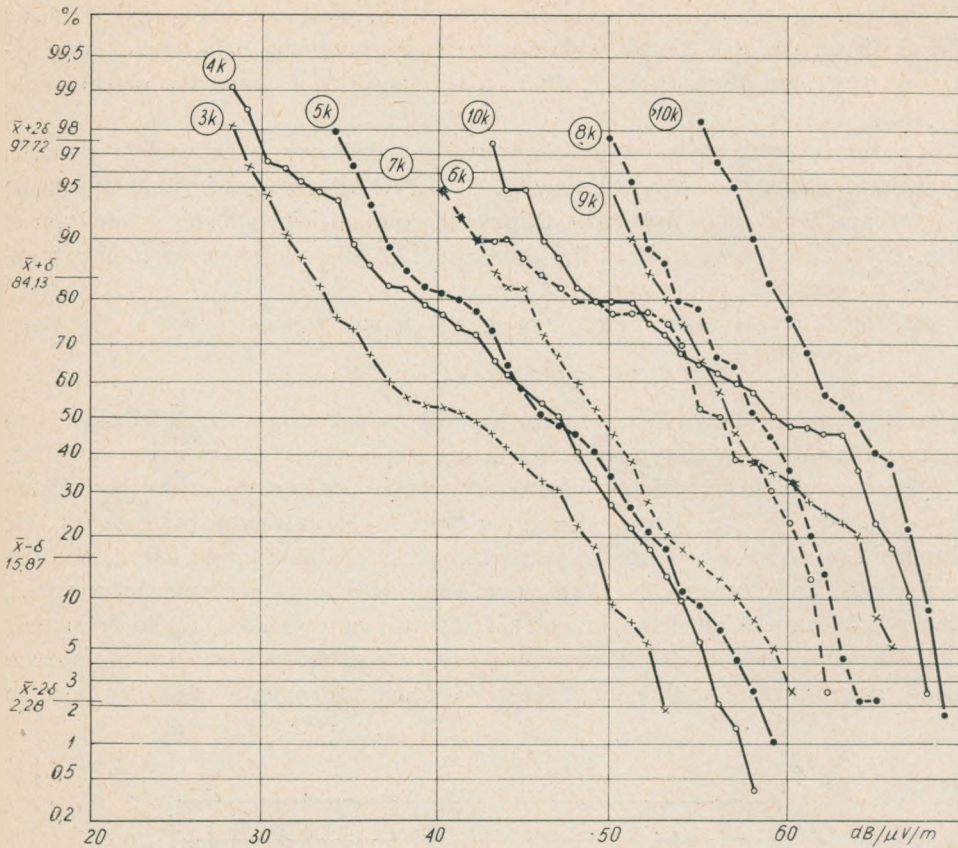
Statystyczna zależność wartości natężenia pola od wysokości miejsca pomiaru jest również przedstawiona za pomocą wykresów punktowych, podanych na rys. od 14 do 16, zarówno dla punktów pomiarowych rozmieszczonych na terenie całego miasta, jak i wybranych dzielnic o zabudowie typu T i N. Przedstawione na wykresach wartości średnie — punktowe uporządkowano według szeregu rozdzielczego i zestawiono w tablicy korelacyjnej, z której wyliczono parametry łącznego rozkładu: wartości średnie, wariancje oraz współczynniki korelacji i regresji.



Rys. 12. Rozkłady natężenia pola zmierzone nad dachami zabudowań i uporządkowane według wysokości pomiarów w obrębie całego miasta

Podana na wykresie z rys. 14 prosta regresji oznaczona linią ciągłą przecina oś  $h = 10$  m na poziomie 36,5 dB (względem  $1 \mu\text{V/m}$ ), tzn. o 11,5 dB niżej od punktu odniesienia wyliczonego według CCIR. Tłumienie miasta na wysokości 10 m wyznaczone w ten sposób wypada o 1 dB większe niż określone w p. 7.1. Można uznać, że oba wyniki są dostatecznie bliskie, chociaż średnia wartość 10,5 dB jest pewniejsza ze względu na wielokrotnie większą liczebność próby. Oznaczałoby to, że linia regresji w okolicy  $h = 10$  m ulega zakrzywieniu i w kierunku małych wysokości przebiega bardziej płasko (linia pizerywana z kropkami). Powyżej 10 m nachylenie linii regresji jest znaczne i zysk wysokościowy  $G_h$  wynosi 11,7 dB na każde podwojenie wysokości pomiaru. Logarytmiczna miara wysokości, jaką przyjęto





Rys. 13. Rozkłady natężenia pola zmierzone nad dachami zabudowań w obrębie dzielnicy typu N

na wykresach, wynika z decybelowej skali natężenia pola i liniowej zależności  $E = f(h)$  w rozważanym przedziale wysokości. Należy dodać, że zakrzywienie charakterystyki  $F = f(\lg h)$  mogłoby się ujawnić w wybranych warunkach modelowych dopiero przy wysokościach pomiarów przekraczających 70 m, gdzie pomiary nie były wykonywane.

Przeciętna wartość natężenia pola  $F_h(50)$  na dowolnej wysokości  $h$ , spełniającej poprzednio podany warunek, może więc być obliczona na podstawie empirycznej zależności:

$$F_h(50) - F_{10}(50) = 39 (\lg h - 1)$$

lub

$$F_h(50) = F(50, 50) - 11,5 + 39 (\lg h - 1)$$

gdzie  $F_{10}(50)$  oznacza medianę natężenia pola, wyznaczoną na wysokości 10 m w terenie zabudowanym, oraz  $F(50, 50)$  jest wartością odczytaną z charakterystyk CCIR dla określonej wysokości anteny nadawczej, odległości stacji od miasta i  $\Delta h$  terenu.

Podana na rys. 14 teoretyczna charakterystyka wyliczona dla gładkiej kulistej Ziemi oznaczona  $F_0 + 20 \lg \theta$ , wykazuje, że strata natężenia pola wynosi przeciętnie na wysokości 10 m około 25 dB i na wysokości 50 m zmniejsza się do około 10 dB.

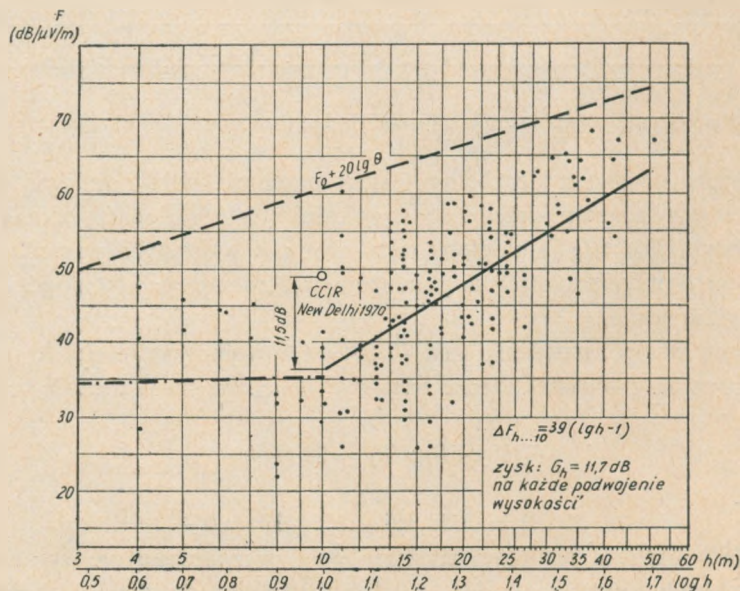
Charakterystyka zysku wysokościowego dla dzielnicy o zabudowie typu T, przedstawiona na rys. 15, wykazuje zysk  $G_h = 14,4$  dB przy podwojeniu wysokości i tłumienie 19 dB przy  $h = 10$  m. Odpowiednio dla dzielnicy o zabudowie typu N (rys. 16) zysk  $G_h$  wynosi 12,3 dB i tłumienie 12,5 dB (względem wartości wyznaczonej na podstawie dokumentów CCIR).

Równanie prostej regresji może być ogólnie podane w postaci

$$F_h(50) = F(50,50) - a + m(\lg h - 1)$$

gdzie  $a$  i  $m$  są współczynnikami zależnymi od typu zabudowy. Wartości tych parametrów dla rozważanych typów budownictwa miejskiego są zestawione w tablicy 3.

Wyznaczone doświadczalnie charakterystyki zestawiono do celów porównawczych na rys. 17. Dzielnicę o zabudowie typu T charakteryzuje większa wartość tłumienia na wysokości 10 m i większe nachylenie charakterystyki aniżeli w dzielnicy o zabudowie typu N. Natężenie pola jest tu słumione do mniejszej wartości, ale szybciej narasta w miarę wznoszenia anteny i na wysokości około 50 m obie charakterystyki się schodzą. Porównanie struktury zabudowy obu dzielnic pozwala dostatecznie jasno wytłumaczyć zaobserwowaną zależność. W dzielnicy bowiem



Rys. 14. Regresja wartości średnich punktowych natężenia pola względem wysokości punktu pomiaru w obrębie całego miasta

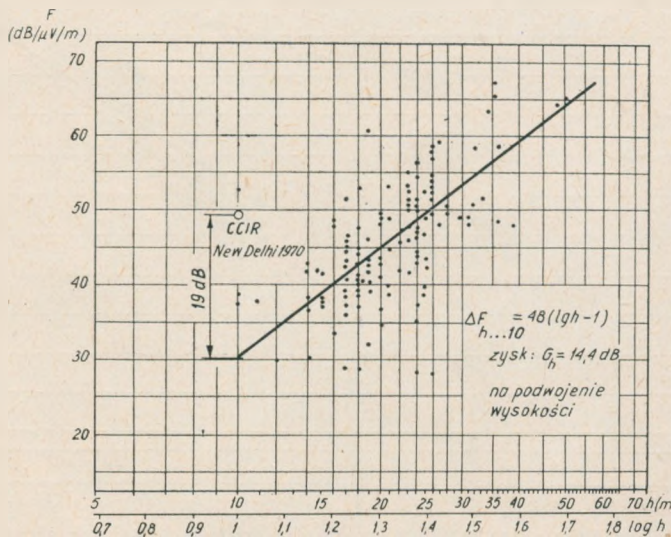
Tablica 3

Typowe współczynniki do określania rozkładów natężenia pola w terenach o zabudowie miejskiej

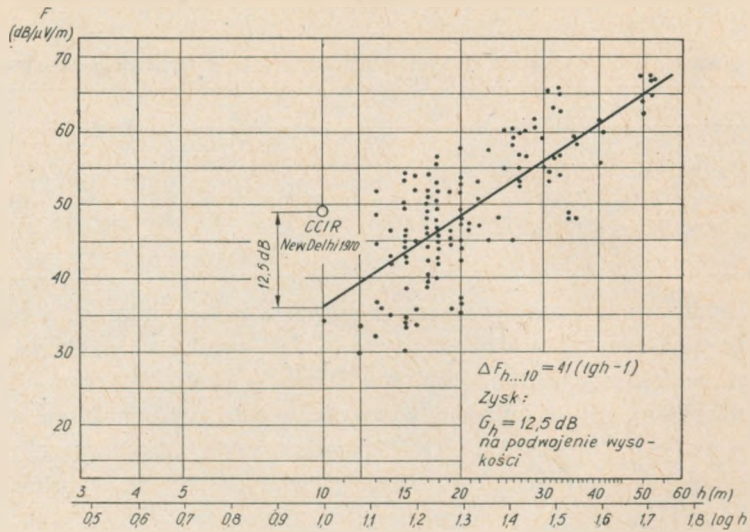
Typ zabudowy	$a$	$m$
Duże miasto (wartości uśrednione)	11,5	39
Zabudowa typu T ( $s_0 \sim 35\%$ )	19,0	48
Zabudowa typu N ( $s_0 \sim 17\%$ )	12,5	41

typu T zabudowa ma charakter zwarty o dużym współczynniku  $s_0$ , w przybliżeniu dwukrotnie większym niż w dzielnicy typu N. Jak wynika z rys. 2b, współczynnik wypełnienia w dzielnicy o zabudowie typu T wynosi około 20% (rozkład 1) jeszcze na wysokości 20 m, gdy na tej samej wysokości w dzielnicy typu N ma on już wartość tylko około 6% (rozkład 2). Obie charakterystyki zabudowy zbliżają się do siebie dopiero na wysokości około 35 m, gdzie współczynnik wypełnienia osiąga wartość około 2%.

W dzielnicach willowych i podmiejskich wraz ze wzrostem wysokości współczynnik wypełnienia szybko spada do pojedynczych procentów. Wypełnienie 5% jest np. osiągane w dzielnicach peryferyjnych już na wysokości 11 ÷ 12 m, a w dzielnicach willowych na wysokości 14 ÷ 15 m. Tłumienie na wysokości 10 m ma dla tych dzielnic wartość poniżej 5 dB. Charakterystyki  $F(50) = f(h)$  dla tych dzielnic wykazują też odpowiednio małe nachylenie. Współczynnik wypełnienia uśredniony dla całego miasta jest tylko o kilka procent mniejszy od wartości, jaką wykazuje w dzielnicy o zabudowie typu N. Funkcja zysku wysokościowego przebiega też nieco wyżej.

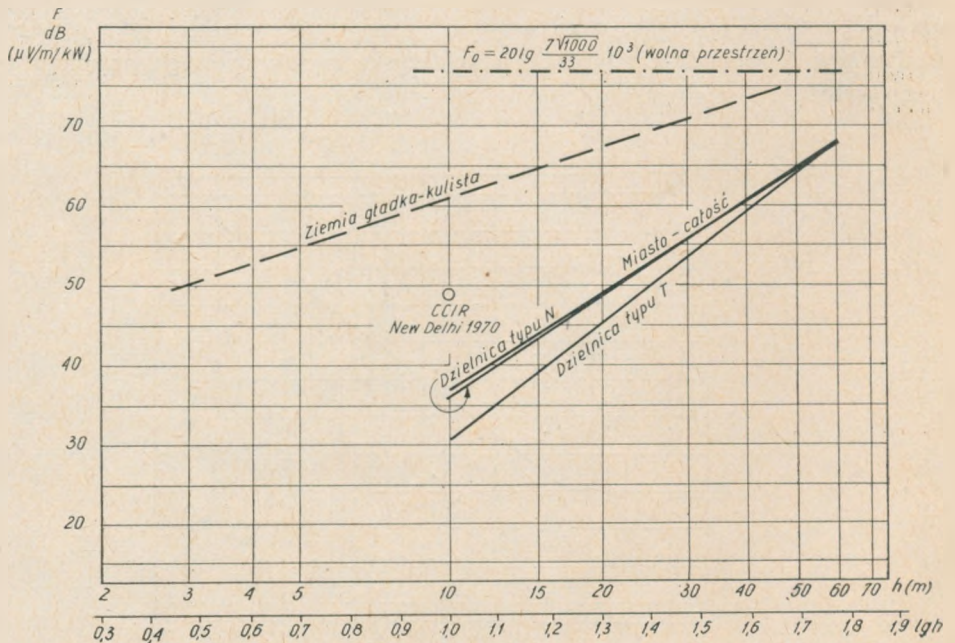


Rys. 15. Regresja wartości średnich punktowych natężenia pola w obrębie dzielnicy typu T



Rys. 16. Regresja wartości średnich punktowych natężenia pola w obrębie dzielnicy typu N

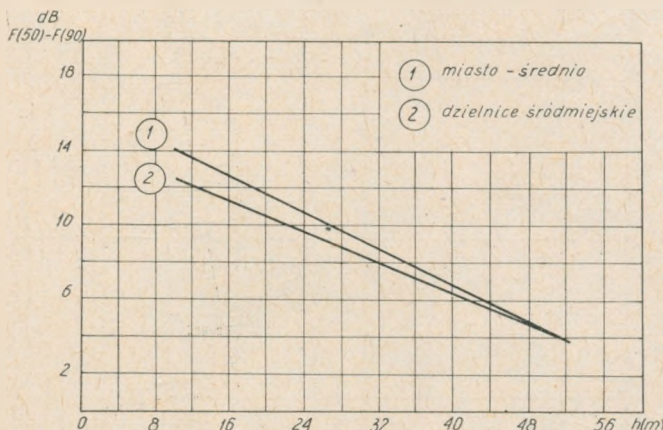
Wyznaczone zależności statystyczne pozwalają określać przeciętne wartości natężenia pola na dowolnej wysokości instalowania anten odbiorczych, jeżeli tylko można oznaczyć rodzaj zabudowy.



Rys. 17. Porównanie zysków wysokościowych dla dzielnic centralnych z zyskiem średnim dla całego miasta

### 7.5. Wpływ wysokości pomiaru na rozrzut wartości mierzonych

Ostatnim parametrem rozkładu natężenia pola, potrzebnym dla oszacowania pokrycia ludnościowego w mieście, jest rozrzut spodziewanych wartości natężenia pola oraz jego zależność od wysokości umieszczenia punktu odbiorczego. Do wyznaczenia tych współczynników wykorzystano ponownie rozkłady średnich wartości punktowych, przedstawione na rys. od 14 do 16. Z rozkładów warunkowych dla poszczególnych wysokości utworzono różnice  $F(50) - F(90)$  jako nowe zmienne



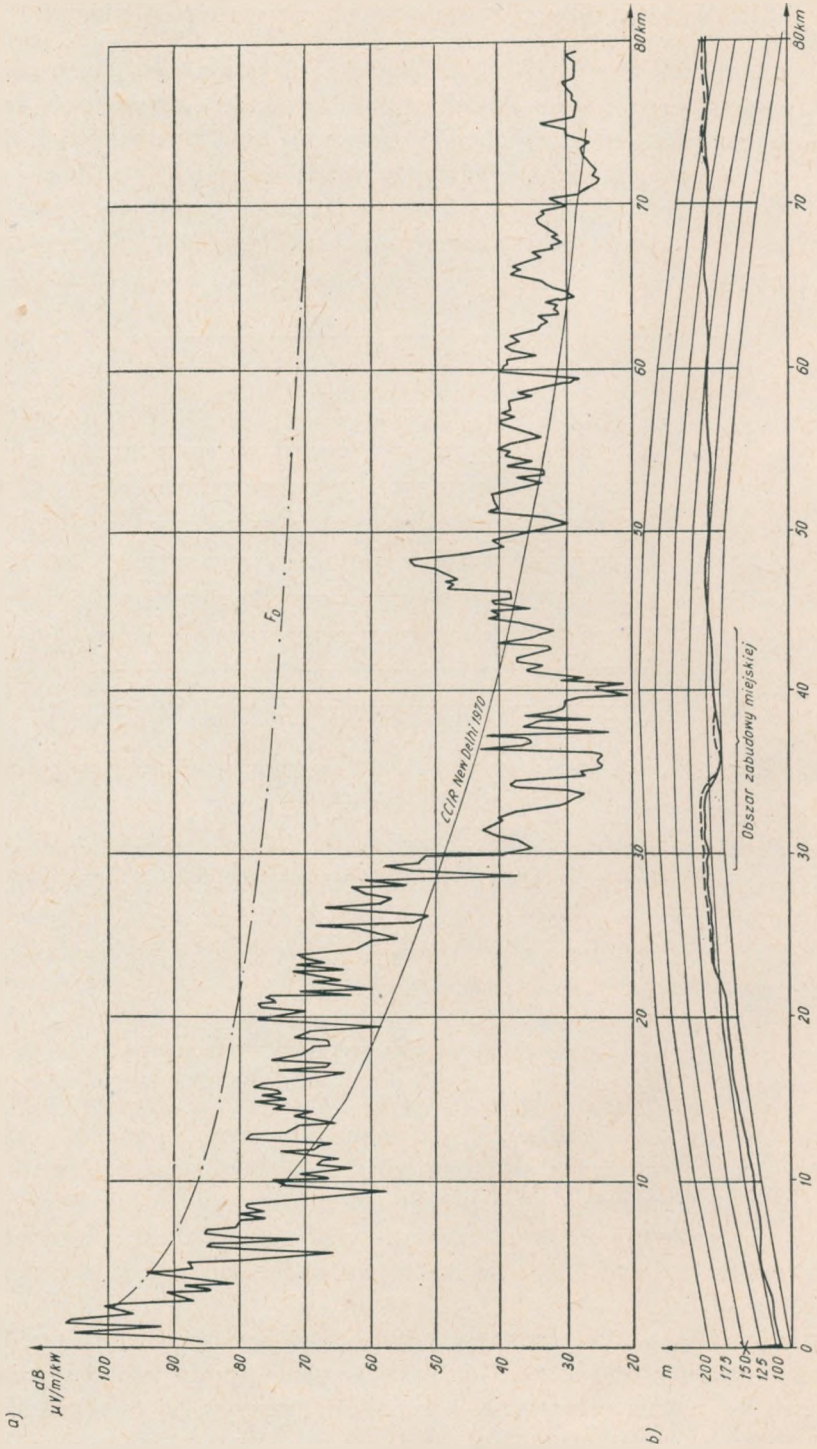
Rys. 18. Regresja średnich rozrzutów  $F(50) - F(90)$  względem wysokości pomiaru w różnych typach zabudowy

losowe i wyliczono odpowiednie współczynniki korelacji oraz regresji dla obu rodzajów zabudowy (typu T i N) oraz wartości średnie dla całego miasta. Zestawienie funkcji regresji rozrzutów  $F(50) \div F(90)$  względem wysokości jest podane na rys. 18. Wyniki analizy nie uzasadniają różnicowania charakterystyk rozrzutu według typu budownictwa w dzielnicach śródmiejskich.

### 7.6. Przebiegi na trasach przecinających miasto

Rejestracja przebiegów natężenia pola wzdłuż całej trasy stanowiła próbę oszacowania wpływu na nie dalszych odcinków trasy leżących pomiędzy punktem nadawania i rozpatrywanym obszarem odbioru. Wpływ ten może być ujawniony przez porównanie przebiegu zmierzonego z profilem trasy, jej lokalnymi nieregularnościami i nachyleniem. Przedłużając trasy pomiarowe poza obszar zabudowy można też ocenić wpływ miasta na rozkład pola poza miastem w kierunku rzucającego cienia.

Trasy pomiarowe wykorzystane w badaniach są przedstawione na rys. 1, a ich uśredniony profil — na rys. 19b. Linia ciągła oznacza profil wzdłuż uśrednionego kąta azymutu, a linia przerywana — rzut profilu rzeczywistej trasy wozu pomia-



Rys. 19. Przebiegi natężenia pola zarejestrowane na trasach przecinających miasto

rowego na ten kierunek. Również wyniki pomiaru natężenia pola podane na rys. 19a są przebiegiem uśrednionym, co miało na celu zmniejszenie przypadkowych wpływów lokalnych. Ponadto dla każdej z tras wykonywano pomiary za pomocą różnych typów anten (kierunkowej i dookólnej) oraz przy różnych wysokościach anteny nad jezdnią, a mianowicie na wysokościach 3 m i 8 m. Przedstawiony wykres jest odniesiony do standardowej wysokości anteny odbiorczej 10 m i mocy sygnału promieniowanego 0 dB (1 kW). Poszczególne punkty wykresu są wartościami średnimi przebiegów zapisywanych na kolejnych 200 m segmentach drogi. Przeliczenie na standardową wysokość wykonano na podstawie ekstrapolacji zysku wysokościowego 3/8 m oraz danych z literatury [5, 11].

Przedstawione wyniki rejestracji wykazują dość dobrą korelację zmierzonego przebiegu natężenia pola z ukształtowaniem profilu terenu na odcinku drogi poprzedzającym miasto. Poczynając od 12÷13 km trasy, teren podnosi się aż do uskoku, jaki ma miejsce w odległości 34 km. Natężenie pola wzrasta ponad wartość określoną charakterystyką CCIR, wyrysowaną dla  $\Delta h = 20$  m. W istocie przewyższa ono też wartość obliczoną dla  $\Delta h = 10$  m. Pomimo sprzyjających warunków terenowych, od wejścia w obszar zabudowy miejskiej — 29,5 km trasy — następuje gwałtowny spadek natężenia pola o około 20 dB i przebieg zarejestrowany pozostaje o 7÷13 dB poniżej charakterystyki CCIR. Dalszy spadek jest wynikiem łącznego oddziaływania zabudowy i uskoku — ubytek około 19 dB.

Od rozwidlenia dróg na 42 km (rys. 1) pomiary prowadzono na dwóch trasach. Jak wynika z profilu, obie one wznoszą się stopniowo w górę, chociaż poza uskokiem teren pozostaje stale w strefie dyfrakcyjnej. Wyrysowany przebieg wykazuje spadek wolniejszy, niżby wynikał z charakterystyki CCIR. Kąt nadejścia jest mniej więcej stały w przedziale odległości od około 40 do 80 km. Zmierzona wartość natężenia pola wykazuje prawie stałą wartość tłumienia w stosunku do wartości  $F_{0,1}$ , jaka odpowiadałaby wolnej przestrzeni. Tłumienie to wynosi około 35 dB.

Interesująca z punktu widzenia wpływu miasta jest szybkość regeneracji pola poza miastem. Na 42 km trasy zabudowa terenu ma jeszcze charakter podmiejski, średni uchyb w stosunku do krzywej CCIR wynosi tu już tylko 4÷5 dB. Dalszy wzrost odległości o 1 do 2 km powoduje, że zarówno wpływ miasta, jak i uskoku terenu jest już niezauważalny. Można stwierdzić, że w rozważanym zakresie częstotliwości i przyjętym kącie nadejścia fali wpływ zabudowy terenu na rozkład natężenia pola zanika już w odległości 1÷2 km od krańców miasta.

## 8. PORÓWNANIE WYNIKÓW Z LITERATURĄ

Przedstawione wyniki badań dotyczą problemów propagacyjnych, które tylko częściowo znajdują odbicie w literaturze. Dostępne informacje dotyczą głównie rozkładów natężenia pola na standardowej wysokości 10 m i poniżej, pomijają natomiast problematykę zmian natężenia pola na wysokości  $h > 10$  m.

Zakres zmian natężenia pola w terenie pokrytym zabudową miejską może być wyrażony jako odpowiedni rozrzut  $F(1) - F(99)$  lub  $F(5) - F(95)$ . Maksymalne różnice poziomów odczytane z rozkładów podanych na rys. 8 lub rys. 12 i 13 (np. krzywe oznaczone 4k) wynoszą od 29 do 35 dB. Dane te zgadzają się dość dobrze ze źródłami angielskimi [12], które podają wartości tłumienia 30 dB jako obserwowane w strefie głębokiego cienia pojedynczych budynków.

Wartość rozrzutu  $F(50) - F(90)$  na wysokości 10 m może być traktowana jako miara stopnia zabudowy miasta. Podaną w punkcie 7.1 średnią wartość rozrzutu 15 dB należy ocenić jako dużą; jest ona osiągana w mniej niż w 8% wszystkich miast brytyjskich [13]. Podawana przez wcześniejsze źródła angielskie [14] mediana wartości tłumienia miasta 9 dB mieści się w granicach zmienności tego parametru, wyznaczonych w ramach opisywanych badań, i może jej być przyporządkowana określona wartość współczynnika gęstości zabudowy  $s_0 = 11\%$  do 12%.

Informacje dotyczące rozkładów natężenia pola na dachach budynków są bardzo skąpe. Prace prowadzone przez badaczy amerykańskich [15] wskazywały na wartość dewiacji standardowej  $\sigma = 16$  dB, jako odpowiadającą pomiarom w tamtych warunkach. Wartość ta jest bliska wartości uzyskanej w obecnych badaniach prowadzonych na terenie Warszawy. Należy podkreślić, że badania amerykańskie były prowadzone przy nieco większej częstotliwości (573 MHz) i w odmiennych warunkach zabudowy — centrum Nowego Jorku.

Badania prowadzone w Japonii dotyczyły wpływu zabudowy miejskiej na wielkość wnoszonego tłumienia, przy czym autorzy posłużyli się tylko jednym wskaźnikiem charakteryzującym zabudowę, mianowicie gęstością powierzchniową, którą oznaczono przez  $\Gamma$  [16]. Podana przez Kinase i Suga statystyczna zależność współczynnika  $\Gamma$  od przeciętnej wysokości zabudowy różni się jednak dość znacznie od sprawdzonej na przebadanym modelu, gdzie ustalonym wartościom wskaźnika  $s_0$  odpowiadają przeciętne większe wysokości budynków.

Tablica 4

Porównanie wartości tłumień występujących w zależności od rodzaju zabudowy terenu określonych według dokumentu CCIR [16] i na podstawie pomiarów IŁ

$s_0$ lub $\Gamma$ (%)	Tłumienie według dokumentu CCIR (dB)	Tłumienie na podstawie badań IŁ (dB)
1	4,5	3 ekstrapol.
3	11,0	4,5
5	13,5	5,5
10	17,5	8,0
20	23,0	14,0
30	26,0	20,0
45	27,5	28,0



W tabelicy 4 porównano wartości przeciętnego tłumienia występującego na wysokości 10 m, wyznaczone dla różnych  $s_0$ , przy kącie nadejścia fali około zera stopni, z wartościami obliczonymi na podstawie źródeł japońskich.

W zestawieniu potraktowano wskaźnik  $s_0$ , jako odpowiadający wskaźnikowi  $\Gamma$ . W rzeczywistości wskaźnik  $\Gamma$  jest uśredniony w granicach powierzchni 2 km<sup>2</sup>. Jak widać, maksymalne różnice występują dla średnich wartości gęstości zabudowy i np. przy  $s_0 = 20\%$  dane japońskie w świetle badań IŁ „przeceniają” wpływ zabudowy o 9 dB.

Materiały japońskie [6] poddają też krytyce dotychczasowy sposób obliczania wartości natężenia pola na wysokości 3 m w obszarach zabudowanych. Wyliczenia przeprowadzone na podstawie danych CCIR z zalecenia 370-1 i skorygowane wg sprawozdania 239-2 prowadzą według [6] do wartości zaniżonych o 2 do 3 dB. Wyniki obecnych badań wskazują, że wyliczenie według materiałów CCIR daje wynik zaniżony o około 6 dB.

## 9. WNIOSKI KOŃCOWE

Wyniki przeprowadzonych badań można ująć w następujący sposób:

1. Przy wykorzystywaniu krzywych CCIR do określania pokrycia terenu sygnałem stacji w zakresie fal decymetrowych (500 MHz) należy w przypadkach obszarów miejskich uwzględniać dodatkowe zmniejszenie wartości medialnej sygnału powodowane obecnością zabudowy. Dla obszarów, znajdujących się w pobliżu granicy zasięgu stacji (przy kącie nadejścia czoła fali bliskim zera stopni), poprawka wartości  $F(50,50)$  ze względu na zabudowę jest ujemna i wynosi średnio 10,5 dB, przy czym zakres jej zmian zależy od rodzaju zabudowy.

2. Stosując klasyfikację typów zabudowy według wypełnienia warstwy w granicach wysokości do 10 m wartości poprawek, jakie należy stosować do krzywych CCIR, wynoszą od około -3 dB do około -28 dB dla wskaźnika zabudowy  $s_0$  od 2,5% do 45%.

3. Ze względu na to, że w obszarach miejskich przeciętna wysokość instalowania anten odbiorczych przez abonentów sieci radiodifuzyjnej na ogół przekracza standardową wysokość 10 m, należy uwzględniać zysk wysokościowy  $G_h$  powyżej 10 m. Zysk ten może być obliczony w zależności od typu zabudowy, przy czym wartość średnia  $G_h$  dla dużych miast wynosi około 12 dB na każde podwojenie wysokości punktu odbiorczego, a wartości maksymalne (zaobserwowane w dzielnicach śródmiejskich o zabudowie zwartej) dochodzą do 14,5 dB na każde podwojenie wysokości.

4. Przy obliczaniu stopnia pokrycia większego niż 50%, co z reguły powinno być praktykowane w obszarach miejskich ze względu na duże gęstości zaludnienia,

należy uwzględnić, że rozrzut wartości natężenia pola na dachach budynków maleje ze wzrostem wysokości, przy czym można przyjąć średnio, że zmianie wysokości z 10 m na 50 m odpowiada spadek rozrzutu  $F(50) - F(90)$  z wartości 12,5 dB do około 4 dB.

Wartości maksymalne podane w punktach 2 i 3 dla dzielnic o zabudowie zwartej mogą wymagać jeszcze dalszego powiększenia w dzielnicach staromiejskich o wąskich ulicach i zróżnicowanej wysokości budynków.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Influence of irregular terrain on tropospheric propagation. CCIR, Program Studiów 1—1A/5. New Delhi, 1970.
2. Results of propagation measurements in large cities. CCIR, Doc. V/99 (Italy), Period 1963÷1966.
3. VHF and UHF propagation curves for the frequency range from 30 MHz to 1000 MHz. CCIR, Zalecenie 370—1 New Delhi, 1970.
4. Propagation statistics applied to broadcasting and mobile services on frequencies from 30 to 1000 MHz. CCIR, Sprawozdanie 239—2. New Delhi, 1970.
5. Kühn U.: Die Höhenabhängigkeit der Feldstärke im Bereich der Dezimeterwellen in den unteren 10 m im Gelände und in Städten. Technische Mitteilungen RFZ, Jg. 8, Juni 1964 N. 2.
6. UHF propagation curves for the frequency band 450 MHz to 1000 MHz — Broadcasting and mobile services. CCIR, Doc. V/22 (Japan), Period 1966—1969.
7. Thiessen P.: Über den Einfluss der Geländebeschaffenheit auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Bereich IV. Rundfunktechnische Mitteilungen. Jg 8, N. 1, 1964.
8. Attenuation produced by the general roughness of the ground generally termed „terrain factor”. CCIR, Doc. V/24, Period 1963—1966 FR Germany.
9. Ogulewicz S.: Wpływ zabudowy miejskiej na wskaźniki rozkładu natężenia pola w IV zakresie częstotliwości przy małych kątach elewacji. Sprawozdanie nr 70623. Wyd. Wewn. II., 1969.
10. Head H.T., Preshold O.L.: The Measurement of Television Field Strength in the VHF and UHF Bands. Proc. IRE 48, No 6, June 1960.
11. Thiessen P.: Höhengewinn von Empfangsantennen in Bereich IV bei horizontaler Polarisation. Rundfunktechnische Mitteilungen, 3/1959.
12. Propagation statistics applied to broadcasting and mobile services on frequencies from 30 to 1000 MHz. — Factors affecting the reception of broadcasting signals in the VHF bands. CCIR, Doc. V/7, (United Kingdom) 1966—1969.
13. Measurement of field strength for VHF (metric) and UHF (decimetric) broadcast services, including television. CCIR, Sprawozdanie 228-1, New Delhi, 1970.
14. VHF and UHF propagation curves for the frequency range 40 Mc/s to 1000 Mc/s. Broadcasting and Mobile Services. CCIR, Doc. V/9. (United Kingdom), Period 1963—1966.
15. Relative effectiveness of indoor and roof-top television reception. New York city UHF Television Project. CCIR, Doc. V/2, (USA), Period 1963—1966.
16. Influence environmental clutter surroundings on the propagation of broadcasting waves in the VHF and UHF bands. Propagation statistics applied to broadcasting services in urban areas. CCIR, Doc. V/23, (Japan), Period 1966—1969.

*C. Огулевич*

## РАСПРОСТРАНЕНИЕ ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН В ГОРОДСКИХ РАЙОНАХ

### Резюме

Исследования проводились с точки зрения планирования сетей радио-диффузионных служб (главным образом телевидения) для определения коррекционных коэффициентов к обзывающим кривым МККР.

Результаты статистических измерений, собранные в районах крупного города, сравнено с данными, полученными расчетными методами для принятого опытного образца, в которых не учитывалось влияние среды окружающего города. Полученное этим способом затухание принимаемого сигнала на высоте 10 м над уровнем земли представлено, в зависимости от густоты застройки в окружающей среде измерительного пункта, в виде коэффициента поверхностной густоты застройки.

Результаты измерений, проводимых свыше крыш домов (в типичном положении наружных антенн), использовано для определения регрессии напряженности поля относительно высоты положения антенны или ее высотного выигрыша в случае положения антенны свыше 10 м.

Предлагается различать характеристики напряженности поля в функции распределения высоты зданий для разных типов стойки, а именно для городской застройки: традиционной плотной и современной свободной.

Определено тоже функции разброса величин измеряемой напряженности поля на разных высотах.

В виде добавочной темы, проведено тоже несколько серий измерений, проводимых вдоль улиц на высоте приемных антенн в 3 м. Эти данные использовано для определения высотного выигрыша в случае антенн, положенных на высоте 3—10 м.

Полученные результаты указывают не целесообразность модификации величин, рекомендуемых МККР в случае их применения в районах крупного города.

*S. Ogulewicz*

## UHF WAVE PROPAGATION IN URBAN AREAS

### Summary

The aim of the research, carried out from the point of view of planning broadcasting networks chiefly — television networks, is to define some corrective factors to the CCIR propagation curves, recommended at present. The results of statistical measurements, collected in different sectors of a big city, are compared with data obtained by mathematical methods for the adopted experimental model in which the influence of the surrounding city areas has been disregarded. The attenuation thus found of the signal received at the height of 10 m is presented in function of the building density of the area surrounding the measurement point, as taken from the city plan, and expressed as a coefficient of the surface building density.

The results of the measurements carried out on the roof-top levels (in sites typical for installation of receiving aeriels) were used to define the statistical dependence of field strength values and the height of measuring sites, as well as of the height gain factor for heights greater than 10 meters above ground level. A proposal is made to differentiate the field strength characteristics in

function of the type of the area build-up, characterized by the disposition of buildings of various heights. Two types of architecture were distinguished, namely the traditional dense architecture and the modern loose one.

The site variation factor of the measured field strength values for different heights is also defined. In addition, the results are given of a series of measurements carried out along the streets at the height of receiving aerials of 3 m. These data have been used to determine the height gain factors for aerials installed at the levels between 3 and 10 meters. The results obtained suggest the advisability of modification of the recommended CCIR propagation curves if they are to be applied to field strength measurements in different sectors of a big city.

*S. Ogulewicz*

## PROPAGATION DES ONDES DÉCIMÉTRIQUES DANS LES TERRITOIRES DE VILLE

### R é s u m é

Les recherches concernant la planification des réseaux du service de radiodiffusion (surtout celui de télévision) avaient pour le but la détermination des coefficients de correction pour les courbes de propagation recommandées actuellement par le CCIR. Les résultats des mesures statistiques, prises dans divers secteurs d'une grande ville, sont comparés aux valeurs obtenues au moyen de méthodes de calcul du modèle expérimental accepté, dans lequel l'influence de l'ambiance de la ville est omise. L'affaiblissement du signal reçu ainsi à la hauteur de 10 m a été présenté en fonction de l'épaisseur de construction dans l'entourage du point de mesure, déterminée d'après le plan de la ville et exprimée par le coefficient d'épaisseur de surface.

Les résultats des mesures prises au-dessus des toits des maisons (à la hauteur typique pour les antennes de réception) sont mis en profit afin de déterminer la régression de l'intensité du champ par rapport à la hauteur du point de mesure et afin de déterminer les gains de la hauteur dans le cas où celle-ci dépasse les 10 mètres. On a proposé de discerner les caractéristiques du gain de l'intensité du champ en fonction de la distribution des hauteurs des maisons pour divers types de construction, c'est à dire de discerner deux types de construction de ville: construction traditionnelle groupée et construction moderne, discontinuée.

On a aussi déterminé la fonction de dispersion des valeurs de l'intensité du champ mesurées à diverses hauteurs. Au surplus on a aussi exécuté une série de mesures le long des rues, à la hauteur des antennes de réception — 3 m. Ces résultats sont mis à profit afin de déterminer le gain de hauteur des antennes situées à la hauteur de 3 à 10 m. Les résultats obtenus montrent l'opportunité de la modification des valeurs recommandées par le CCIR dans le cas de leur utilisation dans les secteurs d'une grande ville.

*S. Ogulewicz*

## DEZIMETERWELLENAUSBREITUNG IN STÄDTISCHEN GEBIETEN

### Z u s a m m e n f a s s u n g

Die vom Gesichtspunkt der Netzplanung der Rundfunkdienste (hauptsächlich des Fernsehdienstes) geführten Untersuchungen haben die Auswertung der Korrektionskoeffizienten für die gegenwärtig empfohlenen CCIR — Kennlinien bezweckt. Die statistischen, in grosstädtischen Bezirken angenommenen Messwerten wurden mit den mittels Berechnungen erhaltenen Wer-

ten verglichen, die für ein Experimentalmodell geltend waren, in dem der Einfluss der umfassenden Stadt vernachlässigt worden ist. Die auf diese Weise ausgewertete Dämpfung des auf der Höhe von 10 m empfangenen Signals wurde in Abhängigkeit von der Gebäudedichte in der Umgebung des Messpunktes dargestellt, die dem Stadtplan entnommen und in der Form des Koeffizienten der Flächendichte ausgedrückt wurde.

Die Ergebnisse der über den Dächern durchgeführten Messungen (in typischen Einsatzpunkten von Empfangsantennen) wurden zur Auswertung der Regression der Feldstärke gegenüber der Höhe des Messpunktes und den Höhengewinn für den Höhenbereich über 10 m ausgenutzt. Man hat auch eine Unterscheidung von Gewinnkennlinien in Abhängigkeit von dem mit der Verteilungsfunktion der Gebäudenhöhe gekennzeichneten Bautyp vorgeschlagen. Man hat dabei zwei Bautypen unterschieden: zusammengedrängt — traditionell und lose — modern.

Es wurde ebenfalls eine Streuungsfunktion von Messwerten der Feldstärke auf verschiedenen Höhen ausgewertet.

Gelegentlich hat man auch eine Reihe von Messungen auf den Strassen mit der Höhe der Empfangsantenne von 3 m durchgeführt. Diese Angaben wurden zur Auswertung des Höhengewinnes im Höhenbereich von 3 bis 10 m ausgenutzt. Erhaltene Resultate scheinen die Zweckmässigkeit einer Modifizierung der von CCIR empfohlenen Werte zu bestätigen, falls diese für grossstädtische Bezirke angewandt werden.

*Krzysztof Bodzon*  
*Lucjan Gęborys*  
*Wanda Kacprowska*

## SYGNALIZACJA POZAPASMOWA W LINIACH RADIOWYCH O MODULACJI POŁOŻENIA IMPULSÓW

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 3.VI.1970 r.

W pracy omówiono problem zastosowania sygnalizacji pozapasmowej, umożliwiającej przesyłanie licznikowych sygnałów taryfikacyjnych w czasie trwania rozmowy w telefonicznych liniach radiowych o modulacji położenia impulsów.

Podano warunki, które muszą być spełnione w układach sygnalizacji pozapasmowej. Przeanalizowano zagadnienia wyboru częstotliwości generatora sygnalizacji i konieczności odpowiedniego kształtowania przesyłanych impulsów licznikowych.

W dalszej części pracy opisano zasadę działania sygnalizacji pozapasmowej, zastosowanej w tranzystorowej aparaturze wielokrotnej, wykonanej w IL.

W końcowej części pracy podano wyniki pomiarów różnych parametrów i porównano je z wymaganiami resortu łączności.

### 1. WSTĘP

Linie radiowe o modulacji położenia impulsów są wyposażone we własne krotnice o czasowym zwielokrotnieniu kanałów, dzięki którym mogą być włączone bezpośrednio do sieci telefonii naturalnej, tworząc niezależne relacje lub ogniwa w łańcuchu łączy telefonicznych. Z tego względu konieczne jest zapewnienie właściwej ich współpracy z siecią przewodową i urządzeniami komutacyjnymi przez zagwarantowanie przenoszenia sygnałów mowy i sygnalizacji w granicach dopuszczalnych zniekształceń określonych przez odpowiednie przepisy.

Ponieważ oparte na międzynarodowych zaleceniach CCIR i CCITT wymagania na parametry jakościowe łączy telefonicznych przewodowych i radiowych są takie same, przeto przesyłanie sygnałów rozmównych przez linie radiowe nie budzi zastrzeżeń. Co się tyczy sygnalizacji, to w dotychczas produkowanych systemach linii radiowych o modulacji położenia impulsów nie przewiduje się przesyłania w kanałach telefonicznych dodatkowych liniowych sygnałów w czasie trwania rozmowy, takich jak np. sygnały taryfikacyjne, potrzebne w ruchu automatycznym do zali-

czenia rozmów. W związku z tym linie te mogą być stosowane przede wszystkim tam, gdzie sygnały sygnalizacji są przesyłane tylko poza czasem trwania rozmowy, jak np. między automatycznymi centralami międzymiastowymi.

Aby stworzyć możliwości rozszerzenia stosowania tego typu linii radiowych, opracowano dla nich system sygnalizacji pozapasmowej, umożliwiającą:

- a) przesyłanie sygnałów liniowych i wybierczych poza czasem trwania rozmowy,
- b) przesyłanie sygnałów taryfikacyjnych w czasie trwania rozmowy.

Przy opracowywaniu koncepcji sygnalizacji przyjęto, że każdy kanał telefoniczny jest wyposażony w dwie żyły sygnalizacyjne: nadawczą i odbiorczą, a przekazywanie impulsów prądu stałego odbywa się przez uziemienie odpowiedniej żyły sygnalizacyjnej. Założono również, w oparciu o resortowe wymagania na tego typu linie\*), następujące wymagania na parametry transmisyjne dla sygnałów sygnalizacji:

- a) powinna istnieć możliwość sterowania nadawczych urządzeń sygnalizacji w linii radiowej za pośrednictwem żyły sygnalizacyjnej o rezystancji  $R = 0 \dots 400 \Omega$  i pojemności w stosunku do ziemi  $C = 0 \dots 0,6 \mu F$ ,
- b) w czasie trwania rozmowy powinna istnieć możliwość przesyłania sygnałów zaliczania w postaci impulsów o czasie trwania od 30 do 70 ms i częstotliwości powtarzania od 2 imp./min. do 2 imp./s; poziom psfometrycznej mocy zakłóceń przy przesyłaniu powyższych sygnałów, mierzony we własnym lub dowolnym innym kanale rozmównym, nie powinien być wyższy niż  $-65 \text{ dBmOp}$  ( $-7,5 \text{ NpmOp}$ ),
- c) poza czasem trwania rozmowy powinna istnieć możliwość przesyłania impulsów o czasie trwania  $\geq 30 \text{ ms}$ ,
- d) zniekształcenia impulsów wybierania zdalnego, zmierzone w ciągu impulsów o stosunku przerwy do zwarcia 30/30, 30/70, 70/30, 70/70 ms lub w impulsie pojedynczym o czasie trwania od 30 do 70 ms, nie powinny przekraczać  $\pm 3 \text{ ms}$ ,
- e) odbiornik sygnałów sygnalizacji pozapasmowej w linii radiowej powinien umożliwiać sprowadzenie do zera zniekształceń impulsów powodowanych przez żyłę sygnalizacyjną sterującą układy nadawcze i przez całość urządzeń linii radiowej,
- f) opóźnienie impulsów wybierania zdalnego, wnoszone przez całość urządzeń linii radiowej, nie powinno przekraczać 30 ms,
- g) poziom psfometrycznej mocy zakłóceń przy przesyłaniu w torze sygnalizacyjnym ciągu impulsów 50 ms / 50 ms, mierzony w dowolnym innym kanale rozmównym, nie powinien być wyższy niż  $-65 \text{ dBmOp}$  ( $-7,5 \text{ NpmOp}$ ),
- h) prądy rozmówne w kanale nie powinny zakłócać przebiegów sygnalizacji.

Opracowana koncepcja rozwiązania sygnalizacji uwzględnia możliwość stosowania jej w różnych typach urządzeń linii radiowych o modulacji położenia impulsów.

\*) Wymagania techniczno-eksploatacyjne na urządzenia telefonicznych linii radiowych o modulacji położenia impulsów. Wyd. Instytut Łączności, Warszawa 1966 r.

sów. Jednakże przy projektowaniu samych układów nowego systemu sygnalizacji dostosowano je do tranzystorowej aparatury wielokrotnej 6-kanalowej linii radiowej, opracowanej w Instytucie Łączności, oraz do podzespołów stojąca zakończeń kanałowych produkcji Państwowych Zakładów Teletransmisyjnych. Miało to na celu umożliwienie wykonania pomiarów i sprawdzenia realności i słuszności przyjętej koncepcji przez wykorzystanie będącej do dyspozycji Instytutu aparatury.

## 2. DOTYCHCZAS STOSOWANE SYSTEMY SYGNALIZACJI W LINIACH RADIOWYCH O MODULACJI POŁOŻENIA IMPULSÓW

W urządzeniach linii radiowych o modulacji położenia impulsów stosowane są zasadniczo dwa systemy przesyłania sygnałów sygnalizacji poza czasem trwania rozmowy, służących do zestawiania połączeń między dwoma abonentami dołączonymi do linii radiowej bezpośrednio lub za pomocą urządzeń central telefonicznych.

Pierwszy system sygnalizacji polega na przesyłaniu sygnałów za pomocą prądu przemiennego o częstotliwości  $f_s = 2280$  Hz lub innej, leżącej wewnątrz pasma rozmównego. Aparatura linii radiowej, zakończona dwutorowo, nie zawiera przy tym własnych układów sygnalizacyjnych.

Do realizacji tego systemu sygnalizacji, w zależności od rodzaju współpracy z centralą telefoniczną, potrzebne są odpowiednie translacje akustyczne. Te urządzenia sygnalizacyjne, w skład których wchodzi generatory sygnałowe, odbiorniki i zespoły przekaźnikowe, stanowią dodatkowe wyposażenie instalowane w centrali telefonicznej lub na stacji linii radiowych.

Przesyłane z centrali telefonicznej *A* impulsy prądu stałego lub prądy indukcyjne powodują wysyłanie do linii radiowej z generatora sygnałowego po żyłach rozmównych odpowiednich impulsów prądu przemiennego o przyjętej częstotliwości  $f_s$ , które po stronie nadawczej w odpowiednim modulatorze kanałowym powodują, podobnie jak prądy rozmówne, modulację położenia impulsu kanałowego. Po stronie odbiorczej impulsy prądu przemiennego o częstotliwości  $f_s$ , odtworzone w demodulatorze kanałowym, odbierane są przez selektywny odbiornik sygnałowy, a następnie po przekształceniu w zespole przekaźnikowym na impulsy prądu stałego zostają przesłane do centrali telefonicznej *B*. W przypadku bezpośrednio dołączonych do linii radiowej aparatów MB odpowiednie przekaźniki powodują impulsowe włączenie specjalnego źródła napięcia dzwonienia o częstotliwości 50 Hz na linię abonencką.

Drugi system sygnalizacji polega na przesyłaniu impulsów prądu stałego otrzymywanych z centrali telefonicznej przez powodowanie przesuwu lub zaniku impulsu kanałowego.

Przesyłane z centrali telefonicznej *A* po żyły sygnalizacyjnej impulsy prądu stałego powodują po stronie nadawczej w odpowiednim modulatorze kanałowym



przesuw ewentualnie zanik impulsu kanałowego. Po stronie odbiorczej w demodulatorze kanałowym przesuw lub zanik impulsu zostaje zamieniony przez odpowiednie przekaźniki na impulsy prądu stałego, które są przekazywane po żyłę sygnalizacyjnej do centrali telefonicznej *B*. Jest to więc system, który umożliwia linii radiowej bezpośrednią współpracę z centralami telefonicznymi o sygnalizacji dwużyłowej prądem stałym.

Przy współpracy z systemami sygnalizacji prądem przemiennym impulsy prądu przemiennego (50 lub 25 Hz) lub prądy induktorowe muszą być przekształcone w zakończeniach kanałowych linii radiowej na impulsy prądu stałego, aby spowodować w modulatorze kanałowym przesuw lub zanik impulsu kanałowego. Po stronie odbiorczej odtworzone w demodulatorze kanałowym impulsy prądu stałego powodują impulsowe włączenie źródła prądu przemiennego i odtworzenie nadanych impulsów prądu przemiennego.

W omówionych systemach sygnalizacji impulsy sygnalizacyjne, służące do zestawiania połączeń między dwoma abonentami, dołączonymi do linii radiowej bezpośrednio lub za pomocą central telefonicznych, są przesyłane poza czasem trwania rozmowy. W systemach tych nie jest możliwe przesyłanie impulsów sygnalizacyjnych w czasie trwania rozmowy, gdyż spowodowałyby jej zakłócanie.

### 3. SPECYFIKA ROZWIĄZANIA SYGNALIZACJI POZAPASMOWEJ W LINIACH RADIOWYCH

#### 3.1. Dane ogólne

Przy opracowywaniu koncepcji sygnalizacji pozapasmowej w liniach radiowych o modulacji położenia impulsów oparto się na generalnej zasadzie sygnalizacji pozapasmowej, stosowanej np. w systemach telefonii nośnej. Założono w związku z tym, że w skład wyposażenia sygnalizacji wchodzi następujące zasadnicze układy:

- generator sygnalizacji,
- układ sygnalizacji nadawczej,
- układ sygnalizacji odbiorczej.

Generator sygnalizacji jest wspólny dla wszystkich kanałów telefonicznych, natomiast układy sygnalizacji nadawczej i odbiorczej są dla każdego kanału oddzielne.

Przesyłanie sygnalizacji jest realizowane w następujący sposób: sygnał z CA w postaci impulsu prądu stałego, poprzez nadawczą żyłę sygnalizacyjną powoduje uruchomienie nadawczego układu sygnalizacyjnego i włączenie napięcia z generatora sygnalizacji do modulatora kanałowego. Proces modulacji i dalszej transmisji tego sygnału odbywa się w sposób identyczny, jak w przypadku sygnału rozmownego. Po stronie odbiorczej następuje wydzielenie napięcia sygnalizacyjnego i jego zamiana na impuls prądu stałego, doprowadzony do CA.

Przesyłanie impulsów sygnalizacyjnych poza czasem trwania rozmowy nie stanowi w zasadzie problemu, natomiast zasadnicza trudność wynika z konieczności przesyłania również sygnałów taryfikacji występujących w czasie rozmowy. Dla rozwiązania tego problemu wykorzystano fakt, że impulsy licznikowe są przesyłane w kierunku przeciwnym do kierunku transmisji impulsów wybierczych. W związku z tym w układzie nadawczym sygnalizacji możliwe było przyjęcie specjalnego układu kształtującego impulsy licznikowe, przełączanego w odpowiedni sposób w zależności od kierunku ruchu. Oznacza to jednocześnie ograniczenie zastosowania tego systemu sygnalizacji do przypadków współpracy z translacjami jednokierunkowymi.

Rozwiązanie nowego systemu sygnalizacji zostało opracowane głównie pod kątem możliwości przesyłania sygnałów licznikowych, tj. sygnałów przesyłanych w czasie trwania rozmowy.

Opracowany system sygnalizacji umożliwia dzięki temu stosowanie urządzeń linii radiowej na wszystkich odcinkach telefonicznych sieci wewnątrzstrefowych oraz w sieci międzymiastowej.

### 3.2. Częstotliwość sygnalizacji

Podstawowym problemem, występującym przy projektowaniu systemu sygnalizacji, było przyjęcie odpowiedniej częstotliwości sygnalizacji, która ze względu na przesyłanie impulsów nie tylko poza czasem trwania rozmowy, lecz także w czasie jej trwania, powinna leżeć poza pasmem rozmównym.

Wykorzystanie częstotliwości leżących poniżej pasma rozmównego byłoby możliwe przy przyjęciu bardzo małej częstotliwości (np. 25 Hz) tak, aby jej harmoniczne nie wchodziły w pasmo rozmowne. Skomplikowałoby to jednak budowę filtrów wejściowych i wyjściowych i wpłynęłoby odpowiednio na ich koszty. Poza tym obwody odbiorników sygnalizacji byłyby trudniejsze do realizacji i znacznie powiększyłyby gabaryty tych odbiorników. Z tych względów przyjęto częstotliwość leżącą powyżej pasma rozmównego.

W systemach nośnych ze zwielokrotnieniem częstotliwościowym dla układów sygnalizacji pozapasmowej przyjęto częstotliwość sygnalizacji  $f_s = 3850$  Hz. Przyjęcie analogicznej częstotliwości  $f_s = 3850$  Hz dla systemu sygnalizacji w liniach radiowych o modulacji impulsowej jest niemożliwe ze względów zasadniczych.

Jak wiadomo, w widmie impulsów o modulacji szerokości lub położenia występują, poza częstotliwościami modulującymi  $f_A$ , częstotliwości powtarzania impulsów  $f_p = 8$  kHz

i jej harmoniczne

$n \cdot f_p$  (gdzie  $n = 1, 2, 3, \dots$ )

oraz ich widna modulacyjne

$f_p \pm k \cdot f_A, 2f_p \pm kf_A$  itd. (gdzie  $k = 1, 2, 3, \dots$ ).

Warunkiem nie zniekształconej transmisji jest między innymi to, aby dolne wstęgi widma modulacyjnego  $nf_p - kf_A$  nie wchodziły w pasmo rozmówne  $300 \div 3400$  Hz. W tym celu w każdym kanale linii radiowej po stronie nadawczej stosuje się filtr dolnoprzepustowy, tłumiący częstotliwości modulujące powyżej 3400 Hz. Gdyby więc jako częstotliwość sygnalizacyjną przyjąć  $f_s = 3850$  Hz, to jej druga harmoniczna po stronie odbiorczej weszłaby jako ton kombinowany  $8000 \text{ Hz} + -2 \cdot 3850 \text{ Hz} = 300$  Hz w pasmo rozmówne, zakłócając rozmowę.

Dla uniknięcia tego zjawiska jako częstotliwość sygnalizacji dla proponowanego systemu przyjęto częstotliwość leżącą również poza pasmem i równą połowie częstotliwości powtarzania impulsów  $f_s = \frac{1}{2} f_p = 4000$  Hz. Aby jednak wskutek niestabilności generatorów nie powstały dudnienia częstotliwości  $2f_s$  z częstotliwością powtarzania impulsów  $f_p$ , częstotliwość  $f_s$  musi być zsynchronizowana z częstotliwością powtarzania impulsów  $f_p$  lub z jej krotnością  $n \cdot f_p$  (gdzie  $n = 1, 2, 3, 4, \dots$ ).

Wybór częstotliwości  $f_s = 4000$  Hz w porównaniu do stosowanej np. w systemie nośnym 3850 Hz ma podwójną zaletę. Po stronie nadawczej można uniknąć budowy specjalnego generatora o dużej stałości częstotliwości, stosując jedynie układ obniżacza częstotliwości sterowania generatorem pobudzającym o częstotliwości  $f_p$  lub  $nf_p$ , który istnieje w każdym typie linii radiowej o modulacji impulsowej. Również po stronie odbiorczej łatwiejsze jest oddzielenie częstotliwości sygnalizacyjnej  $f_s$  od maksymalnej częstotliwości modulującej  $f_A = 3400$  Hz.

### 3.3. Zerowe punkty modulacji

Ze względu na konieczność synchronizacji częstotliwości  $f_s$  z częstotliwością powtarzania impulsów  $f_p$ , jak podano poprzednio, należy zastosować układ obniżacza częstotliwości generatora pobudzającego linii radiowej.

Konieczność synchronizacji częstotliwości  $f_s$  i  $f_p$  oraz przyjęcie wspólnego generatora synchronizacji dla wszystkich kanałów powodują, że dla każdego kanału występuje inne przesunięcie fazy między napięciem  $f_s$  i  $f_p$ . Przesunięcie to jest równe sumie stałej różnicy fazy między napięciem sygnalizacji i napięciem impulsu synchronizacyjnego oraz różnicy fazy między odpowiednim impulsem kanałowym i synchronizacyjnym, zależnej od kolejnego numeru kanału. Wskutek tej różnicy fazy występuje zjawisko różnej czułości modulacji, a co za tym idzie również różnej głębokości modulacji w poszczególnych kanałach linii radiowej. W krańcowym przypadku, przy pewnym przesunięciu początkowym między napięciem sygnalizacji i impulsem synchronizacyjnym, może dla określonego kanału wystąpić tzw. zerowy punkt modulacji.

Liczba zerowych punktów modulacji zależy bezpośrednio od stosunku częstotliwości  $f_s$  i  $f_p$ . Przy przyjętej częstotliwości  $f_s = \frac{1}{2} f_p$  na jeden okres częstotliwości repetycji  $f_p$  wypada najmniejsza ich liczba, tzn. jeden punkt zerowej modulacji. Należy przy tym zaznaczyć, że czułość modulacji, jak również wielkość obszaru nierównomiernej modulacji, który istnieje w otoczeniu zerowego punktu modu-

lacji i wynosi około połowy okresu repetycji, nie zależą praktycznie od kształtu napięcia modulującego o częstotliwości  $f_s$ .

W celu uzyskania praktycznie stałej głębokości modulacji dla wszystkich kanałów linii radiowej konieczne jest, aby generator sygnalizacji miał co najmniej dwa wyjścia o wzajemnym przesunięciu napięć o  $\pi/2$ . Każde z wyjść zasila wtedy tylko połowę kanałów, niezależnie od ich liczby. Aby możliwe było kolejne zasilanie kanałów z każdego wyjścia, to jest od kanału 1 do  $n/2$  i od  $(n/2+1)$  do  $n$  (gdzie  $n$  jest liczbą wszystkich kanałów), należy odpowiednio dobrać fazę sygnału pobudzającego o częstotliwości  $f_p$  na wejściu generatora sygnalizacji.

Założone przesunięcie fazy napięć wyjściowych generatora sygnalizacji o  $\pi/2$  jest rozwiązaniem najprostszym. Możliwe byłoby również rozwiązanie, w którym generator sygnalizacji miałby większą liczbę wyjść, np. 3 lub więcej. Fazy napięć na poszczególnych wyjściach byłyby wtedy przesunięte o kąt  $\pi/3$  lub mniejszy w zależności od liczby wyjść. Równomierność modulacji byłaby wtedy lepsza, jednakże układ stałby się bardziej skomplikowany. W przypadku jednego wyjścia generatora sygnalizacji konieczne byłoby uzyskanie odpowiednich faz napięcia sygnalizacji dla poszczególnych kanałów za pomocą przesuwników kanałowych.

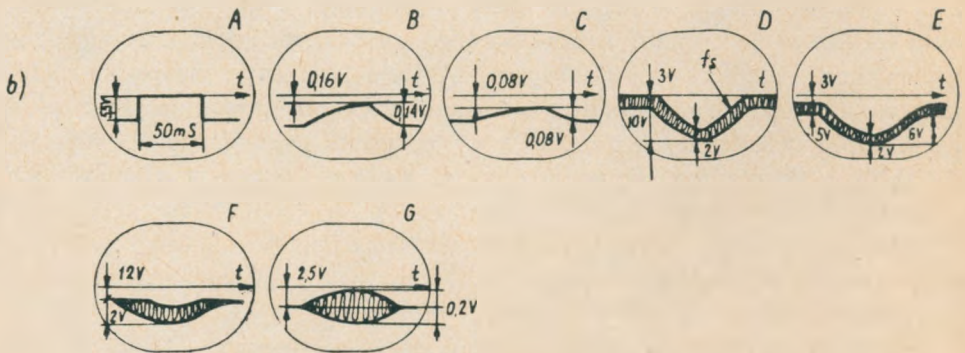
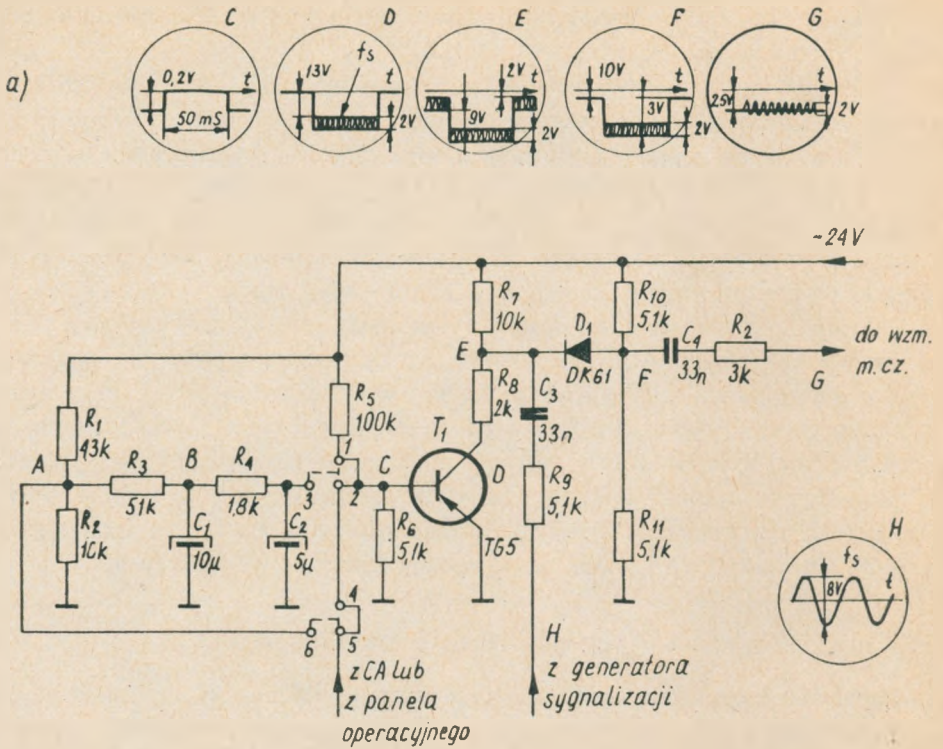
### 3.4. Nadawanie impulsów sygnalizacyjnych

Impulsy sygnalizacyjne prądu stałego z centrali telefonicznej, zgodnie z p. 3.1., są doprowadzane do układów nadawczych sygnalizacji kanałowej. Zadaniem tych układów jest zamiana otrzymywanych impulsów na odpowiednie impulsy prądu zmiennego o częstotliwości  $f_s$ . W przypadku sygnałów występujących poza czasem trwania rozmowy nadawczy układ sygnalizacyjny może być zrealizowany przez zastosowanie układu przekaźnikowego sterującego impulsami sygnalizacyjnymi źródło napięcia o częstotliwości  $f_s$ . Występujące w tym przypadku zakłócenia wskutek przesyłania impulsów o stromych zboczach (powodujących powstawanie zjawisk analogicznych do zjawisk występujących przy włączaniu i wyłączaniu układu elektrycznego) nie mają istotnego znaczenia, ponieważ występują one poza czasem trwania rozmowy.

Zakłócenia te są nie do przyjęcia przy przesyłaniu impulsów licznikowych transmitowanych w czasie trwania rozmowy. Aby impulsy te były niesłyszalne, konieczne jest zastosowanie:

- układu kształtowania impulsów prądu stałego, powodującego wskutek zmiany kształtu tych impulsów zmianę rozkładu energetycznego ich widma,
- przekaźnika elektronicznego, włączającego napięcie z generatora do modulatora kanałowego w sposób zgodny z ukształtowanymi impulsami.

Układ kształtowania impulsów powoduje powstanie zniekształceń przesyłanych impulsów. Nie ma to istotnego znaczenia przy przesyłaniu impulsów licznikowych, jest natomiast niedopuszczalne w przypadku przesyłania impulsów wybierczych. W związku z tym układ ten jest stosowany wyłącznie do transmisji impul-



Rys. 1. Schemat elektryczny układu nadawczego sygnalizacji kanałowej

a) oscylogramy napięć przy przesyłaniu impulsów wybierczych, zwarte 1—2, 4—5; b) oscylogramy napięć przy przesyłaniu impulsów licznikowych, zwarte 2—3, 5—6

sów w czasie, jak i poza czasem trwania rozmowy w kierunku przeciwnym do kierunku zestawiania połączenia.

Natomiast dla przesyłania impulsów w kierunku zgodnym z kierunkiem zestawiania połączenia, a przesyłanym wyłącznie poza czasem trwania rozmowy, układ

ten jest wyłączany i impulsy prądu stałego są doprowadzane wprost do przekaźnika elektronicznego. Powyższe rozwiązanie jest możliwe z uwagi na założenie współpracy z translacjami jednokierunkowymi, przy stosowaniu których można z góry określić kierunek zestawiania połączenia.

Przykład rozwiązania układu nadawczego sygnalizacji kanałowej oraz oscylogramy napięć występujących w zasadniczych punktach tego układu przedstawiono na rys. 1. Kształtowanie impulsów zrealizowano przez wykorzystanie układów całkujących; przekaźnik elektroniczny jest przekaźnikiem tranzystorowo-diodowym.

Impulsy prądu przemiennego o częstotliwości  $f_s$  z wyjścia tego układu są przekazywane do wzmacniacza m.cz., a następnie do układów modulacyjnych, powodując w efekcie modulację położenia impulsów kanałowych łącznie lub bez sygnałów rozmównych.

Aby prądy rozmówne o częstotliwości  $f_s$  nie powodowały zadziałania układów odbiorczych, filtr wejściowy musi odpowiednio tłumić przebiegi o częstotliwości  $f_s$  leżące w pasmie zaporowym. Wartość wymaganej tłumienności filtra dla częstotliwości  $f_s$  zależy bezpośrednio od dewiacji impulsu kanałowego modulowanego sygnałem  $f_s$  i od czułości układu odbiorczego.

### 3.5. Odbiór impulsów sygnalizacyjnych

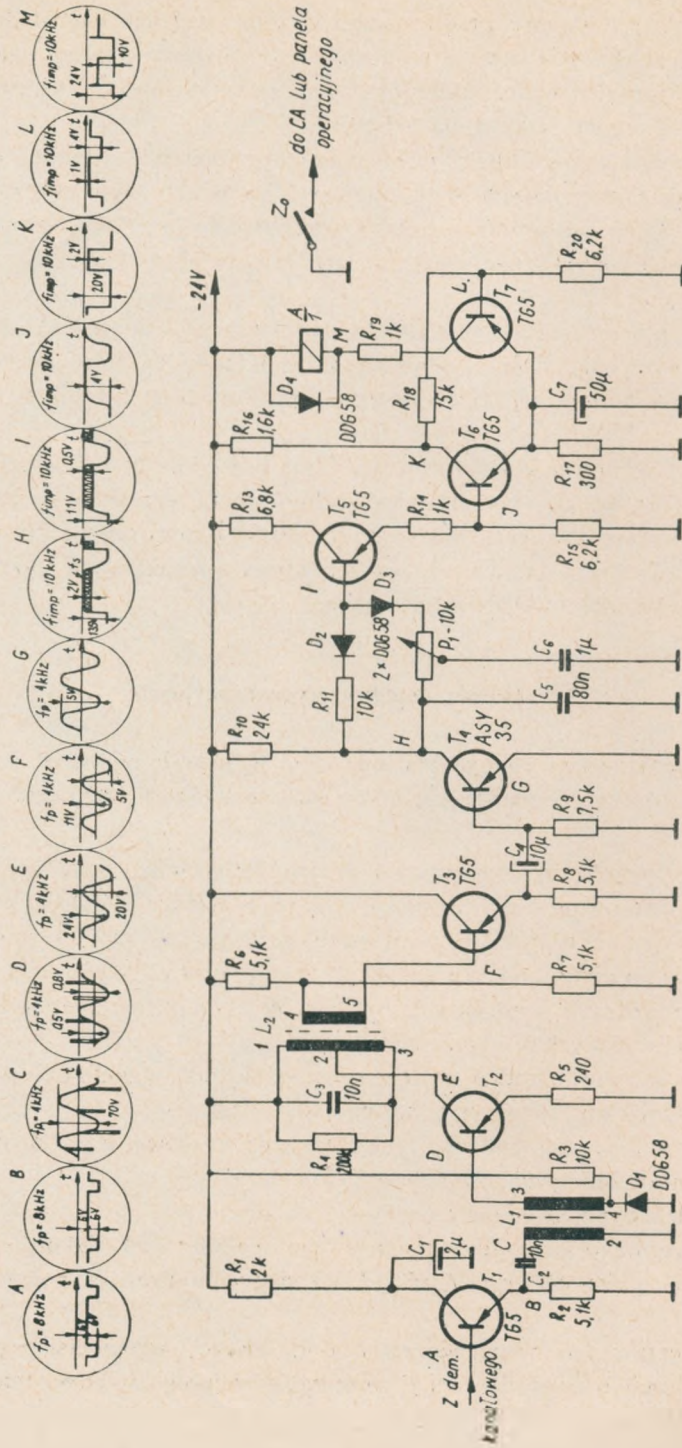
Impulsy sygnalizacyjne mogą być odebrane w sposób podobny, jak w systemach telefonii nośnej, a mianowicie przez wykorzystanie do tego celu odbiornika sygnalizacji.

Odbiornik sygnalizacji musi w tym przypadku spełniać następujące zadania:

- a) wydzielać składową o częstotliwości  $f_s$  zawartą w widmie impulsów kanałowych,
- b) wydzielone impulsy prądu przemiennego zamienić na impulsy prądu stałego i przesłać je po odbiorczej żyłce sygnalizacyjnej do centrali telefonicznej,
- c) zapewnić możliwość korekcji zniekształceń przesyłanych impulsów sygnalizacji do wartości podanych w wymaganiach.

Dla zrealizowania tych zadań zastosowano odbiornik sygnalizacji przedstawiony na rys. 2. Odbiornik ten zawiera następujące układy:

- separator, mający za zadanie uniezależnienie przebiegów w demodulatorze kanałowym od odbiornika sygnalizacji ( $T_1$ ),
- stopień selektywny, składający się:
  - a) z szeregowego obwodu rezonansowego mającego za zadanie wydzielenie napięcia o częstotliwości  $f_s$  ( $C_2, L_1$ ) z ciągu impulsów o modulowanej szerokości,
  - b) z 1-stopniowego wzmacniacza rezonansowego, wzmacniającego napięcie sygnalizacji o częstotliwości  $f_s$  oraz zapewniającego odpowiednią selektywność odbiornika ( $T_2, C_3, L_2$ ),



Rys. 2. Schemat elektryczny odbiornika sygnalizacji

- układ dopasowujący dużą impedancję wzmacniacza rezonansowego do małej impedancji następnego stopnia ( $T_3$ ),
- układ detekcyjny, mający za zadanie detekcję impulsów sygnalizacyjnych ( $T_4$ ,  $C_5$ ),
- układ kompensacji zniekształceń impulsowania umożliwiający regulację długości impulsów ( $R_{11}$ ,  $D_2$ ,  $P_1$ ,  $D_3$ ),
- stopień sterujący i przerzutnik Schmitta ( $T_5$ ,  $T_6$ ,  $T_7$ ) zawierający przełącznik, działający zgodnie z doprowadzonymi do żyły nadawczej sygnalizacji kanałowej impulsami prądu stałego.

Oscylogramy przedstawione w górnej części rysunku 2 pokazują przebiegi, występujące w poszczególnych punktach odbiornika sygnalizacji.

Aby impulsy licznikowe przesyłane w czasie trwania rozmowy były niesłyszalne, muszą być stłumione napięcia o częstotliwości  $f_s$ . Ponieważ częstotliwość ta leży w pasmie zaporowym filtra, spełnienie tego warunku nie jest trudne.

## 4. ZASADA DZIAŁANIA SYGNALIZACJI POZAPASMOWEJ

### 4.1. Sposób połączenia urządzeń linii radiowej z centralami telefonicznymi

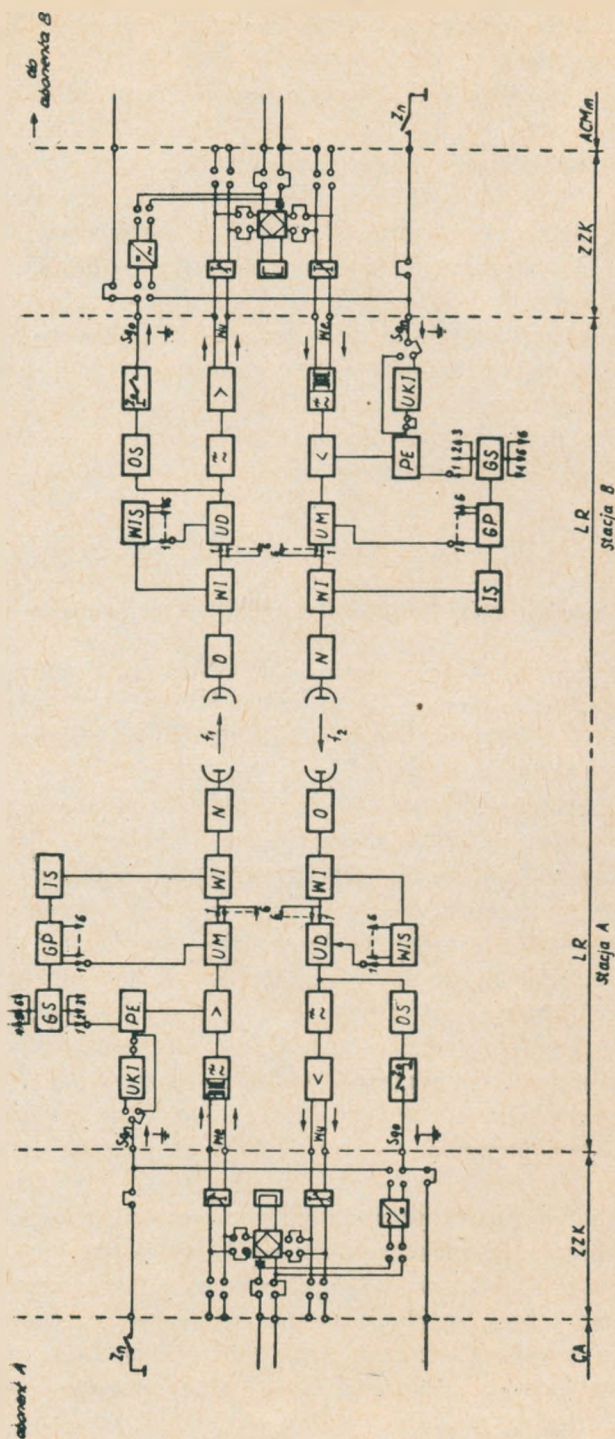
Zasadę pracy systemu sygnalizacji pozapasmowej omówiono na podstawie rozwiązania układowego, zastosowanego do aparatury 6-kanałowej linii radiowej o modulacji impulsowej, opracowanej w Instytucie Łączności i wykorzystanej do przeprowadzenia prób i pomiarów.

Na rysunku 3 przedstawiono w postaci schematu blokowego sposób połączeń stacji końcowych linii radiowej z centralami telefonicznymi poprzez zespoły zakończeń kanałowych lub bezpośrednio w układzie dwutorowym. Pokazano również możliwość realizacji różnych rodzajów pracy linii radiowej przez wykonanie odpowiednich połączeń w zespołach zakończeń kanałowych.

W celu uproszczenia rysunku przedstawiono na nim układy blokowe tylko dla jednego kanału telefonicznego dla dwukierunkowej pracy linii radiowej oraz układy centralne. Układy te, tj. generator pobudzający  $GP$ , wzmacniacze impulsów  $WI$ , wydzielacz impulsów synchronizacyjnych  $WIS$  — stanowiące podzespoły aparatury wielokrotnej oraz generator sygnalizacji  $GS$ , stanowiący część rozpatrywanego układu sygnalizacji pozapasmowej, są wspólne dla wszystkich kanałów telefonicznych.

Przedstawiono również w sposób uproszczony aparaturę wielkiej częstotliwości, tj. nadajnik i odbiornik wraz z antenami. Aby nie komplikować niepotrzebnie rysunku, nie podano na nim układów blokowych automatycznych central telefonicznych, przedstawiając jedynie symbolicznie ich współpracę z urządzeniami linii radiowej w postaci zestyku  $Zn$  uziemiającego żyłę sygnalizacyjną nadawczą  $Sg_n$ , gdyż konieczne to jest do zrozumienia zasady pracy układów sygnalizacji pozapasmowej.





Rys. 3. Schemat blokowy linii radiowej w międzymiastowym ruchu automatycznym, uwzględniającym bieżące za iczanie rozmów

$GP$  — generator pobudzający,  $GS$  — generator sygnalizacji,  $IS$  — układ wytwarzania impulsów synchronizacyjnych,  $W/I$  — wzmacniacz impulsów,  $UKI$  — układ kształtowania impulsów sygnalizacji,  $PF$  — przełącznik elektroniczny,  $UM$  — układ wytwarzania impulsu kanałowego i modulacji,  $W/S$  — wydzielnik impulsów synchronizacyjnych,  $UD$  — układ wydzielenia impulsów kanałowych i demodulacji,  $OS$  — odbiornik sygnalizacji,  $Z_h$  — zespół nadawczy,  $Z_o$  — zespół odbiorczy,  $Sgn$  — złyła sygnalizacji nadawczej,  $Sg_n$  — złyła sygnalizacji odbiorczej,  $N$  — nadajnik linii radiowej,  $O$  — odbiornik linii radiowej,  $ACMm$  — automatyczna centrala międzymiastowa,  $ZZK$  — zespół zakończenia kanałowego,  $LR$  — stacja końcowa linii radiowej

Rysunek 3 przedstawia schemat blokowy linii radiowej w relacji jednoczynkowej, dołączonej przykładowo do automatycznych central telefonicznych miejscowej i międzymiastowej w układzie jednotorowym o dwużyłowym systemie sygnalizacji prądem stałym (ziemia—ziemia). Linia ta spełnia tu rolę łącza międzycentralowego w międzymiastowym ruchu automatycznym.

Zestawienie połączeń między abonentami centrali *A* i centrali *B* odbywa się przez wysyłanie z centrali *A* sygnałów wybierczych, które za pomocą układów sygnalizacji pozapasmowej są przesyłane przez urządzenia linii radiowej i centrale międzymiastowe do centrali *B*. Proces ten odbywa się poza czasem trwania rozmowy. Po zestawieniu połączenia i zgłoszeniu się pożądanego abonenta odpowiednie urządzenie taryfikacyjne, umieszczone w międzymiastowej centrali wyjściowej, rozpoczyna wysyłanie sygnałów licznikowych, które następnie są przekazywane przez urządzenia linii radiowej za pomocą układów sygnalizacji pozapasmowej do licznika abonenta centrali *A* w celu bieżącego zaliczania należności za prowadzoną rozmowę. Sygnały licznikowe przesyłane są w czasie trwania rozmowy i nie mogą jej zakłócać.

Działanie funkcjonalne systemu sygnalizacji pozapasmowej w urządzeniach linii radiowej omówiono oddzielnie dla przesyłania tych dwóch rodzajów sygnałów sygnalizacji.

#### 4.2. Przesyłanie impulsów wybierczych

Zestawienie połączeń między abonentami dwu różnych automatycznych central telefonicznych odbywa się za pomocą impulsów wybierczych.

Podczas wybierania tarczą telefoniczną przez abonenta centrali *A* numeru abonenta centrali *B* powstają serie impulsów wybierczych, które odpowiednimi zestykami  $Z_n$  przekaźnika (rys. 3) powodują w translacji wychodzącej impulsowe uzziemianie żyły sygnalizacyjnej nadawczej  $Sg_n$ . Powstałe w ten sposób impulsy prądu stałego są przekazywane z centrali *A* po żyły sygnalizacyjnej  $Sg_n$  do układu przekaźnika elektronicznego *PE*, sterującego generatorem sygnalizacji *GS*.

Napięcie sygnalizacyjne z generatora *GS*, o częstotliwości  $f_s = 4$  kHz, sterowane tymi impulsami poprzez przekaźnik elektroniczny *PE*, jest doprowadzane do wzmacniacza kanałowego m.cz. linii radiowej. Po odpowiednim wzmocnieniu napięcie to wykorzystywane jest w układzie modulacji *UM* do modulacji odpowiedniego impulsu kanałowego napięciem o częstotliwości  $f_s$ , w analogiczny sposób, jak to ma miejsce przy modulacji sygnałem rozmównym o częstotliwości  $f_A$ , leżącym w pasmie  $300 \div 3400$  Hz.

Impulsy kanałowe, zarówno niemodulowane jak i modulowane sygnałem sygnalizacji o częstotliwości  $f_s$  lub sygnałami rozmównymi o częstotliwości  $f_A$ , są łączone we wstępnym stopniu wzmacniacza impulsów *WI* we wspólny ciąg impulsów o okresie powtarzania  $125 \mu s$ . Po dołączeniu do impulsów kanałowych impulsów synchro-

nizacyjnych, potrzebnych do zsynchronizowania przebiegów aparatury odbiorczej z przebiegami w aparaturze nadawczej, cały ciąg impulsów wzmocniony i odpowiednio ukształtowany w dalszych stopniach wzmacniacza impulsów *WI* jest następnie doprowadzony za pomocą kabla współosiowego do nadajnika w.cz.

Na stacji *B* otrzymany z odbiornika w.cz. modulowany w położeniu ciąg impulsów zostaje wzmocniony i ukształtowany we wzmacniaczu impulsów *WI*, a następnie z dwóch wyjść wzmacniacza przesłany do wydzielacza impulsów synchronizacyjnych *WIS* i do układów demodulacyjnych *UD* sześciu identycznie wykonanych demodulatorów kanałowych.

W wydzielaczu *WIS* następuje wydzielenie z całego ciągu impulsów synchronizacyjnych, które służą do wytworzenia napięcia sinusoidalnego o częstotliwości równej częstotliwości powtarzania impulsów synchronizacyjnych, tj.  $f_n = 8$  kHz. Napięcie to, odpowiednio przesunięte w czasie w sześciu przesuwnikach fazowych, jest następnie doprowadzane do układów demodulujących *UD* w poszczególnych demodulatorach kanałowych.

W układzie demodulacji na impuls przepustowy zostaje nałożony odbierany ciąg impulsów, co powoduje, że impuls danego kanału przez dodanie się do impulsu przepustowego zostaje z ciągu wydzielony. W dalszych stopniach układu demodulacji następuje zamiana modulacji położenia wydzielonych impulsów kanałowych o modulowanym położeniu na impulsy o modulowanej szerokości.

Modulowane w szerokości impulsy kanałowe są następnie doprowadzane jednocześnie do filtra dolnoprzepustowego i do odbiornika sygnałów sygnalizacji *OS*. W filtrze dolnoprzepustowym o częstotliwości granicznej 3400 Hz następuje demodulacja impulsów kanałowych modulowanych w szerokości sygnałem rozmównym do sygnału akustycznego o częstotliwości  $f_A$ . Sygnał o częstotliwości  $f_s$  nie przedostaje się jednak do wzmacniacza m.cz., ponieważ częstotliwość  $f_s$  leży w pasmie zaporowym filtra.

Podobną rolę, jaką pełni filtr dla częstotliwości rozmównych, spełnia odbiornik sygnalizacji dla częstotliwości  $f_s$ . Odbiornik *OS* ma na wejściu obwód selektywny nastrojony na częstotliwość  $f_s = 4$  kHz. Dzięki temu z widma częstotliwości impulsów kanałowych modulowanych w szerokości zostaje wybrana składowa  $f_s$  i w ten sposób zostają odtworzone impulsy sygnalizacyjne prądu przemiennego. Impulsy te po wyprostowaniu i korekcji powodują zadziałanie przekaźnika, którego zestyk odbiorczy  $Z_0$  uziemia odbiorczą żyłę sygnalizacyjną  $Sg_0$ , przekazując po niej do centrali międzymiastowej *ACMm* odtworzone impulsy prądu stałego. Impulsy te są następnie przesyłane do centrali miejscowej *B*. Odebrane w centrali *B* serie impulsów wybierczych powodują za pomocą odpowiednich organów łączeniowych zestawienie połączenia między abonentami centrali *A* i centrali *B*.

Należy tu podkreślić, że w danym kanale impulsy wybiercze i sygnały rozmówne nie są przesyłane równocześnie. W związku z powyższym istotne jest jedynie, aby impulsy te wskutek przesłuchu nie zakłócały rozmów prowadzonych ewentualnie w pozostałych kanałach.

### 4.3. Przesyłanie sygnałów licznikowych

Po zestawieniu połączenia między centralami  $A$  i  $B$  i po zgłoszeniu się abonenta centrali  $B$  rozpoczyna się bieżące zaliczanie rozmowy na liczniku abonenta, który zestawiał połączenie. W tym celu w wyjściowej ACMm odpowiednie urządzenie taryfikacyjne rozpocznie wysyłanie do liczników abonenta centrali  $A$  sygnałów licznikowych z odpowiednią częstością określoną porą dnia i strefą taryfową. Sygnały te w czasie trwania rozmowy są przesyłane z ACMm do urządzeń linii radiowej stacji  $B$  prądem stałym po żyły sygnalizacyjnej nadawczej  $Sg_n$  przez uziemienie jej zestykiem  $Z_n$ .

Otrzymane z żyły sygnalizacyjnej  $Sg_n$  (rys. 3) sygnały licznikowe są doprowadzane do przekaźnika elektronicznego  $PE$  nie bezpośrednio, jak to miało miejsce przy przesyłaniu sygnałów wybierczych, lecz przez układ kształtowania impulsów  $UKI$ , którego zastosowanie jest konieczne, aby nie zakłócać trwającej w tym czasie rozmowy. Ukształtowane odpowiednio impulsy prądu stałego są wykorzystywane, podobnie jak sygnały wybiercze, do sterowania za pomocą przekaźnika elektronicznego  $PE$  przemiennego napięcia sygnalizacji o częstotliwości  $f_s = 4$  kHz, otrzymywanego z generatora sygnalizacji  $GS$ . Powstałe w ten sposób impulsy prądu przemiennego o częstotliwości  $f_s$  i o obwiedni, odpowiadającej ukształtowanym sygnałom licznikowym, są wykorzystywane w układzie modulacji  $UM$ , analogicznie jak sygnały wybiercze, do modulacji impulsu kanałowego w danym modulatorze kanałowym. Różnica polega jedynie na tym, że modulacja impulsu kanałowego odbywa się równocześnie dwoma sygnałami, tj. sygnałem o częstotliwości  $f_s$  i sygnałem rozmównym o częstotliwości  $f_A$ .

Dalsze przesyłanie sygnałów licznikowych przez urządzenia linii radiowej odbywa się identycznie, jak w przypadku przesyłania sygnałów wybierczych, co zostało opisane w p. 4.2.

Po stronie odbiorczej sygnał zaliczania rozmowy o częstotliwości  $f_s$  zostaje, podobnie jak w przypadku sygnałów wybierczych, odebrany przez selektywny odbiornik sygnalizacji, którego obwody są nastrojone na częstotliwość  $f_s = 4$  kHz. Sygnały te po wyprostowaniu powodują zadziałanie w odbiorniku przekaźnika, którego zestyk odbiorczy  $Z_0$  uziemia odbiorczą żyłę sygnalizacyjną, przekazując po niej prądem stałym do licznika abonenta centrali  $A$  odtworzone sygnały licznikowe. Przekazywany w ten sposób ciąg sygnałów licznikowych powoduje bieżące zaliczanie rozmowy na liczniku abonenta centrali  $A$ .

Ponieważ w przypadku przesyłania sygnałów licznikowych sygnały o częstotliwości  $f_s$  i  $f_A$  występują na wejściu filtru i odbiornika sygnalizacji równocześnie, może istnieć wzajemne zakłócenie między układami sygnalizacji i układami rozmównymi w danym łączu telefonicznym i dlatego układ odbiorczy został zaprojektowany z uwzględnieniem tych niekorzystnych warunków pracy.

## 5. POMIARY TORU SYGNALIZACJI

### 5.1. Uwagi ogólne

W celu sprawdzenia zgodności parametrów toru sygnalizacji z wymaganiami przedstawionymi w p. 1 wykonano pomiary toru sygnalizacji przy wykorzystaniu do tego celu aparatury wielokrotnej 6-kanalowej linii radiowej o modulacji impulsowej.

Modulator wielokrotny połączono przewodowo z demodulatorem wielokrotnym, uzyskując w ten sposób 6 kanałów transmisyjnych, pracujących w układzie dwutorowym. Jako kanał pomiarowy przyjęto kanał trzeci. Pomiary toru sygnalizacji wykonano doprowadzając impulsy prądu stałego (potencjał ziemi) do nadawczej żyły sygnalizacyjnej modulatora kanału 3. Po stronie odbiorczej z odbiornika sygnalizacji kanału 3 otrzymane impulsy doprowadzono do odpowiednich przyrządów pomiarowych, umożliwiających wykonanie pomiarów.

Zgodnie z przyjętą koncepcją sygnalizacji pozapasmowej zbadano odpowiednie parametry toru sygnalizacji dla 2 przypadków:

- a) przesyłania sygnałów wybierczych,
- b) przesyłania sygnałów licznikowych.

Jak podano, przypadki te różnią się rozwiązaniem układu nadawczego, a mianowicie dla przypadku a) — żyła sygnalizacyjna nadawcza jest doprowadzona bezpośrednio do wejścia przekaźnika elektrycznego (baza tranzystora  $T_1$  — rys. 1), natomiast dla przypadku b) — do wejścia układu kształtowania impulsów.

### 5.2. Pomiary toru sygnalizacji przy przesyłaniu sygnałów wybierczych

W celu uzyskania połączenia przez linię radiową w kierunku zgodnym z kierunkiem zestawiania połączenia są przesyłane sygnały liniowe i wybiercze. Sygnały te są przesyłane poza czasem trwania rozmowy. W związku z tym dopuszcza się istnienie zakłóceń od tych impulsów we własnym kanale pod warunkiem, że nie spowodują one przesłuchów w innych kanałach telefonicznych; muszą natomiast być dla nich spełnione określone wymaganiami warunki na zniekształcenia.

Przy przesyłaniu sygnałów wybierczych wykonano następujące pomiary:

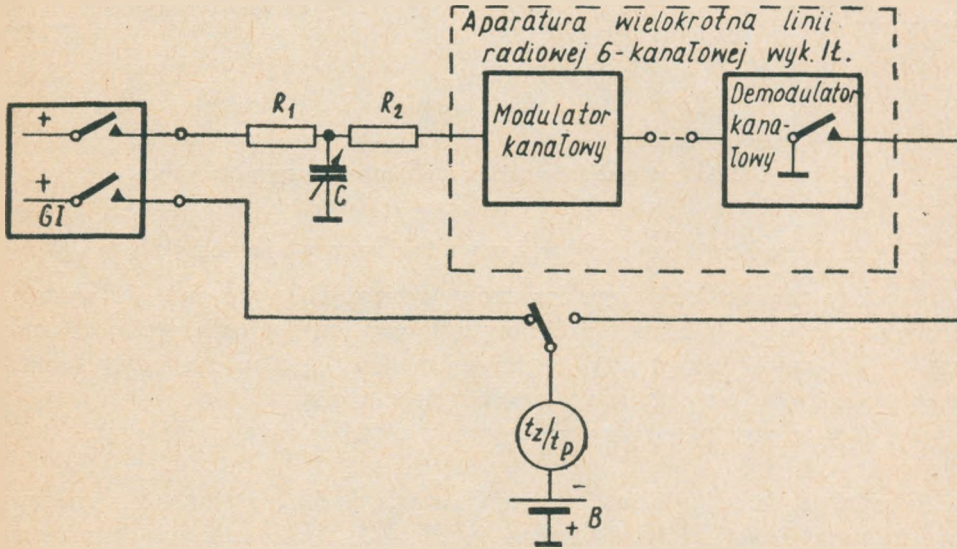
- a) zniekształceń impulsowania,
- b) zakresu kompensacji zniekształceń impulsowania,
- c) opóźnienia impulsów,
- d) zniekształceń od impulsowania w kanałach sąsiednich.

Pomiary te wykonano przy zastosowaniu układów pomiarowych, przedstawionych na rys. 4, 5, 6, i niżej wymienionych przyrządów:

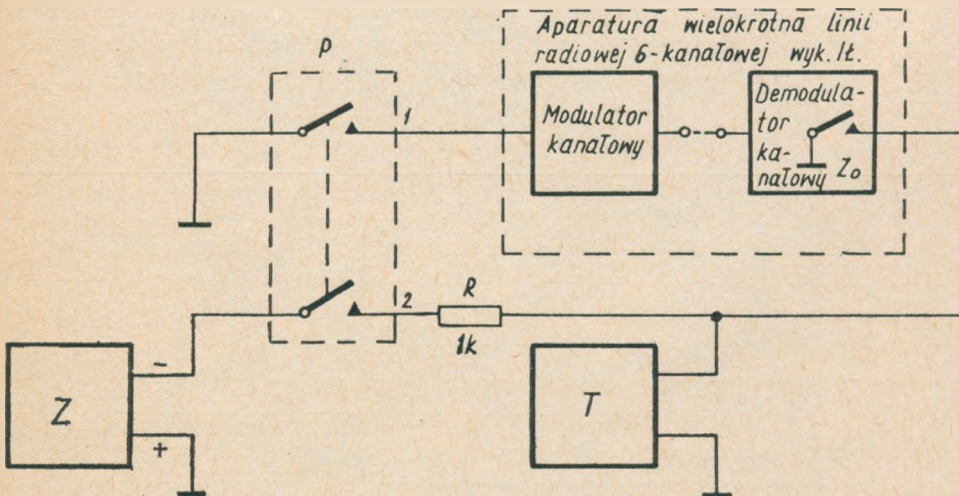
$GI$  — generatora impulsów,

$t_z/t_p$  — miernika stosunku impulsowania,

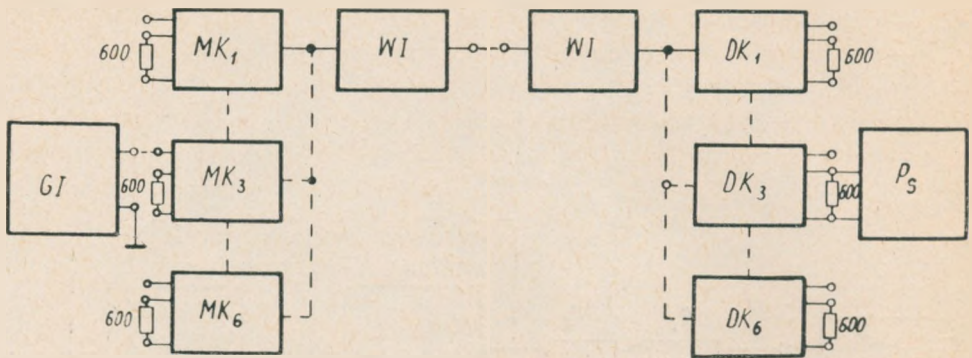
- $Z$  — zasilacza napięcia stałego,  
 $P$  — przełącznika błyskawicznego dwupozycyjnego; różnica pomiędzy czasami zwania styków 1 i 2  $\leq 1$  ms,  
 $T$  — miernika do pomiarów krótkich czasów,  
 $P_s$  — psofometru.



Rys. 4. Układ do pomiarów zniekształceń impulsowania toru sygnalizacji



Rys. 5. Układ do pomiarów opóźnienia toru sygnalizacji



Rys. 6. Układ do pomiarów zakłóceń od impulsów sygnalizacyjnych

### a. Zniekształcenia ciągu impulsów wybierczych

Pomiary zniekształceń ciągu impulsów wybierczych wykonano dla wystero-  
wania impulsowego ( $t_z/t_p$ ) w funkcji: częstotliwości impulsowania, stosunku czasu  
zwarcia do czasu przerwy, rezystancji i pojemności względem ziemi żyły sygnali-  
zacyjnej nadawczej oraz napięcia na wyjściu generatora sygnalizacji.

Pomiary te wykonano przy zastosowaniu układu pomiarowego przedstawio-  
nego na rys. 4.

Wyniki pomiarów zniekształceń impulsowania w funkcji parametrów nadaw-  
czej żyły sygnalizacyjnej przedstawiono w tabelcy 1, a zniekształcenia impulsowa-  
nia w funkcji napięcia na wyjściu generatora sygnalizacji przedstawiono w tabelcy 2.

Z przedstawionych pomiarów wynika, że:

- zmiany rezystancji żyły sygnalizacyjnej nadawczej w granicach od 0 do 400  $\Omega$   
oraz pojemności od 0 do 0,6  $\mu\text{F}$ , co odpowiada w praktycznych warunkach  
linii o długości do 10 km (tor kablowy nieupinizowany o średnicy przewodów  
1,2 mm), powodują wzrost zniekształceń sygnałów wybierczych rzędu 1 ÷ 2 ms;

Tabela 1

$t_z/t_p$	Linia sygnałowa $R (\Omega)$ $C (\mu\text{F})$	12 Hz	10 Hz	8 Hz
		$I_0 - I_n$ ms	$I_0 - I_n$ ms	$I_0 - I_n$ ms
1 : 1	$R = 0; C = 0$	-0,9	-1,0	-2,0
	$R = 400; C = 0,6 \mu\text{F}$	-1,6	-1,5	-1,2
2 : 1	$R = 0; C = 0$	+0,8	0	-0,5
	$R = 400; C = 0,6 \mu\text{F}$	+0,8	0	-1,3
4 : 1	$R = 0; C = 0$	+0,4	+2,0	+2
	$R = 400; C = 0,6 \mu\text{F}$	+2,4	+2,0	0

- obniżenie poziomu na wyjściu generatora sygnalizacji o 50% powoduje skrócenie odbieranych sygnałów rzędu 3 ms;
- zmiany częstotliwości impulsowania w granicach od 8 do 12 Hz oraz stosunku czasu zwarcia do czasu przerwy  $t_z/t_p$  od 1 : 1 do 4 : 1, przy pominięciu wpływu parametrów żyły sygnalizacyjnej nadawczej, powodują zniekształcenia rzędu  $1 \div 2$  ms.

Wyniki pomiarów wykazały spełnienie wymagań podanych w p. 1.

Tablica 2

$U_s$ V	$I_0 - I_n$ (ms)	
	10 Hz $t_z/t_p = 2 : 1$	12 Hz $t_z/t_p = 4 : 1$
nominalny		
3,0	—1	—1,1
2,26	—1	—2,1
1,50	—2,5	—3,1
0,77	próg niedziałania	próg niedziałania

#### b. Zakres kompensacji zniekształceń impulsów wybierczych

Pomiary zakresu kompensacji zniekształceń impulsów wybierczych przeprowadzono przy zastosowaniu układu przedstawionego na rys. 4 dla znamionowego napięcia na wyjściu generatora sygnalizacji  $U_s = 3$  V oraz stosunku impulsowania  $t_z/t_p = 2 : 1$  w funkcji częstotliwości impulsowania. Wyniki pomiarów wykazały, że:

Dla częstotliwości impulsowania	Zakres regulacji odbiornika wynosił
8 Hz	—8 ms ÷ +7 ms
12 Hz	—9 ms ÷ +8,5 ms
10 Hz	—9,5 ms ÷ +10 ms

tn. zakres regulacji odbiornika znacznie przewyższał zakres kompensacji zniekształceń ustalony w wymaganiach (p. 1).

#### c. Opóźnienie impulsów

Pomiary opóźnienia impulsów wykonano przy zastosowaniu układu pomiarowego przedstawionego na rys. 5.

W czasie pomiarów potencjometr  $P$  w odbiorniku (rys. 2) ustawiono w położeniu odpowiadającym zerowym zniekształceniom impulsowania (dla  $f_{imp} = 10$  Hz;  $t_z/t_p = 2 : 1$ ).

Wyniki pomiarów opóźnienia impulsów w torze sygnalizacji w funkcji napięcia  $U_s$  na wyjściu generatora sygnalizacji były następujące:



$U_s$ V	Opóźnienie ms
znamionowe	
3,0	10
2,26	11
1,50	13

W porównaniu z wymaganiami, przedstawionymi w p. 1, otrzymane wartości są 3-krotnie mniejsze. Biorąc dodatkowo pod uwagę wpływ ustawienia potencjometru  $P$  w odbiorniku sygnalizacji oraz zmiany wysterowania, uzyskuje się dla najbardziej niekorzystnego przypadku 2-krotnie mniejsze opóźnienie, niż określone w wymaganiach.

#### d. Zakłócenia od impulsów wybierczych

Pomiary zakłóceń od impulsów wybierczych wykonano za pomocą układu pomiarowego przedstawionego na rys. 6, doprowadzając do żyły sygnalizacyjnej  $k3$  impulsy z generatora impulsów. Zakłócenia od impulsowania mierzono psfometrem (z włączonym filtrem psfometrycznym CCITT i o stałej czasowej psfometru  $\tau = 200$  ms) na wyjściu kanałów telefonicznych linii radiowej, w układzie dwutorowym, na impedancji obciążenia  $600 \Omega$ , w punkcie o poziomie odniesienia  $+0,5$  Np.

Napięcie zakłóceń w danym kanale obliczono ze wzoru:

$$U_z = \sqrt{U_{zc}^2 - U_{sz}^2}, \quad \text{gdzie:}$$

$U_z$  — napięcie zakłóceń w danym kanale,

$U_{zc}$  — całkowite napięcie zakłóceń łącznie z szumami danego kanału,

$U_{sz}$  — napięcie szumów w danym kanale.

Wyniki pomiarów przedstawiono w tablicy 3.

Tablica 3

Nr kanału	Szumy psof. $U_{sz}$ mV	10 Hz; 1 : 1			12 Hz; 4 : 1		
		$U_{zc}$	$U_x$	$\frac{U_{sygn}}{U_x}$	$U_{zc}$	$U_x$	$\frac{U_{sygn}}{U_x}$
		mV	mV	dB	mV	mV	dB
1	0,55	0,6	0,25	74,5	0,65	0,35	71,3
2	0,55	0,65	0,35	71,3	0,65	0,35	71,3
3	0,50	60	60	26,6	70	70	25,2
4	0,50	0,60	0,32	71,8	0,60	0,33	71,8
5	0,65	0,70	0,32	72,0	0,75	0,38	70,5
6	0,60	0,60	0	—	0,60	0	—

Wykonane pomiary wykazały występowanie silnych zakłóceń w kanale, w którym były przesyłane sygnały wybiercze, słyszalnych w postaci trzasków. Stosunek sygnału do zakłóceń wynosi wtedy ok. 25 dB. Z uwagi na to, że w tym przypadku sygnały te są przesyłane poza czasem trwania rozmowy w danym kanale, zakłócenia te są nieistotne, jeśli nie przenoszą się jednocześnie wskutek przesłuchów do innych kanałów. Na podstawie wykonanych pomiarów można stwierdzić, że warunek ten jest spełniony, ponieważ zakłócenia w pozostałych kanałach były bardzo małe.

### 5.3. Pomiary toru sygnalizacji przy przesyłaniu sygnałów licznikowych

W kierunku przeciwnym do kierunku zestawienia połączenia przesyłane są przez linię sygnały licznikowe od 30 do 70 ms z częstotliwością od 2 imp./s do 2 imp./min. oraz impulsy liniowe — 30 ms poza czasem trwania rozmowy, zgodnie z wymaganiami podanymi w p. 1.

Przy przesyłaniu tych sygnałów wykonano następujące pomiary:

- a) zakłóceń od sygnałów licznikowych we własnym kanale i w kanałach pozostałych,
- b) zniekształceń sygnałów licznikowych i liniowych,
- c) opóźnienia sygnałów.

Pomiary te wykonano za pomocą układów pomiarowych przedstawionych na rys. 4, 5 i 6.

#### a. Zakłócenia we własnym kanale i w kanałach pozostałych

Pomiary zakłóceń od przesyłanych sygnałów licznikowych we własnym kanale ( $k3$ ) oraz kanałach pozostałych wykonano przy zastosowaniu układu pomiarowego przedstawionego na rys. 6.

Z generatora impulsów doprowadzono do nadawczej żyły sygnalizacyjnej kanału 3 impulsy o częstotliwości powtarzania 2 imp./s, o czasie trwania 30 ms i 70 ms. Napięcie zakłóceń mierzono zarówno w kanale własnym (tzn. w kanale 3), jak i w pozostałych kanałach.

Wyniki pomiarów zestawiono w tablicy 4.

Wykonane pomiary wykazały, że

- 1) podobnie jak przy pracy w kierunku zgodnym z kierunkiem zestawiania połączenia (5.2), przesyłanie impulsów w danym kanale powoduje pomijalne zakłócenia w innych kanałach  $\left( \frac{U_{sygn}}{U_z} > 70 \text{ dB} \right)$ ,
- 2) zakłócenia wywołane przesyłaniem sygnałów licznikowych w danym kanale są bardzo małe  $\left( \frac{U_{sygn}}{U_z} > 66 \text{ dB} \right)$  i nie zależą ani od czasu trwania, ani od częstotliwości tych impulsów. W związku z powyższym spełnione są podane w p. 1 wymagania na zakłócenia przy przesyłaniu impulsów licznikowych.

Tablica 4

Nr kanału	Szumy psf. $U_{sz}$ mV	2 imp./s					
		czas trwania impulsu 30 ms			czas trwania impulsu 70 ms		
		$U_{zc}$ mV	$U_z$ mV	$\frac{U_{sygn}}{U_z}$ dB	$U_{zc}$ mV	$U_z$ mV	$\frac{U_{sygn}}{U_z}$ dB
1	0,65	0,65	0	—	0,65	0	—
2	0,60	0,65	0,24	74,5	0,65	0,24	74,5
3	0,65	0,65	0,55	67,3	0,83	0,55	67,3
4	0,65	0,65	0	—	0,65	0	—
5	0,65	0,70	0,26	73,8	0,70	0,26	73,8
6	0,6	0,6	0	—	0,6	0	—

### b. Zniekształcenia impulsów

Pomiary zniekształceń impulsów wykonano przy zastosowaniu układu pomiarowego przedstawionego na rys. 4. Z generatora impulsów doprowadzono do nadawczej żyły sygnalizacyjnej *k3* impulsy pojedyncze, o czasie trwania od 41 do 530 ms. Impulsy te oraz impulsy wyjściowe (na żyłę sygnalizacyjnej odbiorczej) mierzono za pomocą miernika krótkich czasów.

Pomiary wykonano w funkcji czasu trwania impulsu dla dwóch wartości napięcia na wyjściu generatora sygnalizacji.

Wyniki pomiarów zestawiono w tablicy 5.

Tablica 5

$I_n$	ms	41	61	86	100	195	290	440	530
$I_0$ ms	$U_s = 3,0$ V	33	66	93	106	214	315	460	555
	$U_s = 2,26$ V	32	60	86	105	210	295	460	540

Z pomiarów tych wynika, że krótkie impulsy o czasie trwania 50 ms są skracane w torze sygnalizacji, natomiast impulsy dłuższe niż 50 ms są wydłużane. Zniekształcenia impulsów dłuższych niż 50 ms nie przekraczają 10% czasu trwania impulsu. Obniżenie napięcia na wyjściu generatora sygnalizacji nie zwiększa zniekształceń impulsów o czasie trwania  $< 50$  ms, a wprost przeciwnie — wpływa na ich zmniejszenie.

### c. Opóźnienie impulsów

Pomiary opóźnienia impulsów wykonano przy zastosowaniu układu podanego na rys. 5, identycznego jak w p. 5.2.

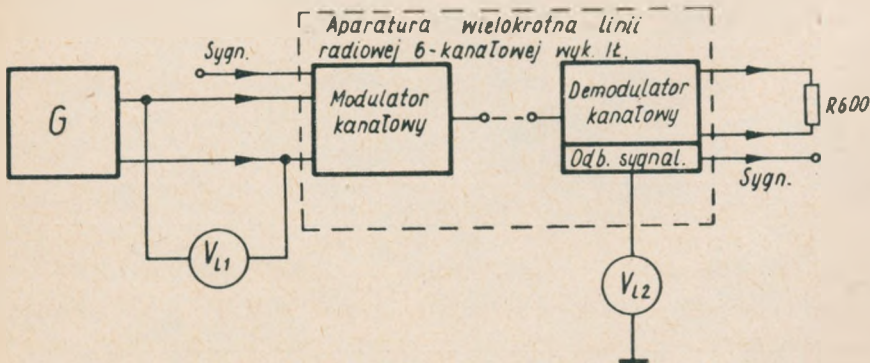
Wyniki pomiarów opóźnienia impulsów w funkcji napięcia  $U_s$  na wyjściu generatora.

$U_s$ V	Opóźnienie ms
3,0	29
2,26	34
1,50	36

Pomiary te wykazują, że wymagania dotyczące opóźnienia dla toru sygnalizacji określone w p. 1 (30 ms) dla nominalnych warunków pracy są spełnione. Jednakże, biorąc pod uwagę wpływ zmniejszeniaysterowania (obniżenie napięcia na wyjściu generatora sygnalizacji) oraz wpływ ustawienia potencjometru w odbiorniku sygnalizacji, należy liczyć się ze wzrostem opóźnienia o kilka milisekund w stosunku do danych określonych w wymaganiach.

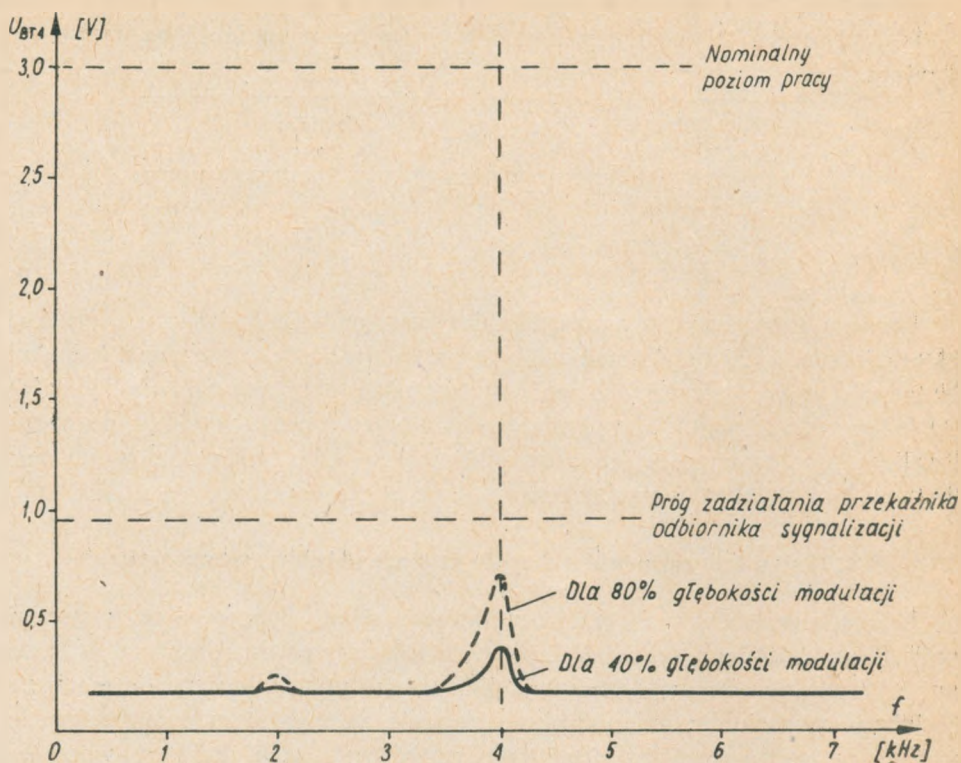
#### 5.4. Wpływ toru rozmównego kanału na pracę układów sygnalizacyjnych

Jednym z podstawowych warunków, które powinny być spełnione w systemie prawidłowo działającej sygnalizacji, jest warunek, aby prądy rozmówne w kanale nie zakłócały przebiegów sygnalizacji. Dla sprawdzenia, czy warunek ten został spełniony, wykonano pomiary wpływu napięcia na wyjściu modulatora kanałowego toru rozmównego na pracę odbiornika sygnalizacji. Pomiary wykonano przy zastosowaniu w modulatorze kanałowym filtru dolnoprzepustowego o tłumieniu 22 dB dla częstotliwości 4000 Hz, dla dwóch wartości napięć odpowiadających 40 i 80% głębokości modulacji. Układ pomiarowy przedstawiono na rys. 7,



Rys. 7. Układ do pomiarów wpływu toru rozmównego kanału na pracę odbiornika sygnalizacji

wyniki pomiarów w tabelicy 6, a charakterystykę napięcia na wyjściu części selektywnej odbiornika sygnalizacji ( $U_{B-T4}$ ) w funkcji napięcia na wejściu toru rozmównego — na rys. 8.



Rys. 8. Charakterystyka napięcia na bazie  $T_4$  odbiornika sygnalizacji w funkcji napięcia na wejściu toru rozmownego

Dodatkowo wykonano pomiary napięcia na bazie tranzystora  $T_4$  odbiornika sygnalizacji dla dwóch przypadków:

- znamionowego poziomu na wejściu odbiornika  $U_{B-T_4} = -3,0$  V,
- poziomu, przy którym zaczyna działać przekaźnik w odbiorniku sygnalizacji  $U_{B-T_4} = -0,95$  V.

Tablica 6

$f$ Hz		300	800	1000	1330	2000	3000	3400	3600
$U_{B-T_4}$ V	40% mod	0,15	0,15	0,15	0,15	0,20	0,15	0,155	0,19
	80% mod	0,15	0,18	0,18	0,18	0,3	0,15	0,17	0,27

$f$ Hz		3800	3900	4000	4200	4500	5000	10000
$U_{B-T_4}$ V	40% mod	0,25	0,30	0,37	0,15	0,15	0,15	0,15
	80% mod	0,45	0,55	0,7	0,15	0,15	0,15	0,15

Z pomiarów wynika, że odbiornik sygnalizacji spełnia warunek niedziałania od prądów rozmównych. Oznacza to, że przyjęta tłumienność filtru nadawczego dla częstotliwości  $f = 4000 \text{ Hz}$   $A_s \geq 20 \text{ dB}$  daje dostatecznie duży odstęp progu czułości odbiornika od zakłóceń, aby uniknąć niepożądanego zadziałania.

### 5.5. Wpływ dołączenia układów sygnalizacji do toru rozmównego

Dołączenie układów sygnalizacji po stronie nadawczej wskutek dodatkowego obciążenia wpływa na zmniejszenie głębokości modulacji, co objawia się obniżeniem poziomu wyjściowego sygnału rozmównego o ok. 1 dB. Dla skompensowania tego wpływu należy zwiększyć wzmocnienie wzmacniacza nadawczego.

W czasie przesyłania sygnałów licznikowych występuje wzrost tłumienia sygnałów rozmównych wskutek bocznikującego wpływu układu przekaźnika elektronicznego na wzmacniacz nadawczy. Pomiarzy wykazały, że tłumienie to wynosi 0,4 dB.

Inne parametry toru rozmównego (zniekształcenia linearne, nielinearne, przesłuchy, szumy) nie ulegają zmianie wskutek dołączenia układów sygnalizacyjnych.

## 6. ZAKOŃCZENIE

Realizacja układów sygnalizacji pozapasmowej przystosowanych do urządzeń linii radiowej, opracowanej w Instytucie Łączności, wykazała słuszność przyjętej koncepcji sygnalizacji. Wykonane pomiary wykazały, że w systemie tym jest możliwe spełnienie wymagań na parametry transmisyjne dla sygnałów sygnalizacji, założonych zgodnie z wymaganiami resortowymi na linie radiowe o modulacji położenia impulsów.

Opracowana koncepcja sygnalizacji może być zrealizowana w prosty sposób w nowo projektowanych typach linii radiowych o modulacji położenia impulsów. Ekonomiczność zastosowania tej koncepcji w gotowych urządzeniach linii radiowych zależy natomiast od typu aparatury.

Należy zaznaczyć, że koncepcja sygnalizacji pozapasmowej wynika przede wszystkim z konieczności przesyłania sygnałów licznikowych w czasie trwania rozmowy i w zasadzie powinna być stosowana w tych urządzeniach linii radiowych, gdzie ten rodzaj zaliczania jest stosowany. Jednakże zaleta sygnalizacji pozapasmowej, polegająca na eliminacji zadziałań odbiornika od sygnałów mowy, przy znacznie prostszym jego układzie elektrycznym, może uzasadniać stosowanie jej również we wszystkich innych przypadkach pracy.

*К. Бодзон  
Л. Гемборыс  
В. Кацпrowsка*

## ВНЕКАНАЛЬНАЯ СИГНАЛИЗАЦИЯ В РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ТЕЛЕФОННЫХ ЛИНИЯХ С ФАЗОИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

### Резюме

В статье рассматривается вопрос применения в телефонных радиорелейных линиях, пользующихся фазо-импульсной модуляцией, внеканальной сигнализации, способствующей передаче счетчиковых тарификационных сигналов в течение разговора.

Подано условия, которые должны обеспечиваться схемами внеканальной сигнализации. Проведено анализ выбора частоты сигнализационного генератора и анализ необходимости соответственного формирования передаваемых счетчиковых импульсов. Затем описано принцип действия внеканальной сигнализации в транзисторных устройствах уплотнения, разработанных Институтом Связи.

В последней части статьи представлены результаты измерений разных параметров и проведено их сравнение с требованиями Ведомства Связи.

*K. Bodzon  
L. Gęborys  
W. Kacprowska*

## OUT OF BAND SIGNALING IN RADIO LINK SYSTEMS WITH PULSE-POSITION MODULATION

### Summary

The paper deals with the problem of application of out of band signaling, enabling transmission of counter toll signals during calls made over telephone radio links with pulse-position modulation.

The conditions which out of band signaling sets should fulfill have been presented.

The problems of choice of signaling oscillator frequency as well as of the necessity of appropriate shaping of the transmitted counter impulses have been analysed. The functioning principles of the out of band signaling system used in the transistored multiplex set, elaborated in the Institute of Telecommunications have also been presented.

In the end part of the paper, the measuring results of different parameters have been presented and compared with values as required by the Telecommunication Administration.

*K. Bodzon*  
*L. Gęborys*  
*W. Kacprowska*

## SIGNALISATION HORS BANDE SUR FAISCEAUX HERTZIENS À MODULATION D'IMPULSIONS EN POSITION

### R é s u m é

Dans l'article on a traité le problème d'application de la signalisation hors bande permettant de transmettre les signaux de tarification au cours de conversation sur faisceaux hertziens téléphoniques à modulation d'impulsions en position.

On a présenté les conditions qui doivent être remplies dans les dispositifs de signalisation hors bande.

Le problème de choix de la fréquence du générateur de signalisation et des formes convenables des impulsions de tarification transmises a été analysé.

Ensuite on a traité le principe du fonctionnement de signalisation appliquée dans les installations multiplexes transistorisées exécutées à l'Institut des Télécommunications.

Enfin on a présenté les résultats des mesures des divers paramètres et on les a comparés avec les valeurs exigées par l'Administration.

*K. Bodzon*  
*L. Gęborys*  
*W. Kacprowska*

## AUSSERBANDRUF IN RICHTFUNKLINIEN MIT PPM

### Z u s a m m e n f a s s u n g

Im Aufsatz wurde die Frage der Anwendung des Ausserbandrufes besprochen, der die Übertragung von Gebührenzahlimpulsen während des Ferngespräches in Richtfunklinien mit Pulsmodulation ermöglicht.

Man hat die Bedingungen angegeben, die in Ausserbandrufübertragungsschaltungen eingehalten werden müssen. Die Frage der Auswahl der Frequenz des Rufgenerators und der Notwendigkeit der entsprechenden Gestaltung von übertragenen Zahlimpulsen wurde geprüft.

Im folgenden Teil der Arbeit wurde das Arbeitsprinzip des Ausserbandrufes beschrieben, das in den vom IŁ ausgeführten Transistor-Trägerfrequenzeinrichtungen angewandt worden sind.

Zum Schluss hat man die Messergebnisse von verschiedenen Kenndaten angegeben und diese mit den technischen Forderungen des von der Fernmeldeverwaltung aufgestellten Pflichtenheftes verglichen.



WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1972

Wydanie 1. Nakład 565+60 egz. Ark. wyd. 4,34. Ark. druk. 4. Oddano do składania w maju 1972. Podpisano do druku i druk ukończono w czerwcu 1972. Papier druk. sat. kl. V 70 g. 70×100 cm z Włocławka. Zam. P/25/72. K/6758.

---

Zakł. Graf. „Tamka“, Zakł. nr 1, W-wa. Zam. 511/72. A-94.

