

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

**ZESZYT 3 (5)
ROK III**

WARSZAWA 1956

NAKŁADEM PAŃSTWOWYCH WYDAWNICTW TECHNICZNYCH

Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów: *doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski, inż. Aleksy Brodowski*

Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

Adres Redakcji: Instytut Łączności, Warszawa 4, ul. Targowa 74

SPIS TREŚCI

1. *Tadeusz Tomankiewicz* — Wyniki pomiarów i obliczeń natężenia pola fali przyziemnej nad terenem niejednorodnym w okolicy Zalewu Szczecińskiego 1
2. *Stanisław Ogulewicz* — Współczynniki bezpieczeństwa przy odbiorze interferujących stacji telewizyjnych, pracujących we wspólnych lub zachodzących na siebie kanałach 25
3. *Stefan Manczarski* — Rozpraszanie fal w jonosferze i jego praktyczne wykorzystanie 43

СОДЕРЖАНИЕ

1. *Т. Томанкевич* — Результаты измерений и расчетов напряженности поля поверхностной волны над неоднородной территории в области Щетинского залива 1
2. *Ст. Огулевич* — Условия защиты от интерференции между телевизионными станциями, работающими в совместных и частично совмещающихся каналах 25
3. *С. Манчарски* — Рассеяние радиоволн в ионосфере и его практическое использование 43

SUMMARY

1. *T. Tomankiewicz* — Results of measurements and computations of the ground-wave field-strength over a inhomogeneous terrain in the area of the Bay of Szczecin 1
2. *St. Ogulewicz* — Protection ratios by the interference of television transmitters operating in common or overlapping channels 25
3. *S. Manczarski* — Wave Scattering in Ionosphere and its Practical Profits 43

RÉSUMÉ

1. *T. Tomankiewicz* — Les résultats des mesures d'intensité de champ de l'on de directe au-dessus d'un terrain non-homogene dans les environs de la baie de Stettin 1
2. *St. Ogulewicz* — Les conditions de sécurité du point de vue de l'interférence des stations de télévision travaillant dans des canaux communs et dans des canaux voisins 25
3. *S. Manczarski* — La dissipation des ondes dans l'ionosphère et son utilisation pratique 43

ZUSAMMENFASSUNG

1. *T. Tomankiewicz* — Die Ergebnisse von Messungen und Berechnungen der Bodenwellefeldstärke über inhomogenes Gelände in der Gegend des Haffs von Szczecin 1
2. *St. Ogulewicz* — Störabstände beim Empfang von interferierenden Fernsehsendern, die in denselben oder überlappenden Kanälen arbeiten 25
3. *S. Manczarski* — Streuung der elektromagnetischen Wellen in der Ionosphäre und ihre praktische Ausnutzung 43

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny *F. Bondaruk*

Korektor techniczny *H. Złobnicka*

PWT Warszawa 1956. Wydanie 1. Nakład 581. Ark. wyd. 9,8. Ark. druk. 7,65. Format B5. Papier druk. sat. kl. V, 60 g, 700 × 1000/16 prod. Zakł. Celulozowo-papierniczych im. J. Marchlewskiego we Włocławku. Rękopis oddano do składania 7. 7. 56. Podpisano do druku 5. 10. 56. Druk ukończono 12. 10. 56. Symbol 80210/INB. Cena zł 19,60.

T A D E U S Z T O M A N K I E W I C Z

621.317.35

WYNIKI POMIARÓW I OBLICZEŃ NATEŻENIA POLA FALI PRZYZIEMNEJ NAD TERENEM NIEJEDNORODNYM W OKOLICY ZALEWU SZCZECIŃSKIEGO

Rękopis dostarczono do IL 4. 10. 1955

Opisano przebieg pomiarów nateżenia pola nad terenem niejednorodnym. Pomiaru wykonano na 8 trasach, przebiegających nad lądem, zalewem i morzem. Opisano przyrząd pomiarowy, pomiar poziomej charakterystyki promieniowania, pomiar rozkładu przewodności wody zalewu i morza oraz sposób określenia rozkładu przewodności na lądzie. Wyniki pomiarów ujęto w tabelach i wykresach. Opisano także przebieg tras i omówiono przebieg pomiarów na każdej trasie. Wykonano obliczenie nateżenia pola metodami empirycznymi Millingtona i Sudy oraz metodą teoretyczną Feinberga. Przedyskutowano zgodności wyników obliczeń poszczególnymi metodami na każdej z tras oraz ich zgodność z wynikami pomiarów. Zanalizowano przydatność poszczególnych teorii dla praktyki inżynierskiej ze względu na zgodność ich z wynikami pomiarów i ze względu na ich pracochłonność.

1. WSTĘP

Teoria rozchodzenia się fali przyziemnej nad terenem niejednorodnym nie jest jeszcze obecnie na takim poziomie, aby można było obliczyć wielkość nateżenia pola w każdych warunkach, spotykanych w praktyce. Tłumaczy to stosunkowo dużą ilość spotykanych ujęć teoretycznych a także prowadzenie dużej ilości pomiarów mających na celu zebranie danych doświadczalnych. Zgodność wyników analizy teoretycznej z wynikami pomiarów decyduje o słuszności i przydatności ujęcia teoretycznego.

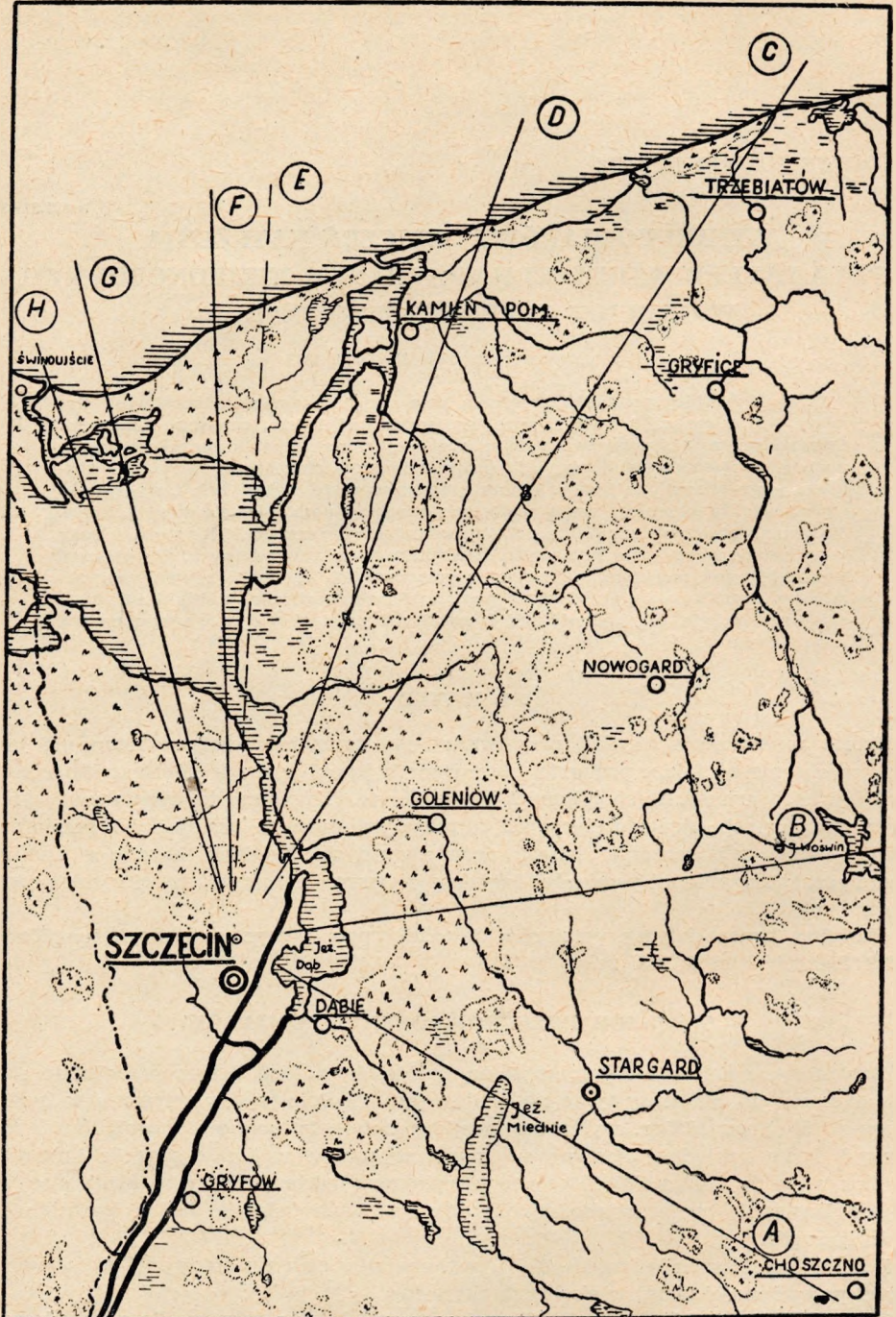
Niniejsza praca dotyczy pomiarów nateżenia pola przeprowadzonych nad Zalewem Szczecińskim w 1955 roku.

2. SPOSÓB PRZEPROWADZENIA POMIARÓW

Zaplanowano dokonanie pomiarów na 8 trasach; z tego 6 tras przebiegało nad lądem i morzem, a 2 trasy tylko nad lądem (rys. 1). Pomiaru wykonywano w trzech etapach. W lipcu 1955 r. wykonano pomiary nateżenia pola na zaprojektowanych trasach tylko na lądzie. Pomiaru na morzu wykonano w końcu sierpnia i na początku września 1955 r. W okresie tym wykonano także pomiary sprawdzające na lądzie. Następnie przeprowadzono obliczenia nateżenia pola na dwóch trasach niejednorodnych.

Pomiary na trasach lądowych A i B wykonano w celu zorientowania się w wielkości przewodności ziemi w okolicach Szczecina.

Trasy C i D przebiegają nad lądem i morzem. Są one typowe dla rozchodzenia się fal nad dwoma znacznie różniącymi się ośrodkami.



Rys. 1. Szkic tras pomiarowych

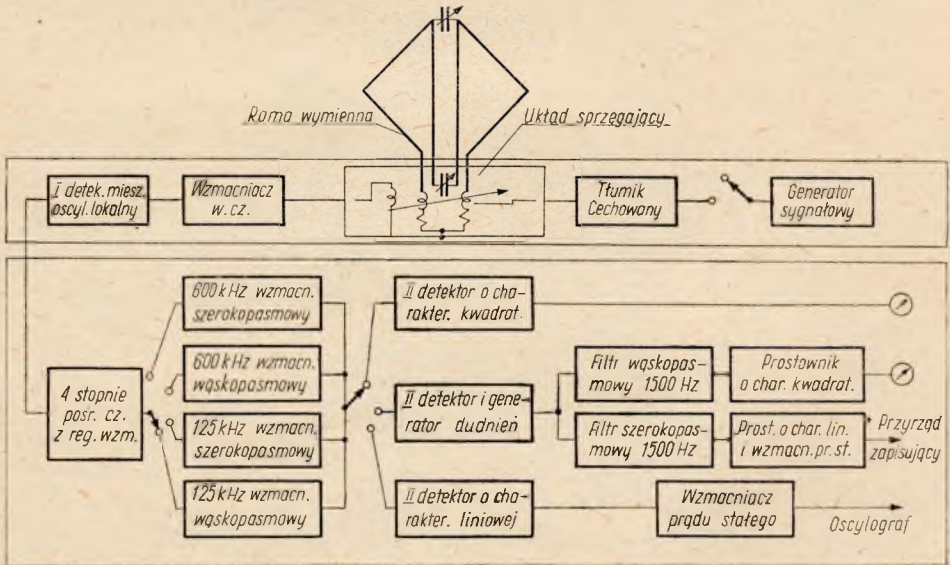
Trasa E miała dać materiał dotyczący warunków rozchodzenia się fal wzdłuż granicy łądu i wody. Ze względu jednak na bardzo trudne warunki terenowe — mokradła i bagna — nie można było dostać się w te okolice z miernikiem natężenia pola, zainstalowanym na samochodzie. Pomiarów na tej trasie nie wykonano.

Trasy F, G i H przebiegają nad łądem, następnie nad Zalewem, nad wyspą Wolin i nad morzem.

Trasy G i H przebiegają nad terenem o podobnych parametrach. Ponieważ wyniki pomiarów są bardzo zbliżone, obliczenia wykonano tylko dla trasy G.

Pomiary wykonano miernikiem natężenia pola f-my Marconi, typ TME 18. Miernik ten pracuje na zasadzie podstawienia. Składa się on z anteny ramowej, wymiennej dla poszczególnych zakresów, z woltomierza heterodynowego i generatora sygnałowego z tłumikiem, służącego jako kalibrator. Symetrię anteny uzyskuje się podzieleniem jej na dwie jednakowe części, strojone wspólnym kondensatorem. Obie gałęzie uziemione są oporami pomiarowymi około 1Ω , poprzez indukcyjności sprzęgające.

Przy pomiarze natężenia pola indukująca się w antenie ramowej SEM powoduje spadek napięcia na oporze pomiarowym, mierzony woltomierzem heterodynowym. Przez obrót anteny o 90° od położenia maksymalnego odbioru uzyskuje się wygaszenie sygnału i wprowadza na opór pomiarowy napięcie z lokalnego generatora sygnałowego, poprzez kalibrowany tłumik.



Rys. 2. Schemat blokowy miernika natężenia pola

Schemat blokowy miernika podano na rys. 2. Zakres częstotliwości przyrządu wynosi od 150 kHz do 25 MHz; czułość od $1 \mu\text{V/m}$ do 5 V/m , dokładność przy bezpośrednim odczycie 10% .

Pomiary wykonywano dla radiostacji radiofonicznej Szczecin o mocy nominalnej 50 kW i częstotliwości 1304 kHz. Wybrano tę stację ze względu na stosunkowo długi okres jej pracy w ciągu dnia i dobrą stałość mocy wysyłanej.

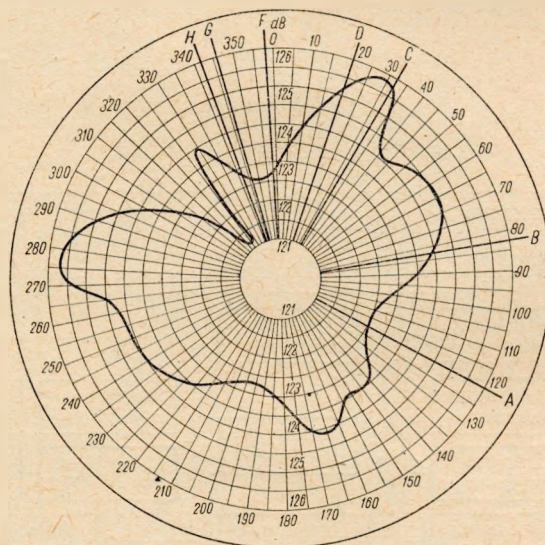
Wadą tego wyboru była synchroniczna praca tej stacji z radiostacją w Gdańsku. Wpływ Gdańska w najbardziej na wschód wysuniętych odcinkach tras, zwłaszcza

na morzu, został wyeliminowany przez dokonywanie pomiarów na tych odcinkach w czasie przedpołudniowej przerwy w programie. Pracowała wówczas tylko radiostacja w Szczecinie. Po uruchomieniu radiostacji gdańskiej stwierdzono interferencyjne wahania natężenia pola w funkcji odległości w granicach $\pm 0,5$ dB, co leży w granicach dokładności pomiaru. Tak mały wpływ przy stosowanej metodzie pomiaru wystąpił wskutek prawie prostopadłych kierunków od obu stacji w punktach pomiaru.

Drugą wadą wyboru radiostacji szczecińskiej była duża nieregularność terenu wokół anteny nadawczej oraz wpływ obcych urządzeń, znajdujących się w bezpośrednim jej otoczeniu. Uzewnętrziło się to stosunkowo dużym zniekształceniem poziomej charakterystyki promieniowania.

Wpływ tych czynników został uwzględniony przez zdjęcie tej charakterystyki. Natężenie pola mierzono miernikiem o odczycie bezpośrednim, złożonym z anteny ramowej dostrojonej do rezonansu i symetrycznego woltomierza lampowego ze wzmacniaczem prądu stałego. Charakterystykę poziomą określono mierząc natężenie pola w odległości 1370 m (około 6λ). Odległość taką wybrano ze względu na:

- konieczność wykonywania pomiarów w obszarze promieniowania,
- mały (który można pominąć) wpływ tłumienia ziemi,
- łatwość ustalenia odległości (pomiar metodą optyczną).



Rys. 3. Charakterystyka pozioma promieniowania anteny

Poziomą charakterystykę promieniowania podano na rys. 3. Całkując powierzchnię poziomej charakterystyki promieniowania obliczono średni poziom natężenia pola w odległości 1370 m, równy 123,7 dB ponad $1 \mu\text{V/m}$, co odpowiada mocy wypromieniowanej 47 kW. Na charakterystykę poziomą naniesiono kierunki tras i określono zysk kierunkowy dla poszczególnych tras. Uzyskano następujące wyniki:

w kierunku trasy C	zysk kierunkowy	$G = 2,1$ dB
„ „ D	„ „	$G = 1,5$ dB
„ „ F	„ „	$G = -0,9$ dB
„ „ G	„ „	$G = -0,9$ dB

Uzyskany zysk kierunkowy nie tłumaczy w pełni różnicy mocy wypromieniowanej, wynikającej z pomiarów i obliczeń. Dla wytłumaczenia tej niezgodności przecechowano miernik natężenia pola metodą wzorcowego pola, wytworzonego przez antenę ramową o znanym momencie. Stwierdzono, że miernik przy częstotliwości 1304 kHz wykazuje stały błąd $-3,5$ dB.

Przy wyborze tras brano pod uwagę warunki terenowe, nie tylko ze względu na rozchodzenie się fal, ale również ze względu na możliwości dojazdu do punktów znajdujących się na danych trasach.

Położenie punktów pomiarowych określano na lądzie i na Zalewie z mapy 1 : 100 000 przez porównanie z terenem. Na morzu położenie określano z kursu i odległości z logu. Korygowano oznaczenia położenia statku namiarem optycznym względnie goniometrycznym.

Przy pomiarach natężenia pola uwzględniono zalecenia CCIR nr 114. Miejsca do pomiaru na trasie obierano możliwie bez przeszkód w postaci budynków, drzew, linii energetycznych i telefonicznych, torów kolejowych itp. W miejscach, gdzie nie dało się uniknąć wyżej wymienionych przeszkód, wykonano kilka pomiarów dla oceny wpływu przeszkody. W czasie pomiaru starano się utrzymać stałą moc doprowadzoną do anteny.

Należy zaznaczyć, że zmiany mocy w granicach $\pm 10\%$ (od 45 kW do 55 kW) powodują wahania natężenia pola w granicach $\pm 5\%$, a więc poniżej dokładności miernika.

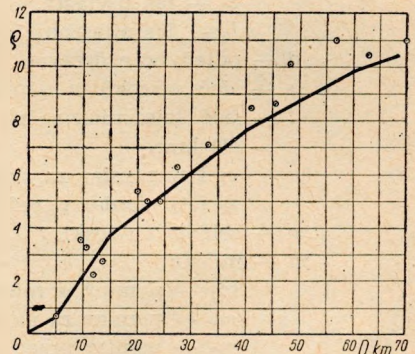
Należy również zaznaczyć, że wobec wpływów lokalnych niejednorodności terenu w kierunku poziomym oraz pionowym i wpływu zmieniającej się w czasie wilgotności dążenie do dokładności większej od 20% jest nieuzasadnione.

Wahania natężenia pola spowodowane zmianami głębokości modulacji również leżą poniżej dokładności miernika. Mimo tego wykonywano pomiary przy braku modulacji.

Przewodność wody zalewu i morza zmierzono w kilku punktach metodą mostkową na pobranych próbkach, co pozwoliło ustalić rozkład przewodności. Wyniki powyższych pomiarów wykazują wzrost przewodności na Zalewie w kierunku północnym od $\sigma = 0,037$ do $\sigma = 0,103$. Na morzu przy Świnoujściu przewodność wynosiła 0,78, natomiast na otwartym morzu przewodność utrzymywała się prawie stała, około 0,8. Przewodność podano w układzie MKS [$\Omega^{-1} \text{m}^{-1}$].

Przewodność wody w Bałtyku jest mniejsza od podawanych w literaturze średnich wartości dla wody morską otwartych; jest ona mianowicie około 4 razy mniejsza od przewodności wód oceanów.

Z przebiegu tłumienia na trasach lądowych A i B określono rząd wielkości przewodności ziemi w okolicach Szczecina. Biorąc pod uwagę wyniki pomiarów na tych trasach i uwzględniając wilgotność i rodzaj gruntu oszacowano rozkład parametrów na lądzie wzdłuż tras niejednorodnych. W celu wyznaczenia odcinków o jednakowej przewodności obliczono funkcję tłumienia i sporządzono wykres odległości liczbowej w funkcji odległości (metoda Argirowiça). Odcinki uzyskanej w ten sposób



Rys. 4. Wykres Argirowiça dla trasy D (linia łamana uwzględnia wyniki obliczenia rozkładu natężenia pola metodą Millingtona)

krzywej, którą zastąpiono linią łamaną, pozwalają na określenie odcinków trasy o jednakowych parametrach, a kąt nachylenia odcinków określa względną wielkość parametrów. Dla przykładu podano wykres $\varrho = f(D)$ dla trasy D (rys. 4). Uzyskane w ten sposób wyniki wykazują na ogół dużą zgodność z wyżej omówionym szacowaniem.

Metoda Argirowiça jest bardzo pomocna przy ocenianiu granic odcinków jednorodnych i określaniu wielkości przewodności gruntu. Ostateczne jednak określenie przewodności zostało dokonane w oparciu o przeliczenie rozkładu natężenia pola metodą Millingtona. Tak uzyskany rozkład przewodności przyjęto do obliczeń innymi metodami.

Wyniki pomiarów dla poszczególnych tras zebrano w tabl. 1÷7, w których oprócz odległości i natężenia pola podano uwagi dotyczące rzeźby terenu, jego pokrycia, rodzaju i wilgotności gruntu oraz poziomu wód gruntowych. Dane te ujęto w rubryce „opis terenu“ według załączonego do tablic wykazu oznaczeń.

Wyniki pomiarów dla wszystkich tras podano na wykresach (rys. 5÷11).

Oznaczenia rodzaju terenu

Grupa 1. Rzeźba terenu:

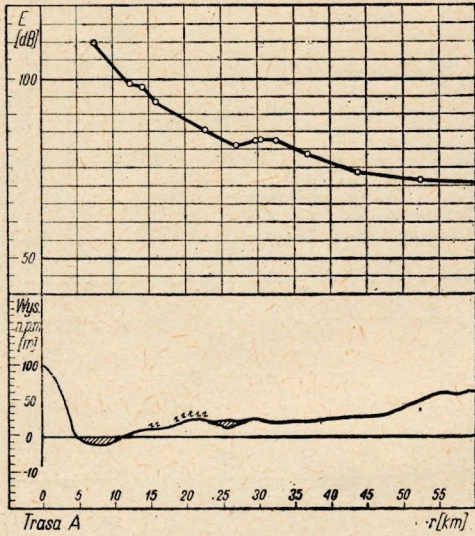
- p — płaski,
- f — falisty.

Grupa 2. Pokrycie terenu:

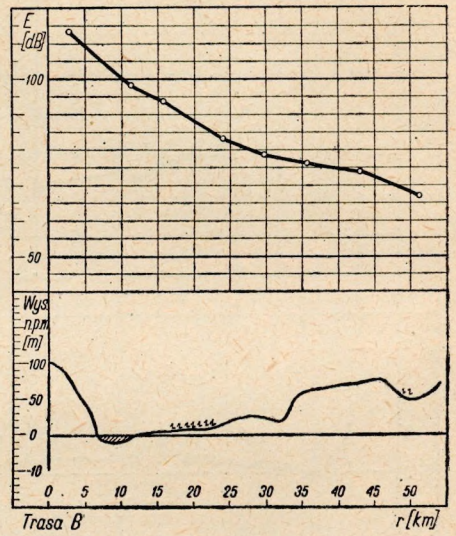
- o — teren otwarty (przestrzeń wolna od przeszkód terenowych o wysokości powyżej 1,5 m w promieniu 500 m),
- l — las:
 - l_1 — las iglasty,
 - l_2 — las liściasty,
 - l_3 — las mieszany,
- d — pojedyncze drzewa,
- s — sieć wysokiego napięcia w odległości mniejszej od 200 m,
- t — sieć telefoniczna lub niskiego napięcia w odległości mniejszej od 200 km:
 - s_1 i t_1 pomiar za siecią,
 - s_2 i t_2 pomiar przed siecią,
- w — osiedla i wioski,
- m — miasto:
 - m_1 — pomiar w mieście lub osiedlu,
 - m_2 — pomiar za miastem,
 - m_3 — pomiar przed miastem,
- h — pojedyncze zabudowania.

Grupa 3. Rodzaj gruntu:

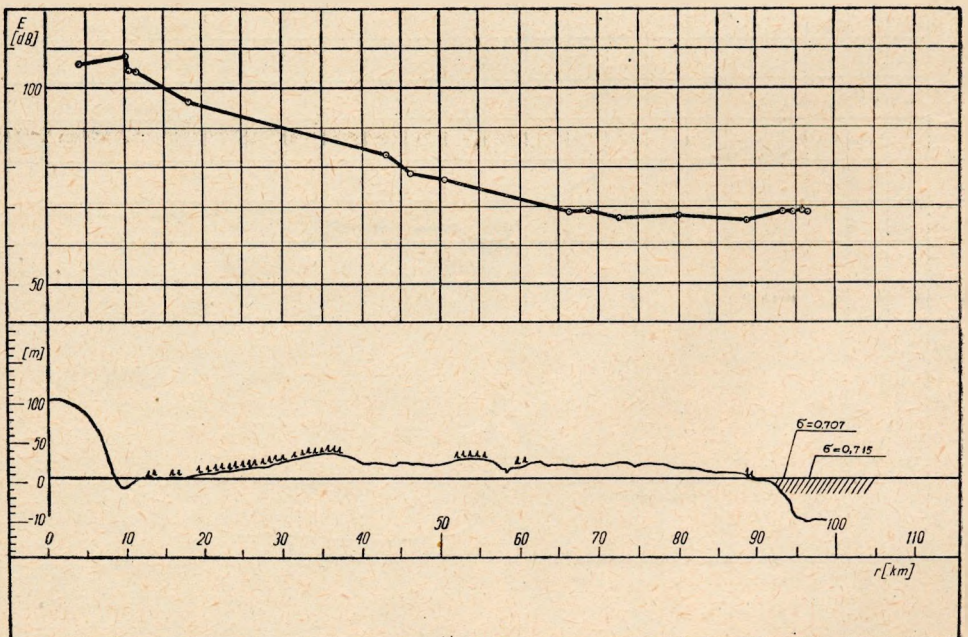
- p — piaszczysty,
- c_1 — czarnoziem ubogi,
- c_2 — czarnoziem średni,
- c_3 — czarnoziem pełny,
- g — gliniasty,
- b — bagna,
- t — torfiasty.



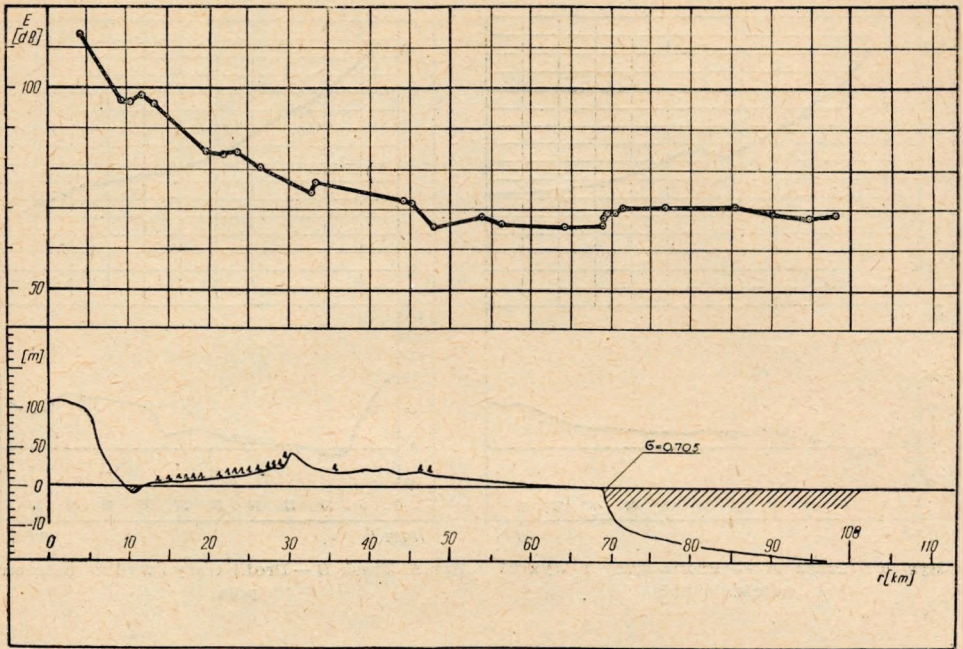
Rys. 5. Trasa A — Profil trasy i wykres natężenia pola



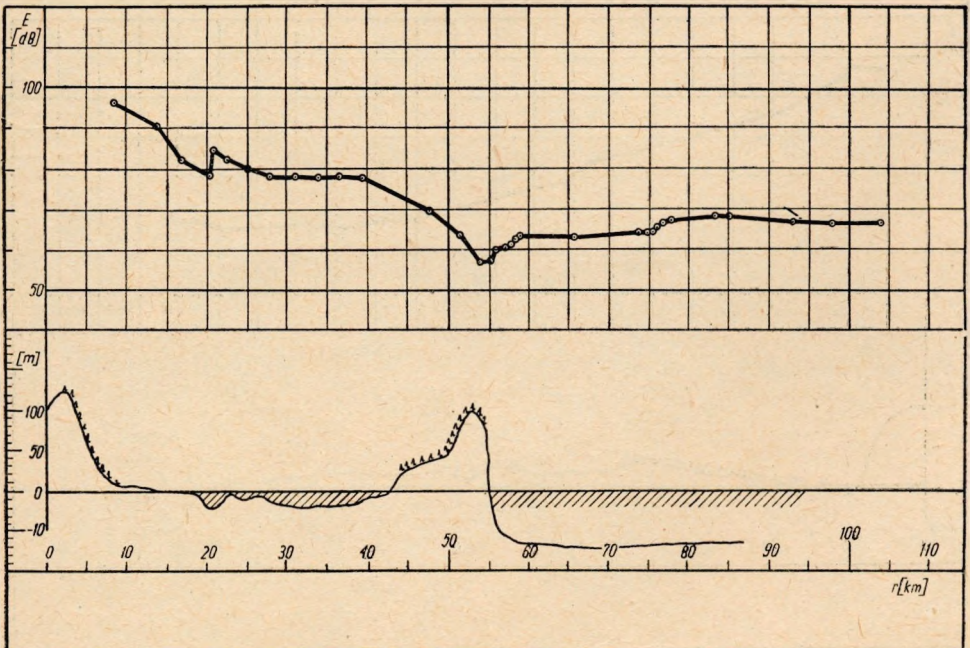
Rys. 6. Trasa B — Profil trasy i wykres natężenia pola



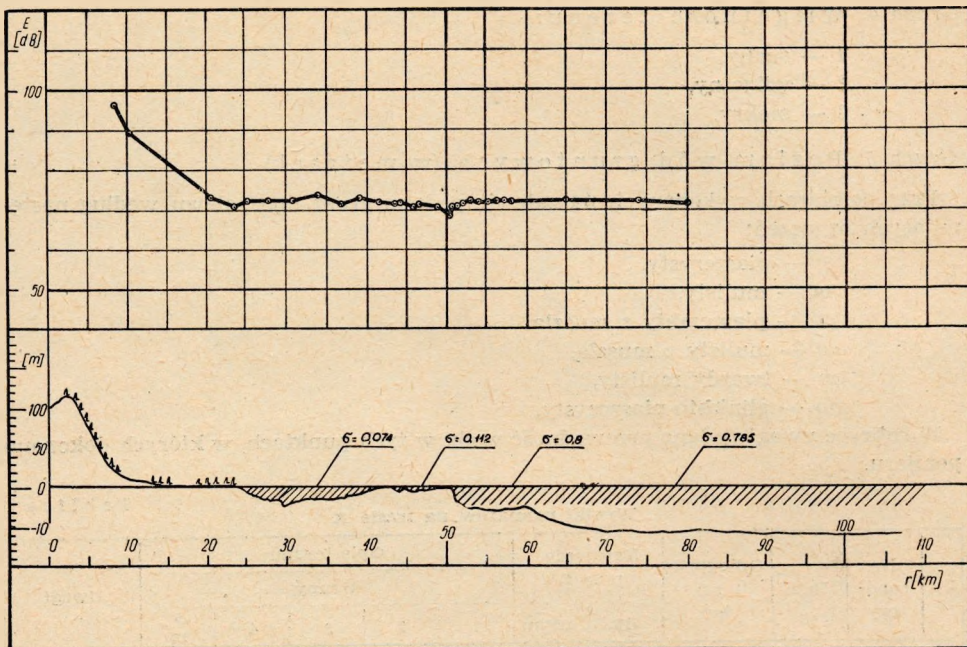
Rys. 7. Trasa C — Profil trasy i wykres natężenia pola



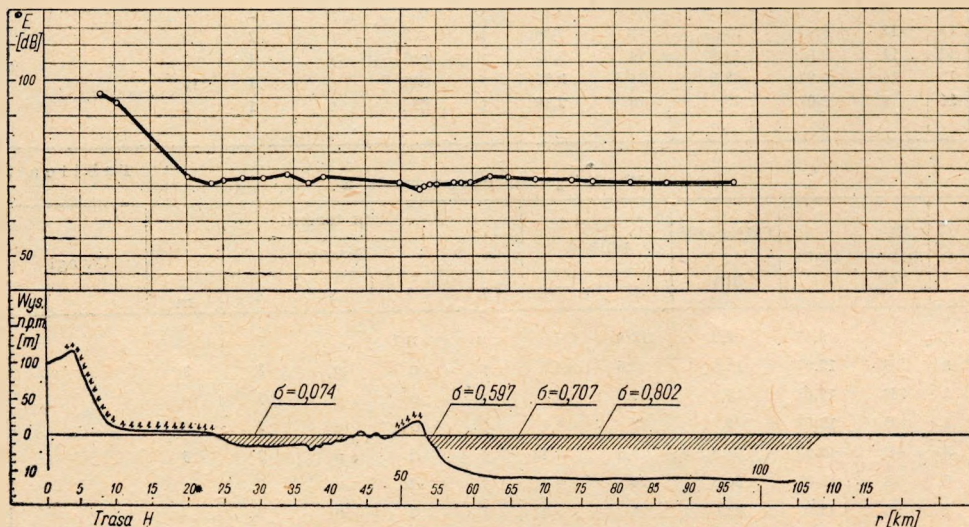
Rys. 8. Trasa D — Profil trasy i wykres natężenia pola



Rys. 9. Trasa F — Profil trasy i wykres natężenia pola



Rys. 10. Trasa G — Profil trasy i wykres natężenia pola



Rys. 11. Trasa H — Profil trasy i wykres natężenia pola

Grupa 4. Wilgotność terenu:

- 1 — suchy,
2 — wilgotny,
3 — mokry.

Grupa 5. Poziom wód gruntowych (w metrach)

Przy pomiarach wykonanych na zalewie podano grunt dna zalewu według następujących oznaczeń:

- p* — piaszczysty,
m — mulisty,
pa — piaszczysty z muszlą,
ma — mulisty z muszlą,
tm — twardy mulisty,
gp — gliniasto-piaszczysty.

W rubryce uwagi podano przewodność wody w tych punktach, w których dokonano pomiaru.

Wyniki pomiarów na trasie A

Tablica 1

Lp.	Nr roboczy	Data	Odległość <i>r</i> km	Nateżenie pola E		Opis terenu					Uwagi
				dB	mV/m	Grupy					
						1	2	3	4	5 m	
1	1	27.08	7,5	110,0		zalew		<i>p</i>			$\sigma = 0,035$
2	1	9.07	12,2	99	89,1	<i>p</i>	<i>d s1</i>	<i>c1</i>	3	1	
3	2	9.07	14,2	98	79,4	<i>p</i>	<i>d</i>	<i>c1</i>	1	3	
4	3	9.07	16,3	94	50,1	<i>p</i>	<i>d t2</i>	<i>t</i>	3	0,5	
5	4	9.07	23,0	85	17,8	<i>p</i>	<i>d s2h</i>	<i>t</i>	3	0,5	
6	5	9.07	26,2	83	14,1	<i>p</i>	<i>o st2</i>	<i>c2</i>	3	0,7	
7	6	9.07	27,3	80,5	10,6	<i>p</i>	<i>o t2w3</i>	<i>p</i>	1	2	
8	6a	9.07	29,8	82	12,5	<i>p</i>	<i>o</i>	<i>c1</i>	3	0,5	
9	7	9.07	30,5	82,5	13,3	<i>p</i>	<i>w1</i>	<i>p</i>	1	10	
10	8	9.07	32,7	82,5	13,3	<i>p</i>	<i>o</i>	<i>p</i>	1	4	
11	12	9.07	37,1	78	7,94	<i>p</i>	<i>ot2</i>	<i>p</i>	1	3	
12	11	9.07	44,0	74	5,01	<i>p</i>	<i>ot2</i>	<i>p</i>	1	3	
13	10	9.07	52,6	71	3,55	<i>f</i>	<i>dt1</i>	<i>p</i>	1	10	
14	9	9.07	75	70	3,16	<i>f</i>	<i>l2</i>	<i>p</i>	1	3	

Wyniki pomiarów na trasie B

Tablica 2

Lp.	Nr roboczy	Data	Odległość <i>r</i> km	Nateżenie pola E		Opis terenu					Uwagi
				dB	mV/m	Grupy					
						1	2	3	4	5 m	
1	F	9.07	2,8	113,0	447	<i>p</i>	<i>m1</i>				
2	2B	12.07	11,0	98,5	84,2	<i>p</i>	<i>o</i>	<i>p</i>	3	3	
3	1B	12.07	15,5	94,5	53,1	<i>p</i>	<i>o</i>	<i>p</i>	3		
4	3B	12.07	24,1	83	14,1	<i>f</i>	<i>o</i>	<i>p</i>	3	5	
5	4B	12.07	29,4	78,5	8,42	<i>f</i>	<i>d</i>	<i>p</i>	3	5	
6	5B	12.07	35,6	76	6,31	<i>f</i>	<i>dh</i>	<i>c1</i>	3		
7	6B	12.07	42,6	74	5,01	<i>p</i>	<i>d</i>	<i>c1</i>	2		
8	7B	12.07	51	66	1,99	<i>f</i>	<i>d</i>	<i>p</i>	2		

Wyniki pomiarów na trasie C

Lp.	Nr robo- czy	Data	Odległość r km	Natężenie pola E		Opis terenu					Uwagi
						Grupy					
				dB	mV/m	1	2	3	4	5 m	
1	2	27.08	9,4	105	178	zalew		p			
2	1	13.07	10	108,5	266	p	d	b	3	0	
3	2	13.07	10,4	103,5	150	p	d	b	3	0	
4	3	13.07	11,4	103,5	150	p	d		3	0	
5	109	29.08	18,2	96	63,1	p	d		3	1	
6	201	29.08	43,2	82	12,5	p	d		2	1	
7	24	13.07	46,5	78	7,94	p	o	c2	1	10	
8	202	29.08	50,4	77	7,08	f	o		2	1	
9	203	29.08	66,2	69	2,82	p	d		2	2	
10	27	29.08	69,0	66,5	2,82	f	o		2	2	
11	14	29.08	72,6	67	2,27	p	o		2	2	
12	15	13.07	80,2	67	2,27	f	o	c1	1		
13	16	13.07	89	66	1,99	p	o	p	1		
14	b	31.08	93,5	68	2,51	morze					$\sigma = 0,707$
15	c	31.08	94,4	68	2,51	„					$\sigma = 0,715$
16	f	31.08	96,6	68,8	2,76	„					
17	g	31.08	126,8	69	2,82	„					
18	k	31.08	136,6	68,4	2,63	„					
19	l	31.08	145,7	68	2,51	„					
20	m	31.08	154	67,5	2,37	„					
21	n	31.08	156,1	67	2,27	„					
22	p	31.08	163,2	66	1,99	„					$\sigma = 0,715$

Wyniki pomiarów na trasie D

Lp.	Nr roboczy	Data	Odległość r km	Natężenie pola E		Opis terenu					Uwagi
				dB	mV/m	Grupy					
						1	2	3	4	5 m	
1	E	9.07	4,3	113	447	p	m2	c2			
2	8	9.07	9,2	97	70,8	p	m3	c2			
3	3	27.08	10,1	96,5	66,8	zalew		p			$\sigma = 0,036$
4	4c	13.07	11,8	98,5	84,2	p	d	b	3	0	
5	5c	13.07	13,5	96	63,1	f	d	p	3	2	
6	107	18.07	19,5	85	17,8	p	l3	p	1	2	
7	106	18.07	21,4	84	15,8	p	d	c1	1	1	
8	209	29.08	23,2	85	17,8	p	d		2	2	
9	105	18.07	26,3	80	10	p	l3	p	1	2	
10	104	18.07	32,8	74	5,01	f	o	c1	2	1	
11	208	29.08	33,3	77	7,08	p	o	w	2	2	
12	103	18.07	44,1	72	3,98	f	o	c1	1	2	
13	207	29.08	45,1	71,5	3,76	p	o		2	2	
14	102	18.07	48,0	66	1,99	p	d	c1	2	2	
15	101	12.07	54,0	68	2,51	p	d	c1	2	2,5	
16	12	13.07	56,6	67	2,27	p	d s2t2	c1	3		
17	11	13.07	63,5	66	1,99	f	d s2	c1	1		
18	0,4	1.09	69,0	66,5	2,11	morze					$\sigma = 0,705$
19	74,5	1.09	69,2	68	2,51	"					
20	74,8	1.09	69,7	69	2,82	"					
21	75,3	1.09	70,7	69,5	2,98	"					
22	75,8	1.09	71,6	70,5	3,35	"					
23	78,7	1.09	77	70,5	3,35	"					
24	83,2	1.09	85,3	70,5	3,35	"					
25	85,7	1.09	90	69	2,82	"					
26	88,3	1.09	94,9	68	2,51	"					
27	91	1.09	98	68,5	2,66	"					

Tablica 5

Wyniki pomiarów na trasie F

Lp.	Nr roboczy	Data	Odległość r km	Natężenie pola E		Opis terenu					Uwagi
				dB	mV/m	Grupy					
						1	2	3	4	5 m	
1	305	27 08	8,4	96	63,1	p	hs2	c2		3	
2	310	27.08	13,8	90	31,6	p	d	c2		2	
3	211	27.08	16,9	82	12,5	p	o t2	c2		3	
4	312	27.08	20,2	78	7,94	p	h s2	c2		3	
5	4	27.08	20,8	84	15,8	zalew		m			$\sigma = 0,037$
6	5	27.08	22,6	82	12,5	..		p			
7	6	27.08	25,2	80	10	..		p			
8	7	27.08	27,8	78	7,94	..		p			$\sigma = 0,048$
9	8	27.08	31,3	77,5	7,5	..		pa			
10	9	27.08	34,0	77	7,08	..		m			
11	10	27.08	36,5	78	7,94	..		pa			
12	11	27.08	39,5	77,5	7,5	..		pa			$\sigma = 0,103$
13	112	18.07	47,8	69	2,82	f l1		c1	1	2	
14	111	18.07	51,7	64	1,58	f l1		c1	2		
15	110	18.07	54,2	57	0,71	f l2		c1	2		
16	45,2	1.09	55,2	57	0,71	morze					
17	44,7	1.09	56,0	60	1	..					
18	43,8	1.09	58,0	61,5	1,19	..					
19	43,6	1.09	58,4	62,5	1,33	..					
20	43,2	1.09	65,9	63	1,41	..					
21	42,8	1.09	73,4	64,5	1,68	..					
22	42,5	1.09	74,0	64,5	1,68	..					
23	42,0	1.09	74,9	64	1,58	..					
24	41,7	1.09	75,5	64,5	1,68	..					
25	41,4	1.09	76,1	65,8	1,95	..					
26	41,1	1.09	76,7	66,5	2,11	..					
27	40,6	1.09	77,6	67	2,27	..					

Tablica 6

Wyniki pomiarów na trasie G

Lp.	Nr roboczy	Data	Odległość r km	Natężenie pola E		Opis terenu					Uwagi
				dB	mV/m	Grupy					
						1	2	3	4	5 m	
1	306	26.08	8,4	96	63,1						interpol.
2	309	26.08	10,7	89	28,2						,,
3	313	26.08	20,5	73	4,47						,,
4	23	27.08	23,6	70,5	3,35		zalew		p		
5	22	27.08	25,1	72	3,98		,,		m		
6	21	27.08	27,9	73,5	4,73		,,		m		
7	20	27.08	31,0	72,5	4,22		,,		pa		
8	19	27.08	34,0	74	5,01		,,		pa		$\sigma = 0,074$
9	18	27.08	37,0	71,5	3,76		,,		p		
10	17	27.08	39,2	73	4,47		,,		p		
11	16	27.08	42,6	72	3,98		,,		gp		
12	15	27.08	43,6	71,5	3,76		,,		gp		
13	14	27.08	44,4	71,5	3,76		,,		pm		
14	13	27.08	46,0	71	3,55		,,		ma		$\sigma = 0,112$
15	12	27.08	46,7	71,5	3,76		,,		p		
16	113	18.07	49	71	3,55	p	l1		c1	1	2
17	0,2	2.09	50,4	69	2,82		morze				
18	55,3	2.09	50,8	71,5	3,76		,,				
19	55,6	2.09	51,4	71,5	3,76		,,				
20	55,8	2.09	51,8	71,8	3,89		,,				
21	56,0	2.09	52,2	72	3,98		,,				
22	56,4	2.09	52,9	72,5	4,22		,,				
23	56,9	2.09	53,8	72	3,98		,,				
24	57,7	2.09	55,3	71,7	3,85		,,				
25	58,1	2.09	56,0	72	3,98		,,				
26	58,7	2.09	57,2	72	3,98		,,				
27	60,2	2.09	58,1	71,8	3,89		,,				

Tablica 7

Wyniki pomiarów na trasie II

Lp.	Nr roboczy	Data	Odległość r km	Natężenie pola E		Opis terenu					Uwagi
						Grupy					
				dB	mV/m	1	2	3	4	5 m	
1	307	27.08	8,1	96	63,1	p	d t2	c2	—	3	
2	308	27.08	10,5	89	28,2	p	d t2	c2	—	3	
3	311	27.08	20,5	73	4,47						interpol.
4	23	27.08	23,6	70,5	3,35	zalew		p			
5	22	27.08	25,1	72	3,98			m			
6	21	27.08	27,9	73,5	4,73			m			
7	20	27.08	31,0	72,5	4,22			pa			
8	19	27.08	34,0	74	5,01			pa			
9	18	27.08	37,0	71,5	3,76			p			
10	17	27.08	39,2	73	4,47			p			
11	114	18.07	50,0	71	3,55	p	l1	c1	1	2	
12	12,4	2.09	52,8	69,7	3,11	morze					$\sigma = 0,597$
13	11,95	2.09	53,6	70	3,16						
14	11,7	2.09	54,1	70,3	3,27						
15	11,1	2.09	55,2	70,5	3,35						
16	10,0	2.09	57,3	71	3,55						
17	09,6	2.09	58,0	71	3,55						
18	08,8	2.09	59,5	71,5	3,76						
19	07,3	2.09	62,3	73	4,47						$\sigma = 0,707$
20	05,9	2.09	64,8	72,5	4,22						
21	04,0	2.09	68,4	72	3,98						
22	3001,0	2.09	74,0	72	3,98						$\sigma = 0,802$
23	99,5	2.09	76,8	71,5	3,76						
24	96,7	2.09	82,0	71	3,55						
25	93,9	2.09	87,2	71	3,55						
26	86,3	2.09	96,4	70,5	3,35						

W celu ułatwienia interpretacji wyników sporządzono profile tras. Na odcinkach lądowych i na Zalewie wysokości i głębokości odczytywano z mapy. Ze względu na dużą, rzędu kilkunastu metrów, głębokość wnikania fali w wodę słodką zbadano grunt dna zalewu. Głębokość wnikania fal na wodach morskich jest poniżej 1 m, profil więc dna morskiego praktycznie nie odgrywa roli, z wyjątkiem obszaru tuż przy brzegu.

3. OPIS TRAS I WYNIKÓW POMIARÓW

3.1. Trasa A (azymut 120°)

Radiostacja nadawcza znajduje się w terenie nieregularnym. Antena jest na wzniesieniu około 100 m nad poziomem morza i okolicznym terenem. W odległości od 4,5 km do 11 km trasa przebiega nad jeziorem Dąbie; $\sigma = 0,035$. Do 16 km teren lekko wznosi się; rodzaj gruntu — czarnoziem ubogi, wilgotny w okolicach jeziora, następnie suchy. Od 16 km do 22 km teren jest pokryty lasem iglastym na podłożu torfiastym. Następnie, do 28 km, teren jest otwarty (piaszczysty lub ubogi czarnoziem). Od 28 km do 29,8 km trasa przebiega nad jeziorem Miedwie. W pobliżu wschodniego brzegu jeziora Miedwie teren jest wilgotny. Dalej teren jest do 45 km otwarty, prawie płaski, następnie się wznosi; grunt piaszczysty, suchy.

Do około 25 km wyniki pomiarów przebiegają regularnie. W okolicy jeziora Miedwie występuje nieznaczny wzrost natężenia pola, spowodowany odcinkiem terenu o dużej wilgotności, między suchymi odcinkami terenu. W dalszym ciągu pomiary przebiegają regularnie.

3.2. Trasa B (azymut 82°)

Początek trasy jest analogiczny, jak na trasie A. Na odcinku od 5,5 km do 9,5 km trasa przebiega nad jeziorem Dąbie, następnie do 15 km nad terenem otwartym, płaskim, piaszczystym i wilgotnym. Do 22 km trasa przebiega nad lasem iglastym. Teren na całym odcinku nieznacznie się wznosi. Dalej teren jest otwarty, o większym kącie wzniesienia, z wyraźnym wgłębieniem w okolicy 30 km i 50 km. Grunt jest piaszczysty lub czarnoziem ubogi, wilgotny lub mokry.

Na całej trasie przebieg wyników pomiarów jest regularny, z wyjątkiem ostatniego pomiaru na 51 km, gdzie wystąpiło silne tłumienie, spowodowane prawdopodobnie zacięciem w zagłębieniu terenu.

3.3. Trasa C (azymut 32°)

Teren w pobliżu radiostacji, jak na trasach poprzednich. W odległości od 3,5 km do 10 km trasa przebiega nad jeziorem. Następnie do 19 km trasa przebiega nad bagnami, a do 36 km nad lasem iglastym. Do 51 km teren jest otwarty, lekko pofałdowany (czarnoziem ubogi). Po 4 km odcinku lasu, do 60 km, występuje czarnoziem średni, wilgotny, po czym teren staje się piaszczysty do 65 km, a dalej — do 75 km — występuje czarnoziem ubogi. Na następnym pięciokilometrowym odcinku teren jest lekko podmokły, ze zmniejszającym się stopniem wilgotności. Wyniki pomiarów na całej trasie przebiegają regularnie. Ponieważ przy pomiarach dokonywanych w lesie uzyskiwano znacznie mniejsze natężenia pola niż w odpowiednich punktach w terenie otwartym, zrezygnowano z tych pomiarów, co jest powodem ich braku na odcinku od 15 km do 40 km i od 50 km do 65 km. Przy

przejściu nad morze przebieg natężenia pola jest także regularny. Występuje wzrost natężenia pola o 3 dB, następnie na odległości do 70 km od brzegu natężenie pola utrzymuje się prawie stałe, po czym zaczyna nieznacznie maleć.

3.4. Trasa D (azymut 20°)

Teren w pobliżu radiostacji, jak na trasach poprzednich. Na odcinku 9,6 km do 11 km trasa przebiega nad jeziorem Dąbie. Następnie do 15 km teren jest otwarty i bagnisty; dalej — do 18 km — teren jest bagnisty i zalesiony, a do 28 km teren jest pokryty odcinkami lasu o małej wilgotności. Następnie do 40 km teren jest otwarty, przy czym występuje czarnoziem ubogi i suchy. Do 49 km teren jest nadal otwarty o czarnoziem ubogim i wilgotnym. Od 49 km do 60 km, przy terenie nadal otwartym, mamy czarnoziem ubogi i suchy, a od 60 km do 69 km grunt bagnisty. Od 69 km trasa przebiega nad morzem.

Pomiary w odległości 9,2 km oraz 10,1 km (na jeziorze) wykazują duże tłumienie. Jest to spowodowane prawdopodobnie nieregularnością terenu; występuje mianowicie zacienienie grzbietem wzniesienia, na którym znajduje się radiostacja. Następnie tak na lądowym, jak i morskim odcinku trasy, wyniki pomiarów mają przebieg regularny.

3.5. Trasa F (azymut 358°)

Teren w pobliżu radiostacji, jak na trasach poprzednich. Następnie teren jest zalesiony, przy czym występuje czarnoziem średni, suchy. Od 20 km do 43 km trasa przebiega nad Zalewem Szczecińskim. Średnia głębokość Zalewu wynosi około 2 m. Miejscami głębokość dochodzi do 5 m. Dno jest piaszczyste lub piaszczyste pokryte muszlą. W obszarze kanału morskiego występuje zamulenie. W środkowym odcinku Zalewu trasa przebiega równoległe do bliskiego brzegu.

Na podstawie pomiarów przewodności wody Zalewu podzielono Zalew na 3 odcinki:

od 20 km do 25 km	$\sigma = 0,037$
od 25 km do 35 km	$\sigma = 0,048$
od 35 km do 43 km	$\sigma = 0,103$

Od 43 do 55 km trasa przebiega nad wyspą Wolin, pokrytą lasem iglastym na podłożu piaszczystym. Przy przejściu nad morze, na 55 km występuje wyraźny uskok terenu o wysokości około 100 m.

Wyniki pomiarów na początku trasy mają przebieg regularny. Na 20,8 km (pomiar na Zalewie) występuje znaczny wzrost natężenia pola, który nie może być wytłumaczony tylko przejściem nad ośrodek o lepszej przewodności. Przypuszcza się, że ten wzrost natężenia pola jest spowodowany odbiciem od pobliskiej wysypki. Wartości natężenia pola zmierzone tuż przy brzegu morza, zarówno na wyspie, jak i na wyspie, są dużo mniejsze niż wynikałoby z rozkładu przewodności terenu. Jest to spowodowane zacienieniem przez urwisty brzeg. Przy przejściu na morze zauważa się dwa odcinki, na których szybko wzrasta natężenie pola — bezpośrednio przy brzegu i w odległości około 22 km od brzegu. Natomiast na odcinku do 22 km występuje wzrost powolny. Przypuszcza się, że ten przebieg natężenia pola jest spo-

wodowany zacieniającym działaniem wysokiego brzegu oraz przejściem nad ośrodek o znacznie lepszej przewodności.

3.6. Trasa G (azymut 346°)

Na początku trasy występuje krótki odcinek otwarty o dobrej przewodności (około 1 km). Następnie trasa biegnie do 22 km — do brzegu Zalewu — nad terenem zalesionym. Nad brzegiem Zalewu grunt jest podmokły. Od 22 km do 47,5 km trasa przebiega nad Zalewem. Na północnej części Zalewu trasa przechodzi nad szeregim podmokłych wysepek. Na podstawie pomiaru przewodności wody podzielono obszar Zalewu na dwa odcinki o następujących przewodnościach:

do 40 km $\sigma = 0,074$, a następnie do wyspy Wolin, tj. do 47,5 km, $\sigma = 0,112$.

Dalej trasa przebiega nad wyspą Wolin, która jest tutaj pokryta rzadkim lasem; grunt jest dość wilgotny. Następnie trasa przebiega nad morzem.

Na odcinku do 22 km wykonano dużą ilość pomiarów w różnych punktach, aby ocenić wpływ dobrych przewodników, zakopanych w ziemi. W tablicy podano wartości średnie. Natężenie pola nad Zalewem i nad morzem utrzymuje się prawie na tym samym poziomie z powodu wzrastającej w sposób ciągły przewodności w kierunku północnym.

3.7. Trasa H (azymut 342°)

Trasa ta przebiega w warunkach bardzo zbliżonych do trasy G. Wyniki pomiarów mają także przebieg podobny.

4. WYNIKI OBLICZEŃ

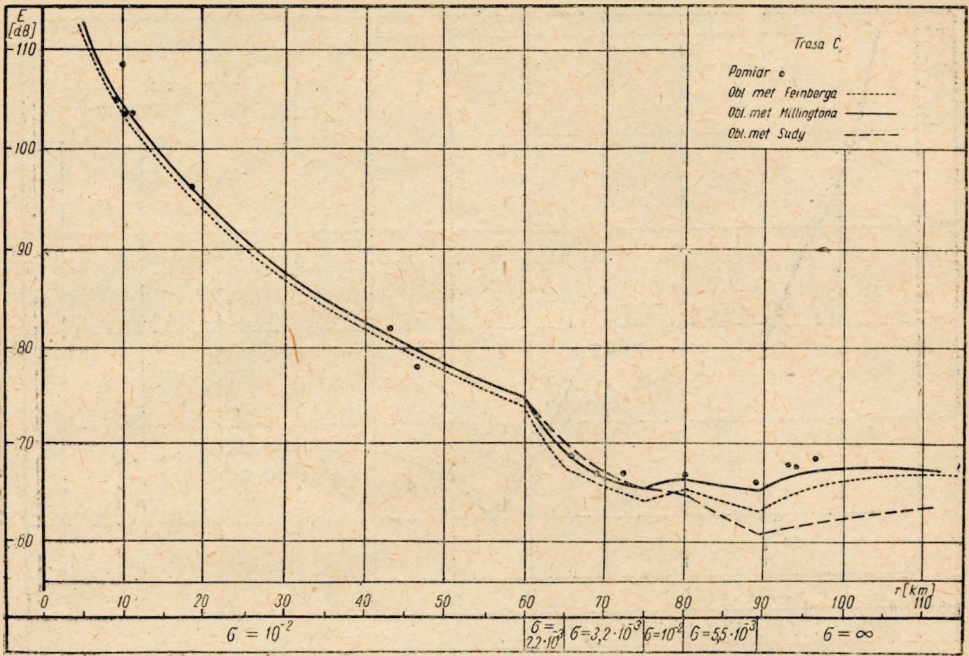
Obliczenia przeprowadzono dla tras C, D i F metodami empirycznymi Millingtona i Sudy oraz metodą Feinberga, opartą na analizie teoretycznej. Ponieważ w wynikach obliczeń metodą Millingtona i Feinberga nie zachodzą istotne różnice, trasę G (ze względu na dużą pracochłonność metody Feinberga) obliczono tylko metodą Millingtona i Sudy.

Przy analizie wyników wszystkie obliczenia odnoszono do wyników metodą Millingtona, która została również użyta do ostatecznego ustalenia rozkładu przewodności.

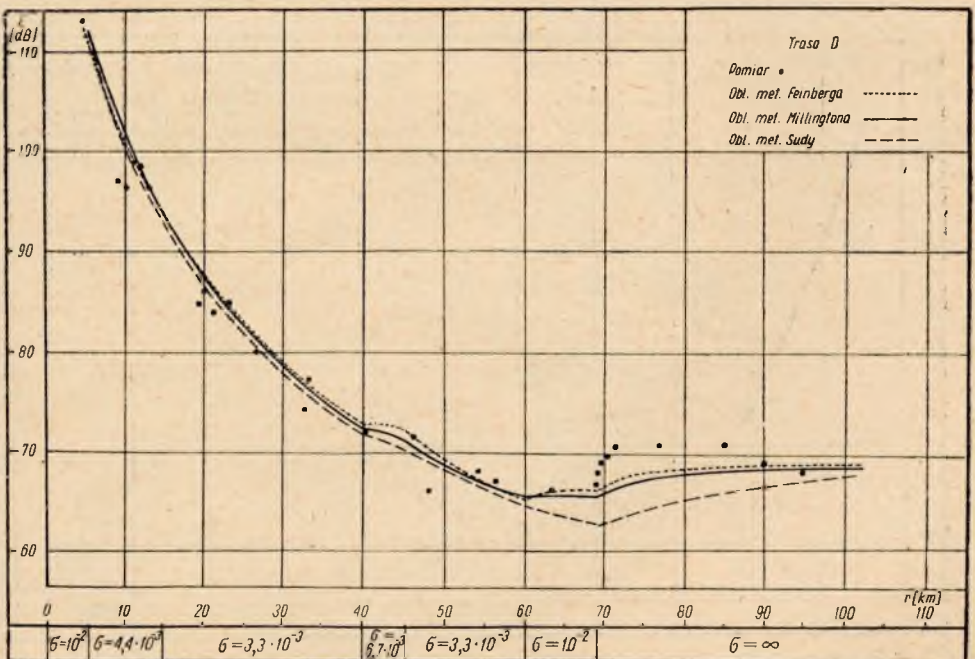
W metodzie Feinberga dla wszystkich odcinków lądowych oraz dla wody Zalewu założono kąt fazowy ψ współczynnika s (występującego w odległości zastępczej sr), równy 10° . Jest to wartość kąta fazowego ψ najczęściej spotykana w praktyce dla lądu. Dla wody Zalewu przyjęto, wobec niedużych rozbieżności, w celu uproszczenia rachunku, tę samą wartość, zdając sobie jednak sprawę, że w rzeczywistości mamy tu do czynienia z ośrodkiem warstwowym (głębokość Zalewu jest mniejsza od głębokości wnikania fali) o trudnym do obliczenia i zmieniającym się wzdłuż trasy kącie fazowym współczynnika s .

Dla obliczeń natężenia pola nad morzem przyjęto przewodność wody morskiej nieskończenie wielką: $\sigma = \infty$. Z wyników przeliczeń rozkładu natężenia pola dla przewodności rzeczywistej i nieskończenie wielkiej wynika, że popełniony błąd jest rzędu kilku dziesiątych dB, znajduje się więc w granicach dokładności pomiaru.

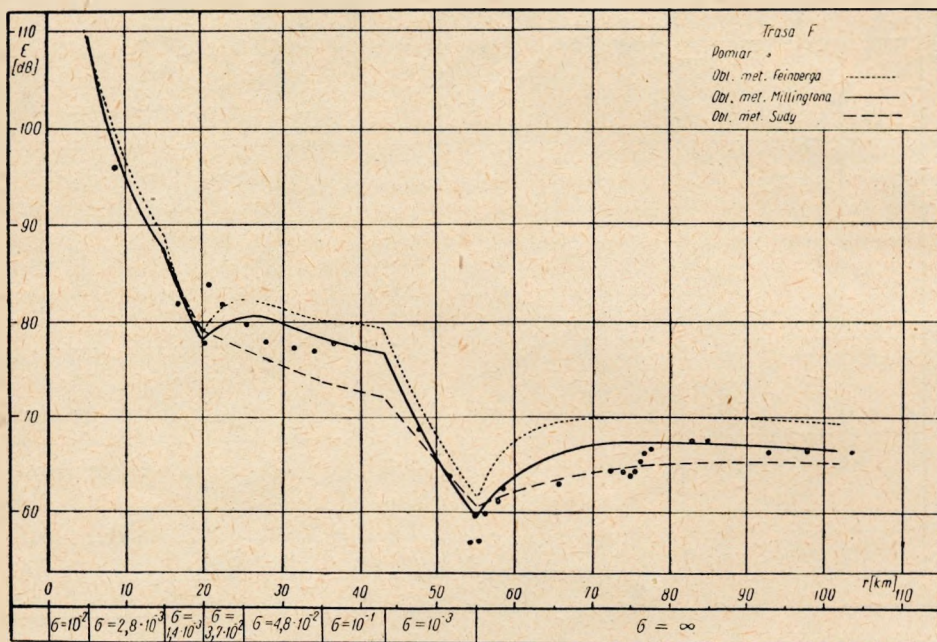
Wyniki obliczeń poszczególnymi metodami wraz z wynikami pomiarów podano na rys. 12÷15.



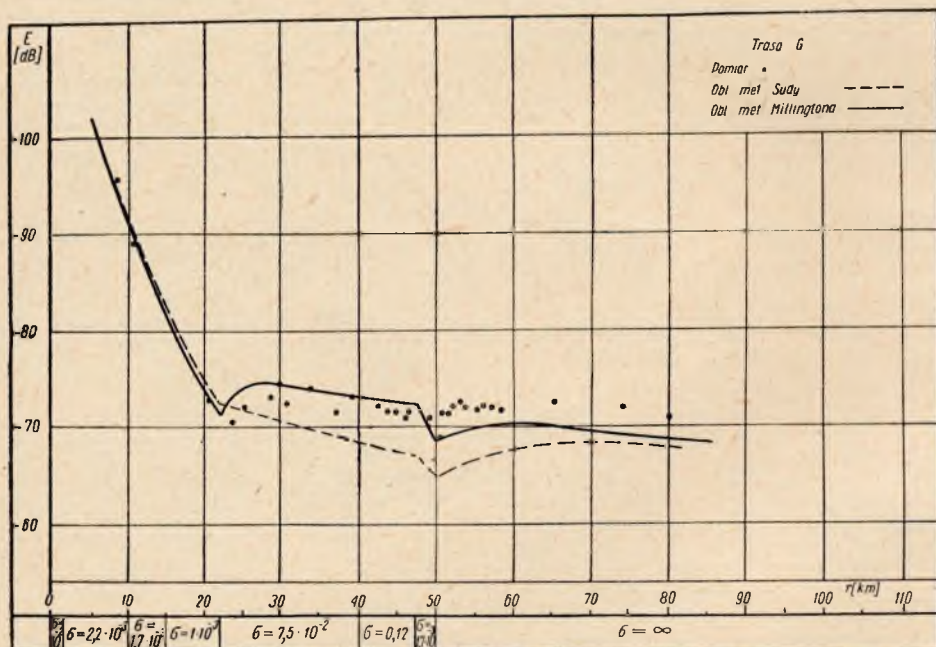
Rys. 12. Wyniki obliczeń rozkładu natężenia pola na trasie C



Rys. 13. Wyniki obliczeń rozkładu natężenia pola na trasie D



Rys. 14. Wyniki obliczeń rozkładu natężenia pola na trasie F



Rys. 15. Wyniki obliczeń rozkładu natężenia pola na trasie G

4.1. Trasa C

Na podstawie poprzednio opisanej metody przyjęto następujący rozkład przewodności:

r [km]	0	60	65	75	80	89	
σ [$\Omega^{-1} m^{-1}$]	0,01	0,0022	0,0032	0,01	0,0055	0,78	$\approx \infty$

Trasa C ma na początku stosunkowo długi odcinek, który można przyjąć jako jednorodny. Wyniki obliczeń trzema wymienionymi metodami zgadzają się w granicach do 1,5 dB. Na odcinku od 60 km do 65 km wyniki obliczeń metodą Millingtona i Feinberga mają dużą zgodność, natomiast metoda Sudy daje łagodniejszą zmianę natężenia pola. Na odcinku 65 km do 75 km występuje duża zgodność między wszystkimi metodami. Przy przejściu na odcinek czwarty zachodzi zgodność metody Feinberga i Millingtona, metoda Sudy zaś, jak należało oczekiwać, daje wartości za małe. Na odcinku piątym metoda Feinberga daje wyniki o 2,6 dB mniejsze od wyników metody Millingtona, natomiast metoda Sudy mniejsze o 4,2 dB. Od 89 km trasa przebiega nad morzem. Przy przejściu nad morze rozbieżność między wynikami obliczeń metodą Feinberga i Millingtona zmniejsza się, ponieważ metoda Feinberga nie uwzględnia krzywizny ziemi. Zgodność wyników obliczeń między tymi dwoma metodami z wynikami pomiarów jest w granicach do 1 dB. Rozbieżność między metodą Sudy i Millingtona utrzymuje się na poziomie około 4 dB.

4.2. Trasa D

Przyjęty rozkład przewodności:

r [km]	0	5	15	40	45	60	69	
σ [$\Omega^{-1} m^{-1}$]	0,01	0,0044	0,0033	0,0067	0,0033	0,01	∞	

Na odcinku do 40 km zachodzi zgodność wyników obliczeń wszystkimi metodami w granicach do 1 dB. Występują tutaj małe odległości i niewielkie różnice przewodności. Na odcinku od 40 km do 45 km, według metody Millingtona zmniejszenie się natężenia pola jest około 1 dB większe niż według metody Feinberga. Na następnym odcinku wszystkie metody dają wyniki zgodne w granicach 1 dB; przyjęto przewodność $\sigma = 0,01$.

Przy przejściu nad morze otrzymano zbyt wolny w stosunku do pomierzonego wzrost natężenia pola, obliczonego metodą Feinberga i Millingtona. Przyjęto tutaj prawdopodobnie zbyt dużą wartość przewodności na ostatnim odcinku przed morzem. Wartości uzyskane z obliczeń metodą Sudy są mniejsze od wartości otrzymanych przy zastosowaniu pozostałych metod. Wzrost natężenia pola przy przejściu nad morze jest przy tej metodzie także wolniejszy. W odległości około 100 km wszystkie metody dają wyniki praktycznie jednakowe.

4.3. Trasa F

Przyjęty rozkład przewodności:

r [km]	0	5	15	20	25	35	43	55	
σ [$\Omega^{-1} m^{-1}$]	0,01	0,0028	0,0014	0,037	0,048	0,1	0,001	∞	

Na odcinku lądowym do 20 km zgodność wyników obliczeń wszystkimi meto-

dami jest w granicach do 1 dB. Nad Zalewem od 20 km do 25 km zgodność wyników metody Millingtona i Feinberga jest rzędu 2 dB; metoda Sudy (operująca przewodnością efektywną) daje mniejszy wzrost natężenia pola (około 4 dB poniżej wyników metody Millingtona). Na odcinku 25 km do 43 km metoda Feinberga daje wyniki o 3 dB większe, a metoda Sudy o 5 dB mniejsze od metody Millingtona. Wyniki obliczeń metodą Millingtona są większe od wartości zmierzonych o około 1 dB. Świadczy to, że wypadkowa przewodność terenu warstwowego, złożonego z wody Zalewu i gleby dna, jest mniejsza niż samej wody. Tłumienie występuje więc większe. Na wyspie Wolin (43 km do 55 km) metoda Feinberga daje wyniki o około 2 dB większe od wyników metody Millingtona. Metoda Sudy daje wartość pośrednią wskutek kompensowania się błędów dodatnich i ujemnych na ostatnich odcinkach. Wyniki obliczeń metodą Millingtona są w pobliżu brzegu morza o około 3 dB większe od wartości zmierzonych. Tłumaczy się to zacienieniem przez urwisty brzeg wyspy Wolin. Efekt zacienienia brzegiem wyspy sięga niemal do 80 km, czyli około 25 km od brzegu. Narastanie pola przy brzegu według obliczeń metodą Feinberga ma charakter najbardziej zgodny z pomierzonym, lecz przesunięty o 5 dB w górę. Na odległości około 80 km wyniki obliczeń pokrywają się z wartościami mierzonymi w granicach do 2 dB. Na większych odległościach rozbieżności między wartościami zmierzonymi i uzyskanymi z obliczeń metodą Feinberga rosną wskutek krzywizny ziemi. Obliczenia metodą Millingtona dają nieco łagodniejszy wzrost natężenia pola, wykazując zgodność na większych odległościach (poza cieniem) z wielkościami mierzonymi. Metodą Sudy daje jeszcze wolniejszy wzrost natężenia pola niż metoda Millingtona.

4.4. Trasa G

Przyjęty rozkład przewodności:

r [km]	0	1	10	15	20	40	47,5	50
σ [$\Omega^{-1} m^{-1}$]	0,01	0,0022	0,0017	0,001	0,075	0,12	0,0017	∞

Obliczenie wykonano tylko metodą Millingtona i Sudy. Zgodność wyników obliczeń tymi metodami aż do 20 km jest w granicach do 0,5 dB. Następnie, ze względu na wpływ Zalewu o dużej przewodności, wyniki obliczeń metodą Sudy są około 5 dB mniejsze. Przy przejściu przez wyspę Wolin rozbieżność maleje z powodu kompensowania się błędów metody Sudy. Nad morzem w odległości 30 km od brzegu zgodność wyników obliczeń obiema metodami jest w granicach 0,5 dB. Zgodność tę należy jednak uważać za przypadkową. Zgodność wyników obliczeń metodą Millingtona z wynikami pomiarów jest w granicach 3 dB.

5. WNIOSKI

Przy porównywaniu przydatności poszczególnych metod do obliczeń natężenia pola wzięto pod uwagę zgodność wyników obliczeń z wynikami pomiarów oraz pracochłonność każdej z metod.

W świetle powyższego metody Millingtona i Sudy nadają się do obliczeń praktycznych. Metoda Millingtona może być stosowana z dobrym przybliżeniem we wszystkich praktycznie spotykanych przypadkach; metoda Sudy natomiast daje

zadowalające rezultaty tylko na trasach krótkich i przy niewielkich różnicach parametrów.

Obliczenia wg teorii Feinberga, chociaż dają dobrą zgodność z wynikami pomiarów, to jednak dla praktyki są zbyt pracochłonne i mogą być stosowane tylko w pewnych przypadkach, jako kontrola innych metod.

Т. Томанкевич

Результаты измерений и расчетов напряженности поля поверхностной волны над неоднородной территорией в области щетинского залива

Резюме

Описан ход измерений напряженности поля над неоднородной почвой. Описаны измерительный прибор, измерения горизонтальной характеристики излучения, измерения распределения проводимости воды залива и моря, а также метод определения распределения проводимости на суше. Результаты измерений представлены в форме таблиц и диаграмм. Описаны также трассы и ход измерений на каждой трассе. Произведены расчёты напряженности поля по эмпирическим методам Миллингтона и Суды, а также по теоретическому методу Фейнберга. Проведён анализ согласованности результатов расчётов, произведённых по разным методам на каждой трассе, а также их согласованности с результатами измерений. Проанализирована пригодность для инженерной практики каждой методы в отдельности, имея в виду их согласованность с результатами измерений, а также их трудоёмкость.

T. Tomankiewicz

Results of measurements and computations of the ground-wave field-strength over a inhomogeneous terrain in the area of the bay of Szczecin

Summary

The author gives an account of the measurements of field strength over a inhomogeneous terrain. The measurements have been carried out along eight paths, running over land, bay and open sea. The measuring apparatus, the measurement of the horizontal radiation pattern, the measurement of the conductance distribution of the bay and sea water, as well as the way of determining the conductance distribution on the solid ground are described. The obtained results are presented in tables and graphs. The particular paths and the course of measurements along each of them are discussed in detail. The computation of the field strength is performed by the empirical method due to Millington and Suda and by the theoretical one due to Feinberg. The results thus obtained are compared reciprocally and, on the other hand, with the results of measurements. The fitness of the above mentioned methods for practical engineering is analysed from the point of view of their conformity with measurements and of their laboriousness.

T. Tomankiewicz

Les résultats des mesures d'intensité de champ de l'onde directe au-dessus d'un terrain non-homogène dans les environs de la baie de Stettin

Résumé

On a décrit la façon de mesurer l'intensité du champ au-dessus d'un terrain non-homogène. Les mesures ont été exécutées sur huit voies passant au-dessus du sol, de la mer et de la baie. On a décrit le dispositif de mesure, le mesurage lui-même de la caractéristique horizontale du rayonnement, le mesurage de la répartition de la conductivité de l'eau de la baie et de la mer ainsi que la manière de définir la répartition de la conductivité sur le sol. Les résultats de ces mesures sont représentés par des tableaux et des graphiques. On a aussi décrit les voies de rayonnement et l'on a analysé les mesurages exécutés sur chaque voie. On a effectué les calculs de l'intensité de champ par les méthodes empiriques de Millington et de Suda ainsi que par la méthode théorique de Feinberg. On a discuté la concordance des résultats de mesurages exécutés par différentes méthodes particulières sur chaque voie et la concordance de ces calculs avec les mesures obtenues. On a analysé l'utilité pratique des théories particulières du point de vue de leur concordance avec les résultats des mesures et du temps nécessaire pour leur exécution.

T. Tomankiewicz

Die Ergebnisse von Messungen und Berechnungen der Bodenwellefeldstärke über inhomogenes Gelände in der Gegend des Haffs von Szczecin

Zusammenfassung

Es wird der Verlauf von Messungen der Feldstärke über inhomogenes Gelände geschildert. Es wurde in 8 Linien, die über festes Land, das Haff und die See verlaufen, gemessen. Es wird das Messgerät, die Messung der horizontalen Richtkennlinie der Ausstrahlung, die Messung der Einteilung der Leitfähigkeit des Haffwassers und der See, sowie die Bestimmungsart der Einteilung der Leitfähigkeit auf dem festen Lande beschrieben. Die Ergebnisse der Messungen wurden in Tafeln und Diagrammen zusammengefasst. Es wurde auch der Verlauf der Linien und der Verlauf der Messungen auf jeder Linie geschildert. Die Feldstärkeberechnungen wurden nach den empirischen Methoden von Millington und Suda sowie nach der theoretischen Methode von Feinberg durchgeführt. Es wurde die Übereinstimmung der Rechenergebnisse nach den einzelnen Methoden auf jeder Linie und ihre Übereinstimmung mit den Messergebnissen besprochen. Es wurde die Eignung der einzelnen Theorien für die Praxis des Ingenieurs bezüglich ihrer Übereinstimmung mit den Messergebnissen und ihres Arbeitverbrauches analysiert.

STANISŁAW OGULEWICZ

621.397.8

WSPÓLCZYNNIKI BEZPIECZEŃSTWA PRZY ODBIORZE INTERFERUJĄCYCH STACJI TELEWIZYJNYCH PRACUJĄCYCH WE WSPÓLNYCH LUB ZACHODZĄCYCH NA SIEBIE KANAŁACH

Rękopis dostarczono do IŁ 7. 9. 1955

Praca stanowi przyczynek do zagadnienia wyboru właściwych współczynników bezpieczeństwa przy odbiorze interferujących stacji telewizyjnych, pracujących w zachodzących na siebie kanałach.

Badania przeprowadzono dla warunków interferencji występujących przy odbiorze 625-liniowej telewizji o szerokości kanału 8 MHz, w dwóch przypadkach, a mianowicie: przy sygnale o dowolnej częstotliwości znajdującej się w pasmie odbieranym oraz przy sygnale o częstotliwościach szczególnych, odległych od fali nośnej stacji odbieranej o nieparzyste wielokrotności połowy częstotliwości odchylenia linii obrazu odbieranego. Krzywa obrazująca wyniki pomiarów dla pierwszego rodzaju zakłóceń w przedziale częstotliwości wspólnym dla obydwóch standardów, nieznacznie tylko odbiega od krzywej zalecanej przez CCIR dla telewizji 625-liniowej, korzystającej z kanału 7 MHz. Krzywa otrzymana dla szczególnych przypadków interferencji wykazuje obniżenie wymaganych współczynników w całym zakresie częstotliwości kanału. Przeprowadzone badania ograniczone zostały do wpływu interferencji na jakość odbieranego obrazu i nie dotyczyły jakości dźwięku.

1. WSTĘP

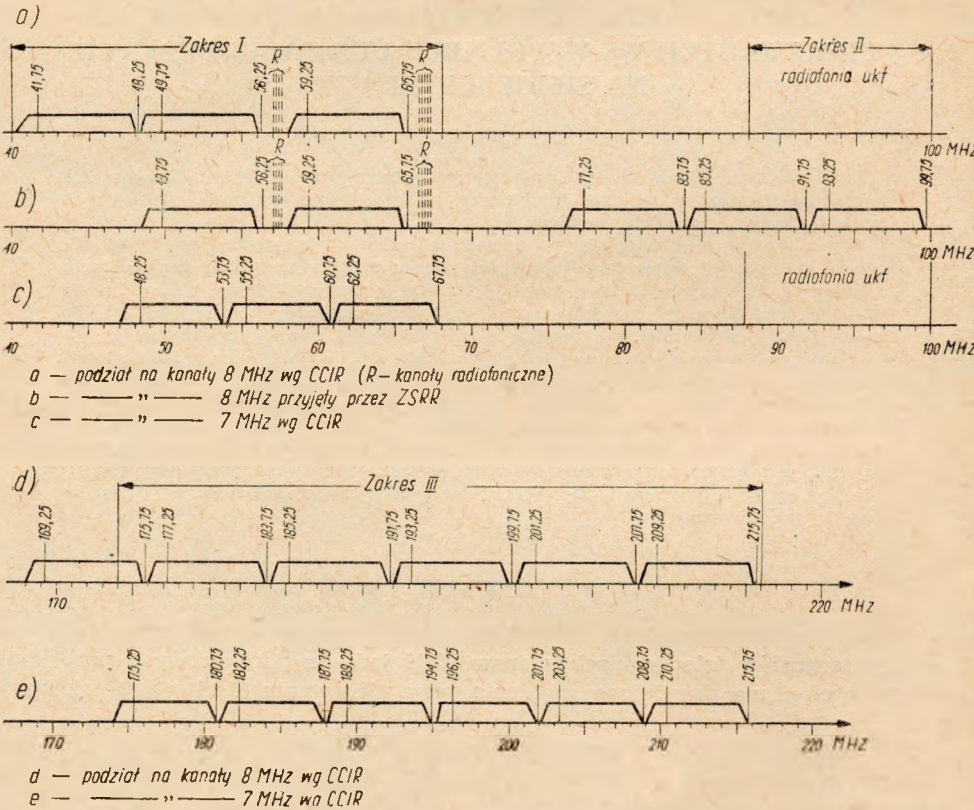
Walka z zakłóceniami typu interferencyjnego, występującymi przy radiowym odbiorze sygnałów telewizyjnych, stanowi dziś jeden z podstawowych problemów technicznych i ma decydujące znaczenie przy planowaniu sieci stacji telewizyjnych.

W dążeniu do uzyskania możliwie pełnego pokrycia terytorium kraju zasięgiem odbioru telewizyjnego, konieczna ilość stacji wypada kilkakrotnie większa od ilości dysponowanych kanałów. Wytworzona w ten sposób sytuacja zmusza do użytkowania tego samego kanału przez szereg stacji krajowych, przy czym muszą być brane pod uwagę również pobliskie stacje zagraniczne, wykorzystujące te same kanały.

Promień zasięgu użytecznego stacji telewizyjnej, wyznaczony w zasadzie zasięgiem fali przyziemnej, jest 3÷5 razy mniejszy (w szczególności dla I zakresu częstotliwości) od zasięgu fali troposferycznej, będącej źródłem zakłóceń [1]. W rezultacie znaczne obszary pokryte sygnałem, w zasadzie wystarczająco silnym dla zapewnienia prawidłowego odbioru na terenie wolnym od zakłóceń, nie będą mogły być w pełni wykorzystane wskutek występowania interferencji pochodzących od sygnałów innych stacji.

Poza interferencjami stacji wykorzystujących ten sam kanał może również występować zjawisko interferencji stacji pracujących w częściowo na siebie zachodzących kanałach, szczególnie wówczas, gdy częstotliwość nośna jednej ze stacji

wypada w pasmie częstotliwości emitowanych przez stację drugą. W obecnym stanie rozwoju telewizji w Europie zjawisko zachodzenia na siebie kanałów jest dość powszechne. Wynika ono zarówno z braku normalizacji standardu telewizyjnego na terenie międzynarodowym wobec przyjmowania różnych szerokości kanałów w. cz. dla nominalnie podobnego standardu, jak też i ze względu na niejednolite zakresy fal ultrakrótkich wykorzystywane przez różne Zarządy dla potrzeb telewizji programowej. Sytuację wynikającą z takiego stanu rzeczy ocenić można na podstawie rys. 1, przedstawiającego obecnie stosowany na terenie Europy podział zakresów fal ultrakrótkich na kanały telewizyjne i radiofoniczne.



Rys. 1. Podział zakresów ultrakrótkofalowych na kanały telewizyjne i radiofoniczne

Spotykane są również rozwiązania sieci telewizyjnej, w których w celu zwiększenia współczynnika pokrycia terenu wykorzystuje się wobec małej ilości dysponowanych kanałów tzw. kanały odwrócone. Rozwiązanie takie umożliwia podwyższenie współczynnika pokrycia, jednak prowadzi nieuchronnie do stosowania kanałów zachodzących na siebie, nawet w obrębie jednego kraju.

W świetle przytoczonych wyżej uwag, na obszarze Polski należy się więc poważnie liczyć z możliwościami zakłóceń interferencyjnych, w szczególności w szerokich strefach przygranicznych. W przypadku układu sieci opartego np. na sztokholmskiej propozycji rozdziału częstotliwości zakłócenia interferencyjne wspólnego kanału wystąpiłyby niewątpliwie w sieci nadajników telewizyjnych pierwszego zakresu fal ultrakrótkich. W tym zakresie plan sztokholmski przewiduje bowiem

możliwość budowy aż 9 stacji przy dysponowaniu jedynie trzema kanałami. Jak wynika z rys. 1, niekorzystnie przedstawiałaby się również sprawa zakłóceń powodowanych przez stacje państw sąsiadujących. W chwili obecnej np. na terenie ZSRR przewiduje się wykorzystywanie dla potrzeb telewizji zakresów I i II (wg CCIR), w których umieszczono pięć kanałów telewizyjnych. Dwa ostatnie kanały przy tym podziale wypadają więc w pasmie częstotliwości przewidywanych planem sztokholmskim dla radiofonii ultrakrótkofalowej.

Ilościowe ujęcie zjawisk interferencyjnych w technice telewizyjnej opiera się na pojęciu tzw. współczynnika bezpieczeństwa. Wyraża on w decybelach, konieczny do zapewnienia odbioru o dopuszczalnym poziomie interferencji, stosunek wartości szczytowych amplitud sygnału użytecznego do sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika. Współczynnik ten w ogólnym przypadku jest wyrażany w zależności od różnicy częstotliwości sygnału zakłócającego i użytecznego, gdy częstotliwość sygnału zakłócającego zmienia się w zakresie widma częstotliwości wysyłanych przez nadajnik sygnału użytecznego.

Dotychczasowe badania, mające na celu określenie wymaganych współczynników bezpieczeństwa sygnału użytecznego, zostały podsumowane w raporcie Podgrupy B XI Komisji Studiów CCIR [2]. Kształt krzywej zamieszczonej w cytowanym dokumencie jest podany na rys. 4 (krzywa 3). Krzywa ta ma charakter tymczasowy i odnosi się do wymaganych współczynników przy zachodzeniu kanału stacji wywołującej interferencję na kanał o szerokości 7 MHz telewizji 625-liniowej. Stwierdzono poza tym, że znaczne zmniejszenie wymaganego współczynnika daje się osiągnąć przez wzajemne odstrajanie częstotliwości nośnych dwóch stacji korzystających z tego samego kanału. Odstrojenie powinno być takie, aby różnica częstotliwości nośnych stacji wynosiła połowę lub $\frac{2}{3}$ częstotliwości odchylenia linii obrazu odbieranego. Przy tym systemie nadawania, zwanym powszechnie systemem „offset“, wymaga się współczynników bezpieczeństwa odpowiednio 27 dB lub 30 dB, podczas gdy bez takiego odstrojenia częstotliwości stacji zakłócającej wspólnego kanału współczynnik ten powinien wynosić przynajmniej 45 dB.

Wymieniony wyżej dokument przewiduje również ewentualną możliwość zmniejszenia współczynnika bezpieczeństwa (w przypadku zachodzenia kanałów) przez dobranie częstotliwości nośnych stacji w taki sposób, aby różnica ich była równa odpowiedniej nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości odchylenia linii. W dokumencie zalecono więc przeprowadzenie badań w celu określenia odpowiedniej krzywej współczynnika bezpieczeństwa. Przewidywano przy tym zmniejszenie korzyści wynikających ze stosowania systemu „offset“ dla większych różnic częstotliwości nośnych. mianowicie ze względu na małą stałość częstotliwości odchylenia linii w przypadku stosowania synchronizacji obrazu częstotliwością sieci energetycznej.

Jak wynika z przeprowadzonych w Polsce badań, korzyści stosowania systemu „offset“ mogą występować w pewnych warunkach nawet przy dużych różnicach częstotliwości nośnych.

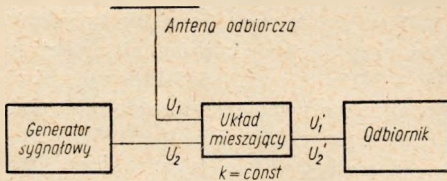
Zgodnie z zaleceniami CCIR [2], [3] oraz dostosowując się do sytuacji, jaka występuje na terenie Polski, przeprowadzono badania mające na celu doświadczalne określenie:

1) krzywej współczynników bezpieczeństwa wymaganych przy zachodzeniu na siebie kanałów o szerokości 8 MHz dla telewizji 625-liniowej;

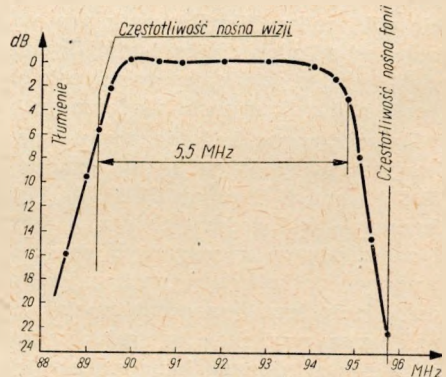
2) krzywej współczynników bezpieczeństwa wymaganych przy stosowaniu określonego odstrojenia częstotliwości nośnych dla wyznaczenia zakresu stosowalności tego systemu.

2. OPIS METODY I SPOSOBU PRZEPROWADZENIA POMIARÓW

Zastosowana metoda pomiaru polega na określeniu poziomu sygnału zakłócającego, jaki powoduje pojawienie się zakłócenia interferencyjnego na ekranie odbiornika przy ustalonym poziomie sygnału użytecznego. Jako sygnał użyteczny wykorzystywano sygnał stacji telewizyjnej pracującej w kontrolowanych warunkach i nadającej normalny program. Wprowadzany równocześnie na wejście odbiornika sygnał zakłócający pobierano z generatora sygnałowego, mając w ten sposób zapewnioną możliwość zarówno regulacji jego amplitudy, jak i przestrajania częstotliwości. Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiono na rys. 2, a krzywą selektywności odbiornika pomiarowego — na rys. 3.



Rys. 2. Schemat blokowy układu pomiarowego do badania współczynników bezpieczeństwa



Rys. 3. Krzywa selektywności odbiornika typu Rembrandt 852 D przystosowanego do badań

Ze względu na to, że ocena zauważalności lub dopuszczalności interferencji może być dokonana jedynie w sposób subiektywny, oparto się na wynikach obserwacji poczynionych przez dużą liczbę obserwatorów. Obserwatorzy ci w czasie przeprowadzania badań mieli możliwość czynienia spostrzeżeń na różnych rodzajach obrazów nadawanych w programie telewizyjnym (obrazy nieruchome, tablice testowe, obrazy ze studio, z telekina itd.).

Badania zostały przeprowadzone w zalecanych dla pomiarów subiektywnych normalnych warunkach obserwacji obrazu, a mianowicie w pomieszczeniu zaciemnionym i przy zachowaniu odległości widza od ekranu odbiornika równej czterokrotnej wysokości badanego obrazu. Parametry optyczne obrazu spełniały warunki tzw. „obrazu normalnego“. Zgodnie z definicją podaną przez CCIR [3] za obraz normalny uważa się taki obraz, którego jaskrawość maksymalna w częściach odpowiadających partiom białym wynosi 30 nitów, a kontrastowość dużych powierzchni 10.

Aby wyeliminować ewentualne błędy, które mogłyby powstać wskutek przypadkowych krótkotrwałych zewnętrznych zakłóceń odbioru lub ewentualnych wad nadawanego obrazu, zespół obserwatorów został odpowiednio pouczony. Zadanie obserwatora polegało na określeniu, przy jakim poziomie wprowadzanego zakłócenia zauważa on pojawianie się skutków tego zakłócenia na ekranie oraz przy jakim poziomie uznaje on stopień zakłócenia za uniemożliwiającą obserwację.

Przykłady arkuszy testowych wypełnianych przez obserwatorów są podane w tabl. 1 i 2 dla pomiarów dotyczących zakłóceń wprowadzanych przez falę nośną

Arkusz testowy wypełniony przez obserwatora

Wzór 1a



Obserwator Nr 10

		Stosunek wartości szczytowych sygnału użytecznego do zakłócającego																		
dB		60	55	50	45	40	35	30	25	20	15	10	5	0	-5	-10	-15	-20	-25	
Różnica częstotliwości nośnych sygnału zakłócającego i użytecznego	MHz																			
	-3																	○		×
	-2															○			×	
	-1										○			×						
	-0,5							○			×									
	0						○				×									
	0,5				○					×										
	1				○						×									
	2							○				×								
	3								○				×							
4								○					×							
5									○				×							
6																○		×		

Oznaczenia: - kierunek zmian poziomu sygnału zakłócającego w czasie przeprowadzania pomiaru - powiększanie poziomu zakłócenia

○ - próg zauważalności

× - interferencja uniemożliwia obserwację

Wartości ujemne w rubryce częstotliwości oznaczają, że częstotliwość sygnału zakłócającego jest mniejsza od częstotliwości sygnału użytecznego, wartości dodatnie - odwrotnie.

Arkusz testowy wypełniony przez obserwatora

Wzór 1b

← Obserwator Nr 10

dB MHz		Stosunek wartości szczytowych sygnału użytecznego do zakłócającego																	
		60	55	50	45	40	35	30	25	20	15	10	5	0	-5	-10	-15	-20	-25
Różnica częstotliwości nośnych sygnału zakłócającego i użytecznego	-3														○				×
	-2															○			×
	-1								○						×				
	-0,5						○					×							
	0				○			×											
	0,5			○					×										
	1						○					×							
	2							○				×							
	3							○				×							
	4								○				×						
	5								○				×						
	6														○				×

Oznaczenia: ← — kierunek zmian poziomu sygnału zakłócającego w czasie przeprowadzania pomiaru — zmniejszanie poziomu zakłócenia

○ — próg zauważalności

× — interferencja uniemożliwia obserwację

Wartości ujemne w rubryce częstotliwości oznaczają, że częstotliwość sygnału zakłócającego jest mniejsza od częstotliwości sygnału użytecznego, wartości dodatnie — odwrotnie.

Tablica 3

Arkusz testowy wypełniony przez obserwatora

Wzór 2a



Obserwator Nr 7

Stosunek wartości szczytowych sygnału użytecznego do zakłócającego

dB	Stosunek wartości szczytowych sygnału użytecznego do zakłócającego														
	45	40	35	30	25	20	15	10	5	0	-5	-10	-15	-20	
-441												○			×
-241												○			×
-201								○					×		
-181							○					×			
-161						○						×			
-141						○					×				
-121						○				×					
-101						○			×						
-81								×							
-61			○					×							
-41			○				×								
-21			○				×								
-1			○				×								
1					○			×							
21					○			×							
41					○			×							
61			○					×							
81			○					×							
101					○				×						
121					○			×							
141					○				×						
161					○				×						
181			○							×					
201			○							×					
241			○								×				
441					○										×

Różnica częstotliwości nośnych sygnału zakłócającego i użytecznego

$$f_z - f_u = \frac{f_l}{2} \cdot n$$

- Oznaczenia:
 → — kierunek zmian poziomu sygnału zakłócającego w czasie przeprowadzania pomiaru — powiększanie poziomu zakłócenia
 ○ — próg zauważalności
 × — interferencja uniemożliwia obserwację
 f_l — częstotliwość odchyłania linii
 n — krotność

T a b l i c a 4

Arkusz testowy wypełniony przez obserwatora

W z ó r 2b

← Obserwator Nr 7

		Stosunek wartości szczytowych sygnału użytecznego do zakłócającego													
dB		45	40	35	30	25	20	15	10	5	0	-5	-10	-15	-20
n															
	-441														
	-241														
	-221														
	-201														
	-181														
	-161														
	-141														
	-121									○		×			
	-101								○			×			
	-81								○			×			
	-61						○								
	-41				○				×						
	-21					○			×						
	-1					○			×						
	1			○		×									
	21		○			×									
	41			○			×								
	61			○			×								
	81		○				×								
	101			○				×							
	121		○				×								
	141			○			×								
	161			○			×								
	181				○			×							
	201			○				×							
	241				○				×						
	441					○				×					

Różnica częstotliwości nośnych sygnału zakłócającego i użytecznego

$$f_z - f_u = \frac{f_l \cdot n}{2}$$

- Oznaczenia: ← — kierunek zmian poziomu sygnału zakłócającego w czasie przeprowadzania pomiaru — zmniejszanie poziomu zakłócenia
- — próg zauważalności
- × — interferencja uniemożliwia obserwację
- f_l — częstotliwość odchylenia linii
- n — krotność

o dowolnej częstotliwości, znajdującej się w pasmie częstotliwości przenoszonych przez odbiornik, oraz w tabl. 3 i 4 dla pomiarów dotyczących zakłóceń wprowadzanych przez falę nośną o częstotliwości różniącej się od częstotliwości nośnej sygnału użytecznego o pełną nieparzystą wielokrotność połowy częstotliwości linii. Arkusze testowe w trakcie wypełniania nie zawierały części opisowej, mogącej wpływać na opinię niektórych obserwatorów.

3. WYNIKI PRZEPROWADZONYCH BADAŃ

Wyniki pomiarów uzyskane z arkuszy zawierających wyniki indywidualnych obserwacji, dotyczących omawianych wyżej zagadnień, zgrupowano w tablicach zbiorczych 5 i 6. Na podstawie obliczonych wartości średnich dla pełnej liczby obserwatorów biorących udział w każdym z poszczególnych pomiarów wykreślono krzywe współczynników dla progów zauważalności interferencji oraz dla poziomu zakłócenia uniemożliwiającego obserwację.

Krzywe dotyczące współczynników bezpieczeństwa przy zachodzeniu na siebie kanałów o szerokości 8 MHz są przedstawione na rys. 4. zawierającym również dla porównania krzywą CCIR. Wykres podany na rys. 5 przedstawia analogiczne krzywe współczynników bezpieczeństwa wymagane przy wyżej omawianym odstrojeniu częstotliwości sygnału zakłócającego.

Porównanie wyników badań uwidocznionych w tabl. 1 i 2 lub 3 i 4 wykazuje, że pojawianie się zakłócenia na ekranie przy wzroście poziomu zakłóceń zauważane jest na ogół przy mniejszych współczynnikach bezpieczeństwa niż jego zanik przy zmniejszaniu poziomu zakłóceń. Maksymalne rozbieżności wyników obserwacji przy różnych kierunkach zmian poziomów sygnału zakłócającego dochodzą do 10 dB.

Wyniki pomiarów przeprowadzanych przez obserwatorów wchodzących w skład jednej grupy (badania przeprowadzano grupami czteroosobowymi), a więc dokonywanych w czasie nadawania obrazu o tej samej treści, wykazują maksymalne rozbieżności dochodzące do 15 dB. Rozbieżności te należy tłumaczyć różnicami w psychofizjologicznych właściwościach poszczególnych obserwatorów. Dodatkowo, w celu skontrolowania wpływu treści obrazu na wielkość wymaganego współczynnika bezpieczeństwa, w kilku przypadkach powtórzono te same badania z tą samą grupą obserwatorów przy zmianach treści obrazów. Maksymalne różnice pomiędzy współczynnikami bezpieczeństwa, koniecznymi dla obrazu nieruchomego o małej ilości szczegółów (np. sygnał wywoławczy) i obrazu zmieniającego się o dużej ilości szczegółów (sceny z filmu), dochodzą do 15 dB.

Powyższe rozbieżności indywidualnych wyników obserwacji stosunkowo niewiele wpływają na wyniki ostateczne, które są średnimi ze średnich wartości dużej ilości obserwacji wykonywanych przez szereg obserwatorów.

Oceniając krzywe podane na rys. 4 można zauważyć, że charakter ich jest na ogół regularny (punkty obliczone znajdują się w pobliżu linii wypośredkowanej), chociaż kształtem swym odbiegają one od tymczasowej krzywej podawanej przez CCIR dla telewizji 625-liniowej i kanału 7 MHz. Krzywa współczynnika bezpieczeństwa dla progów zauważalności interferencji osiąga swoje maksimum przy różnicy częstotliwości:

$$f_z - f_u \approx 0 \text{ MHz}$$

przy czym maksimum to jest płaskie i rozciąga się do częstotliwości $f_z - f_u \approx 0,5 \text{ MHz}$.

Pomiędzy punktami odpowiadającymi różnicom częstotliwości 1 MHz i 5,5 MHz krzywa przebiega prawie równolegle do krzywej CCIR, natomiast powyżej 5,5 MHz

Zestawienie średnich wartości (w dB) stosunków sygnału użytecznego do zakłócającego
(Zakłócenie falą nośną sygnału o częstotliwości dowolnej, znajdu-

Obserwator Nr Róż- nica częstoł. sygnałów $f_s - f_u$ (MHz)	1		2		3		4		5		6		7		8	
	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
-2	0	-22,5	0	-15	5	-17,5	-2,5	-20	5	-15	0	-17,5	5	-17,5	2,5	-12,5
-1,5	7,5	-15	15	0	15	0	7,5	-10	12,5	-5	7,5	-12,5	15	-5	15	-12,5
-1	25	-5	25	7,5	22,5	5	27,5	5	27,5	0	27,5	2,5	30	2,5	30	12,5
-0,5	30	2,5	35	20	27,5	12,5	40	15	45	30	50	32,5	47,5	25	47,5	32,5
0	47,5	15	52,5	32,5	52,5	32,5	45	20	45	27,5	52,5	32,5	55	30	55	40
+0,5	50	35	55	32,5	47,5	35	45	27,5	50	27,5	47,5	25	50	27,5	47,5	32,5
+0,75	50	32,5	50	27,5	55	30	50	22,5	47,5	20	45	20	45	27,5	50	32,5
1	55	35	50	32,5	52,5	32,5	52,5	32,5	40	25	40	20	40	17,5	42,5	22,5
2	45	27,5	42,5	25	40	22,5	40	25	37,5	20	35	17,5	40	17,5	40	15
3	35	20	35	17,5	35	17,5	37,5	10	35	15	27,5	17,5	30	10	35	12,5
4	30	12,5	30	12,5	25	12,5	30	2,5	32,5	10	22,5	12,5	25	7,5	30	10
5	22,5	10	20	5	20	10	22,5	2,5	20	0	10	-5	12,5	-5	10	0
5,5	20	0	22,5	-2,5	15	0	10	0	0	12,5	0	-12,5	7,5	-5	25	10
6	-2,5	-17,5	-5	-17,5	-2,5	-15	-10	-20	0	5	-7,5	5	-10	5	-2,5	

Kolumny oznaczone lit. A — próg zauważalności interferencji.

„ „ „ B — interferencja uniemożliwia obserwację.

Wartości liczbowe decybeli w kolumnach A i B poszczególnych obserwatorów są średnimi z dwóch

Tablica 5

na podstawie wyników uzyskanych z indywidualnych arkuszy testowych: wzór 1a i 1b.
jącej się w pasmie częstotliwości przenoszonych przez odbiornik)

9		10		11		12		13		14		15		16		17		18		Wartości średnie dla wszystkich obserwator.	
A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
2,5	-12,5	-2,5	-17,5	2,5	-10	2,5	12,5	0	-15	5	-17,5	5	-12,5							2	-15,6
15	-7,5	-2,5	-15	15	-5	7,5	-7,5	12,5	-5	12,5	-5	10	-7,5							11,1	-7,5
22,5	2,5	15	0	25	25	25	5	30	10	30	7,5	22,5	10							25,2	4,5
32,5	10	32,5	12,5	25	7,5	40	17,5	50	15	45	30	40	20	35	17,5	30	10	32,5	10	38,0	17,8
35	20	40	22,5	32,5	17,5	55	27,5	57,5	27,5	55	35	55	27,5	55	32,5	55	25	42,5	20	49,3	27,0
45	25	47,5	25	40	25	50	30	47,5	20	50	37,5	50	27,5	57,5	30	55	25	47,5	22,5	49,0	28,4
37	17	47,5	32,5	40	15	47,5	25	45	27,5	50	27,5	47,5	32,5							48	27,3
37,5	20	40	17,5	37,5	15	50	35	57,5	20	47,5	35	55	32,5	55	30	55	30	37,5	17,5	47,0	26,1
37,5	12,5	30	15	35	12,5	45	22,5	40	15	40	25	42,5	21,5	47,5	2,5	50	20	35	10	40,5	19,5
30	10	27,5	12,5	27,5	10	37,5	15	30	7,5	35	15	37,5	10	40	17,5			32,5	12,5	33,9	13,5
25	5	25	7,5	30	10	32,5	2,5	27,5	5	25	2,5	25	2,5	22,5	12,5			25	10	26,6	8,1
20	5	20	7,5	22,5	5	17,5	2,5	22,5	0	20	2,5	22	2,5	22,5	12,5			22,5	7,5	19,3	3,7
15	0	25	7,5	25	10	27,5	7,5	25	7,5	12,5	0	25	12,5							17	+1,5
0	-20	-7,5	-20	0	-20	-15	-22,5	-7,5	-20	-12,5	-20	-15	-20	2,5	-15			-25	-22,5	-4,8	-16,0

pomiarów: przy powiększaniu poziomu sygnału zakłócającego oraz przy zmniejszaniu poziomu sygnału zakłócającego.

Wartości ujemne w rubryce częstotliwości oznaczają, że częstotliwość sygnału zakłócającego jest mniejsza od częstotliwości sygnału użytecznego, wartości dodatnie — odwrotnie.

Zestawienie średnich wartości (w dB) stosunków sygnału użytecznego do zakłócającego
(Zakłócenie falą nośną sygnału o częstotliwości różniacej się od częstotliwości nośnej)

Różnica sygnałów $f_x - f_u$ (MHz)	1		2		3		4		5		6		7		8		9	
	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
-1,88									-5		-5		-5	-20				0
-1,72									0		5	-10	5	-10				0
-1,57									-5	-10	15	-10	15	-10				5 10
-1,41									10	-5	20	-5	20	-5				5 -5
-1,25									15	-5	15	0	25	-5				15 0
-1,10									25	5	20	5	25	5				20 10
-0,945									25	5	13	-2	18	5	10	-2	15	3
-0,79									30	15	17	5	23	10	12	2	20	7
-0,63									35	15	23	7	25	13	17	5	23	8
-0,48									35	15	25	10	30	15	17	7	27	13
-0,32									40	20	25	13	33	20	22	10	27	15
-0,16									40	25	27	17	33	20	22	12	30	18
-0,008									40	25	32	18	30	20	22	12	33	18
0,008	30	20	30	15	30	20	25	15	35	25	37	23	33	23	27	17	30	20
0,16	35	25	40	20	30	20	30	15	40	25	32	22	35	23	32	17	35	23
0,32	35	25	40	20	35	25	35	20	40	25	32	22	38	20	35	22	35	23
0,48	40	25	40	20	35	20	40	20	45	25	33	22	35	20	35	22	37	23
0,63	35	25	35	20	30	25	35	20	40	25	35	22	38	20	35	22	35	23
0,79	35	25	40	20	35	25	35	20	45	25	32	22	33	15	35	20	37	23
0,95	40	30	30	20	35	25	30	20	45	25	35	20	35	20	35	22	37	25
1,1	45	30	30	20	35	25	40	20	40	20	33	20	33	18	30	22	33	20
1,25	45	25	30	20	30	20	30	20	45	25	33	17	33	18	35	20	33	20
1,41	35	25	30	20	35	20	25	15	40	25	33	20	33	15	37	17	32	18
1,57	35	20	30	15	35	15	25	15	45	20	30	17	35	15	32	17	33	18
1,88	40	20	25	10	30	10	25	15	40	20	35	13	33	10	35	20	30	17
2	32,5	20	35	17,5	30	15	32,5	17,5	30	17,5	25	10	27,5	12,5	30	12,5	32,5	22,5
3	27,5		30	10	25	10	35	10	30	15	22,5	0	20		25	15	26	11,5
4	15	7,5	25	2,5	32,5	7,5	25	5	25	10	10		10		10		25	12,5
5	22,5	3,5	15	5	20	7,5	2,5	-5	27,5	10	20	0	17	2,5	20	5	21	12,5
5,5	19	3,5	10	-10	15	5	5	-2,5	25	7,5	7,5	0	12,5	0	15	5	17,5	7,5
6	-1	-20	-15	-25	-12,5	-20			-10	-20	0	-20	0	-20	-5	-20	5	-15

Wartości w kolumnach A — dla progu zauważalności interferencji

„ „ „ B — dla interferencji uniemożliwiającej obserwację

Wartości liczbowe decybeli w kolumnach A i B poszczególnych obserwatorów są średnimi z dwóch

T a b l i c a 6

na podstawie wyników uzyskanych z indywidualnych arkuszy testowych wzór 2a i 2b.
 sygnału użytecznego o pełną nieparzystą wielokrotność połowy częstotliwości linii)

10		11		12		13		14		15		16		17		Wartości średnie dla wszystkich obserwatorów	
A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
								0	-20	0	-10	0	-10	0		-1,8	-15
								5	-15	5	-5	5	0	0	-15	3,1	9,1
								5	-12	5	-5	10	0	0	-10	7,5	-8,4
								5	12	10	0	15	5	5	-5	11,2	-4,0
10	0	15	0	5	-15	15	-5	5	-5	15	5	25	10	5	-5	13,7	-2,1
5	0	25	0	20	-5	20	0	15	2	25	15	30	15	15	5	20,4	4,8
10	5	25	5	15	-5	20	0	15	7	20	15	25	20	15	10	17,4	5,1
15	10	25	10	20	0	25	5	20	12	25	15	30	20	20	10	21,6	9,5
20	10	25	10	20	0	30	10	25	15	30	20	35	25	25	15	25,6	11,7
20	15	25	10	20	5	30	15	25	20	35	22	30	25	30	20	26,9	14,7
40	20	30	15	30	10	30	15	25	20	40	25	30	25	25	20	30,6	17,5
40	25	35	10	25	10	35	20	30	22	35	27	35	25	30	20	32,0	17,4
40	25	35	20	35	15	40	20	30	25	35	27	40	30	25	20	33,6	21,1
37	27	35	22	40	20	37	25	30	25	35	25	40	30	25	20	33,1	21,8
37	27	40	25	37	20	35	22	35	30	40	30	45	35	35	25	35,7	23,7
35	27	37	25	32	20	37	22	35	30	40	30	45	35	35	25	36,5	24,5
37	25	37	20	35	17	37	22	30	25	40	30	45	35	40	25	37,3	23,3
35	30	40	20	20	10	40	25	30	25	40	30	45	35	20	20	35,2	23,3
40	30	40	20	17	10	35	25	30	25	35	30	40	30	30	25	34,9	23,0
30	25	40	25	17	7	35	25	30	25	35	30	45	35	35	25	34,6	23,8
30	25	40	20	15	7	40	25	30	25	40	25	45	35	30	20	34,7	22,2
30	25	35	25	17	5	40	25	30	20	35	25	40	30	30	20	33,3	21,2
35	30	40	25	15	7	35	25	30	20	35	20	40	30	25	20	32,6	20,7
40	20	40	20	15	2	40		30	20	35	20	35	25	25	20	32,9	17,4
40	25	35	25	15	5	40	25	25	20	35	25	30	25	25	20	31,7	18
35	20		22,5	35	20	35	25	32,5	17,5	30	15					31,4	17,7
32,5	10	32,5	15	32,5	12,5	30	15	27,5	15	27,5	15					28,3	12,8
27,5	10	37,5	7,5	30	10	20	5	22,5	0	25	7,5					22,6	7
25	10	25	5	27,5	10	17,5	0	7,5	-5	20	0					20,4	4,3
20	5	27,5	5	22,5	7,5	7,5	10	2,5	-12,5	20	2,5					14,1	0,9
-10	-20	20	-15	-10	-15	0	-25	-10	-22,5	0	-17,5					-6,8	-20

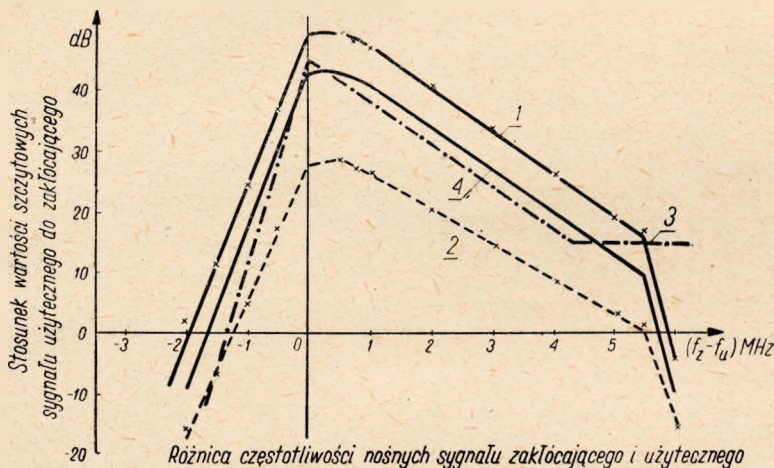
pomiarów: przy powiększaniu poziomu sygnału zakłócającego oraz przy zmniejszaniu poziomu sygnału zakłócającego.

Wartości ujemne w rubryce częstotliwości oznaczają, że częstotliwość sygnału zakłócającego jest mniejsza od częstotliwości sygnału użytecznego, wartości dodatnie — odwrotnie.

ulega załamaniu i opada dość szybko, przecinając jej poziomy odcinek przy częstotliwości około 5,75 MHz. Spadek ten wydaje się uzasadniony ze względu na charakterystykę selektywności odbiornika podaną na rys. 3.

W części odpowiadającej ujemnym wartościom różnicy $f_z - f_u$ spadek krzywej jest mniej stromy w porównaniu z krzywą CCIR, co jest prawdopodobnie wynikiem zbyt małego tłumienia obwodów odbiornika dla częstotliwości fonicznych sąsiedniego niższego kanału.

Krzywa współczynnika bezpieczeństwa, przy którym obserwacja obrazu staje się niemożliwa, wykazuje ściśle podobieństwo do omówionej poprzednio i jest w stosunku do niej przesunięta w dół o około 20 dB.



Rys. 4. Krzywe współczynników bezpieczeństwa dla standardu 625 linii i kanału 8 MHz: 1 — krzywa współczynnika bezpieczeństwa dla progu zauważalności interferencji; 2 — krzywą współczynnika bezpieczeństwa dla interferencji uniemożliwiającej obserwację; 3 — krzywa współczynnika bezpieczeństwa z materiałów CCIR (tymczasowa) dla standardu 625 linii; 4 — proponowana krzywa współczynnika bezpieczeństwa dla interferencji dopuszczalnej

W celu dalszego porównania należy stwierdzić, że wykres CCIR wyznacza współczynniki bezpieczeństwa dla jeszcze dopuszczalnego zakłócenia maksymalnego, przy czym przyjęto, że współczynnik bezpieczeństwa dla dopuszczalnego zakłócenia jest mniejszy o 6÷10 dB od współczynnika dla progu zauważalności zakłócenia [2].

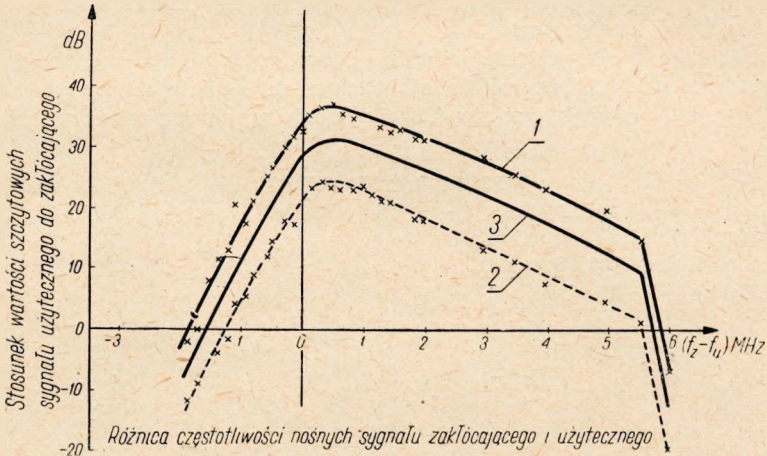
Z uwagi na to krzywa ogólna współczynnika bezpieczeństwa dla interferencji dopuszczalnej (rys. 4 krzywa 4) powinna przebiegać odpowiednio niżej w stosunku do wyznaczonej doświadczalnie krzywej progu zauważalności interferencji. Z proponowanej więc krzywej współczynnika bezpieczeństwa dla interferencji dopuszczalnej można wyciągnąć następujące wnioski porównawcze w stosunku do krzywej CCIR:

1. Maksymalny współczynnik bezpieczeństwa wynoszący około 43 dB jest wymagany dla częstotliwości zakłócających, położonych nie dalej niż około 0,5 MHz od częstotliwości sygnału pożądanego i znajdujących się w pasmie częstotliwości nie tłumionej wstęgi bocznej.

2. Wymagany współczynnik bezpieczeństwa dla częstotliwości zakłócających, leżących w zakresie $1 < f_z - f_u < 5,5$ MHz jest większy od 2—3 dB od współczynnika podanego przez CCIR.

Przy rozpatrywaniu krzywych podanych na rys. 5, wykreślonych na podstawie wartości średnich z tabl. 6, daje się zauważyć większy rozrzut wyników pomiarów w stosunku do krzywej wypośredkowanej niż dla krzywych omówionych poprzednio. Przypuszczać należy, że pochodzi on ze zbyt małej liczby obserwacji poczynionych w niektórych przypadkach (głównie dla sygnału zakłócającego umieszczonego w pasmie tłumionej wstęgi bocznej).

Krzywa dopuszczalnych współczynników bezpieczeństwa przy systemie „offset” (3 na rys. 5) otrzymana została z krzywej doświadczalnej w sposób analogiczny jak poprzednio. Charakteryzuje się ona następującymi właściwościami:



Rys. 5. Krzywe współczynników bezpieczeństwa dla standardu 625 linii i kanału 8 MHz przy odstrojeniach równych pełnej wielokrotności nieparzystej połowy częstotliwości linii:

1 — krzywa współczynnika bezpieczeństwa dla progu zauważalności interferencji; 2 — krzywa współczynnika bezpieczeństwa dla interferencji uniemożliwiającej obserwację; 3 — proponowana krzywa współczynnika bezpieczeństwa dla interferencji dopuszczalnej

1. Współczynnik bezpieczeństwa osiąga wartość maksymalną około 30 dB dla nominalnych różnic częstotliwości sygnałów $f_z - f_u$, wynoszących około 0,5 MHz.

2. Przy częstotliwości sygnału zakłócającego nominalnie równej częstotliwości sygnału użytecznego współczynnik bezpieczeństwa wynosi około 27 dB, co jest zgodne z wartością zaleconą przez CCIR dla tego systemu nadawania przy użytkowaniu wspólnego kanału.

3. W miarę wzrostu $f_z - f_u$ powyżej 1 MHz, krzywa uzyskana zbliża się stopniowo do krzywej ogólnej i powinna pokryć się z nią w pobliżu częstotliwości $f_z - f_u \approx 5,5$ MHz.

4. WNIOSKI

Dotychczasowe wyniki z przeprowadzonych pomiarów pozwalają wyciągnąć następujące wnioski dla przypadków interferowania sygnału użytecznego stacji telewizyjnej z falą nośną sygnału zakłócającego:

1. Wymagana krzywa współczynnika bezpieczeństwa dla telewizji 625-liniowej o kanale szerokości 8 MHz odbiega zarówno kształtem, jak i wartością maksymalną od tymczasowej krzywej, podawanej przez CCIR dla telewizji 625-liniowej o kanale 7 MHz.

2. Krzywa współczynników bezpieczeństwa dla systemu nadawania „offset“ wykazuje korzyści stosowania tego systemu dla praktycznie dowolnych częstotliwości nominalnych sygnału zakłócającego, przy czym zysk wyrażony w dB (różnica rzędnych: krzywej 4 na rys. 4 i krzywej 3 na rys. 5) zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do różnicy częstotliwości nośnych wyrażonej w skali liniowej.

Ze względu na krótkie okresy czasu trwania każdej z poszczególnych obserwacji (około 10 minut) badania nie uchwyciły wpływu zmian częstotliwości linii obrazu wynikającej z małej stabilności częstotliwości sieci energetycznej¹⁾. Otrzymane wyniki w zupełności uzasadniają jednak stosowanie metody „offset“ przy dostatecznie stabilnej częstotliwości linii obrazu, np. przy pracy generatora synchronizującego, niezależnej od sieci energetycznej.

Wydaje się celowe prowadzenie dalszych badań przy użyciu sygnału zakłócającego, modulowanego sygnałem możliwie zbliżonym do sygnału telewizyjnego, w celu uzyskania wyników w większym stopniu odpowiadających warunkom rzeczywistym

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR, Stockholm 1952, Doc. 33.
2. CCIR, Stockholm 1952, Doc. 48.
3. CCIR, Bruxelles 1955, Doc. 76.

С т. О г у л е в и ч

Условия защиты от интерференции между телевизионными станциями, работающими в совместных и частично совмещающихся каналах

Резюме

Работа является приложением к вопросу о выборе правильных коэффициентов безопасности при интерференционном приёме телевизионных станций, работающих в совмещающихся каналах.

Исследования были проведены в условиях интерференционных помех, происходящих во время приёма 625-линейного телевидения с шириной канала 8 мГц. Исследованы были два случая: первый при наличии сигнала с произвольной частотой, находящейся в полосе принимаемых частот — и второй, когда сигнал имел определённые частоты, находящиеся на расстоянии от несущей волны принимаемой станции равном нечётным кратным половины частоты отклонения линии принимаемого изображения. Кривая изображающая результаты измерений при наличии помех первого рода незначительно отклоняется в общем для обоих стандартов диапазоне частот от кривой рекомендованной МККР для 625-линейного телевидения, использующего канал 7 мГц. Кривая полученная при наличии особых случаев интерференции обнаруживает понижение требуемых коэффициентов в целом диапазоне частот канала.

Проведенные исследования ограничивались влиянием интерференционных помех на качество приёма изображения и не затрагивали проблемы качества звука.

1) Zmiany częstotliwości sieci energetycznej mają charakter powolny.

St. Ogulewicz

Protection ratios by the interference of television transmitters operating in common or overlapping channels

Summary

The paper constitutes a contribution to the problem of securing suitable margins of safety in regard with interference in receiving television signals from transmitters operating in overlapping channels. Experiments have been carried out on a 625-line television system of 8 Mc/s channel bandwidth in two cases: for a signal of an arbitrary frequency comprised in the received band and for particular frequencies differing from the carrier of the transmitter concerned by odd multiples of one half of the line-deflection frequency of the received picture. In the first case, the curve representing protection ratios in the common frequency range of both standards shows only a slight deviation from the curve recommended by CCIR for 625-line systems with the channel bandwidth of 7 Mc/s. However, in case of the above mentioned particular frequencies the required protection ratios are decreased throughout the frequency band of the channel.

Experiments and results obtained are restricted only to the effects of interference on the picture quality and not on the sound quality.

St. Ogulewicz

Les conditions de sécurité du point de vue de l'interférence des stations de télévision travaillant dans des canaux communs et dans des canaux voisins

Résumé

Ce travail constitue une contribution au problème du choix des coefficients de sécurité appropriés à la réception en cas d'interférences des stations de télévision travaillant dans des canaux voisins.

Les études ont été faites dans les conditions d'interférence ayant lieu pendant la réception de la télévision 625-lignes dans un canal d'une longueur de 8 MHz pour deux cas, notamment:

- 1) pour un signal à une fréquence quelconque dans la bande de fréquence reçue,
- 2) pour un signal à fréquences spéciales distantes de l'onde porteuse de la station reçue des multiplicités impaires de la moitié de la fréquence de déviation de ligne de l'image reçue.

La courbe qui représente les résultats des mesures pour le premier genre de perturbations dans l'intervalle commun de la fréquence pour deux standards, diffère insensiblement de la courbe recommandée par le CCIR pour la télévision 625-lignes travaillant dans le canal de 7 MHz. La courbe obtenue pour des cas particuliers d'interférence démontre un abaissement des coefficients exigés dans toute la gamme de fréquence du canal.

Les expériences se limitaient à l'étude de l'influence de l'interférence sur la qualité de l'image et n'avaient pas de rapport avec la qualité du son.

St. Ogulewicz

Störabstände beim Empfang von interferierenden Fernsehsendern, die in denselben oder überlappenden Kanälen arbeiten**Zusammenfassung**

Die Arbeit ist ein Beitrag zur Frage der Auswahl entsprechender Schutzverhältnisse beim Interferenzempfang von Fernsehsendern, die in überlappenden Kanälen arbeiten.

Es wurden die Bedingungen der Interferenz beim Empfang eines 625-zeiligen Fernsehsenders mit einer Kanalbreite von 8 MHz in zwei Fällen erforscht und nämlich: bei einem Signal mit beliebiger Frequenz im empfangenen Band, sowie bei einem Signal mit besonderen Frequenzen, die von der Trägerfrequenz des empfangenen Senders um das ungerade Vielfache der Hälfte der Zeilenfrequenz des empfangenen Fernsehbildes entfernt sind. Die Kurve, die die Messergebnisse für die erste Art der Störungen im für die beiden Standard gemeinsamen Frequenzbereiche wiedergibt, weicht nur ein wenig von der Kurve ab, die von CCIR für 625-zeiliges Fernsehen mit 7 MHz Kanalbreite empfohlen wird. Die Kurve, die für die besonderen Fälle der Interferenz erhalten wurde, weist eine Senkung der erforderlichen Koeffizienten im ganzem Gebiet des Frequenzbandes auf.

Die Untersuchungen und Messergebnisse wurden nur auf den Einfluss der Interferenz betreffend der Bildqualität begrenzt.

STEFAN MANCZARSKI

621.396.11:525.7

ROZPRASZANIE FAL W JONOSFERZE I JEGO PRAKTYCZNE WYKORZYSTANIE ¹⁾

Rękopis dostarczono dc IEŁ 12. 10. 1955

Rozpraszanie fal w jonosferze rozpatrywane było dotąd jako zjawisko szkodliwe i niepożądane z powodu zwiększenia ogólnego poziomu zakłóceń, przeszkadzających w odbiorze radiowym. W przeciwieństwie do tego autor artykułu powziął zamiar zbadania zjawiska rozproszeń jonosferycznych pod kątem widzenia jego praktycznego wykorzystania.

Badania autora rozpoczęte były w roku 1949 i prowadzone początkowo w głównym radiokomunikacyjnym ośrodku odbiorczym w Grodzisku koło Warszawy. Ze względu na to, że odbiorowi fal krótkich towarzyszą zaniki, autor opracował statystyczną metodę pomiaru natężenia pola fal elektromagnetycznych. Metoda ta jest opisana w rozdziale 2, gdzie kolejno rozpatrzono: definicje wielkości uśrednionych (pkt 2.1); prawdopodobieństwo zaniku i prawdopodobieństwo odbioru (pkt 2.2, rys. 1); zależność między wartością skuteczną wygładzoną, a wartością środkową (pkt 2.3); wzory i wykresy na względną wartość natężenia pola (pkt 2.4, rys. 2 i 3); badania doświadczalne nad rozpraszaniem fal w jonosferze, przeprowadzone w Grodzisku (pkt 2.5, rys. 4).

W wyniku tych badań została opracowana prosta metoda pomiaru względnej wygładzonej wartości natężenia pola, które podlega fluktuacjom, podporządkowanym statystycznemu rozkładowi Rayleigha. W charakterze przyrządu pomiarowego może być w tym przypadku użyty zegarek kieszonkowy ze stoperem sumującym.

Obserwacje i pomiary w Grodzisku doprowadziły autora do wniosku, że rozproszenia jonosferyczne mogą być wykorzystane do stworzenia specjalnego systemu anteny aperiodycznej, tzw. anteny PBS, posiadającej szereg cennych właściwości, a mianowicie:

a) dookólną w przybliżeniu charakterystykę kierunkową, rozpatrywaną na powierzchni stożka przy niewielkim kącie nachylenia tworzącej do powierzchni ziemi;

b) pionową charakterystykę kierunkową, umożliwiającą radiokomunikację na odległości zarówno niewielkie, jak i znaczne (od kilkuset do kilku tysięcy kilometrów);

c) stałą w przybliżeniu impedancję wejściową anteny w szerokim zakresie częstotliwości, rzędu 1 : 6 ($\lambda = 15 \div 90$ m);

d) stosunkowo wysoki współczynnik sprawności anteny (rzędu 70 ÷ 90%);

e) prostą i taną konstrukcję anteny (płaska konfiguracja, niewielka ilość niewysokich masztów).

Skrócona nazwa anteny PBS pochodzi od słów „antena prostoliniowa z falą bieżąco-stojącą”, co wskazuje na cechy charakterystyczne sposobu pracy anteny. Szczegółowy opis anteny PBS znajduje się w rozdziale 3, gdzie rozpatrzono problem wygładzania minimum w charakterystykach promieniowania anten krótkofalowych (pkt 3.1, rys. 5 ÷ 8) oraz opis i dane anteny PBS (pkt 3.2, rys. 9 i 10).

Anteny PBS pracują w Polsce od roku 1950, zarówno do nadawania, jak i do odbioru.

Następny, czwarty rozdział artykułu poświęcony jest zagadnieniu struktury jonosfery. Rozpatrzono w nim kolejno: koncepcję wyjaśniającą własności roz-

1) Referat wygłoszony na kurso-konferencji w Karpaczu w dniu 15. 9. 1954.

praszające jonosfery (pkt 4.1), ruch turbulencyjny (pkt 4.2), rozmiary niejednorodności jonosferycznych (pkt 4.3), współczynnik dyfuzji niejednorodności oraz ich czas życia (pkt 4.4), szybkość ruchów chaotycznych niejednorodności (pkt. 4.5), szybkość i kierunek wichrów jonosferycznych (pkt 4.6, rys. 11 i 12), oraz nachylenie pułapu jonosferycznego (pkt. 4.7, rys. 13 ÷ 20).

W związku z turbulencyjnością i ogólną cyrkulacją atmosfery, wichrom jonosferycznym mogą towarzyszyć dość znaczne nachylenia pułapu jonosferycznego, zwłaszcza w okolicach 30° szerokości geomagnetycznej. Wynikająca stąd możliwość radiokomunikacji pozaortodromowej między niektórymi oddalonymi punktami na kuli ziemskiej jest z praktycznego punktu widzenia bardzo interesująca. Ma ona ważne znaczenie w tych przypadkach, gdy ortodroma zbliża się lub przecina obszar zorzy polarnej, wskutek czego wzdłuż ortodromy fale podlegają bardzo silnemu pochłanianiu jonosferycznemu. Radiokomunikacja pozaortodromowa, pozwalająca obejść niewygodną trasę bezpośrednią, może znacznie polepszyć pewność połączenia.

W rozdziale 5 pracy (dodatek) rozpatrzono teorię fal magnetyczno-hydrodynamicznych. Koncepcja tego rodzaju fal została wprowadzona do nauki w 1943 r. przez Alfvena pod kątem widzenia aerodynamiki kosmicznej. W latach 1949—1950 teoria ta została rozwinięta i uzupełniona przez van de Hulsta. W tej właśnie wersji autor artykułu próbował zastosować ją do jonosfery ziemskiej. Rolę stałego pola magnetycznego, warunkującego występowanie fal magnetyczno-hydrodynamicznych, spełnia magnetyczne pole ziemskie. Są podstawy do przypuszczeń, że fale te determinują w pewnym stopniu charakter tych ciągłych ruchów, które bez przerwy odbywają się w jonosferze. Powyższe ruchy mają z reguły charakter turbulencyjny, gdyż obserwowane ich szybkości przekraczają, ogólnie biorąc, szybkości krytyczne, odpowiadające tzw. kryterium Reynoldsa. Bezpośrednim skutkiem powyższych ruchów są między innymi rozproszenia fal elektromagnetycznych w jonosferze.

W ostatnim rozdziale 6 są podsumowane wyniki pracy.

1. GENEZA I PRZEDMIOT PRACY

Zjawisko rozpraszania fal elektromagnetycznych w jonosferze stanowi zagadnienie bardzo interesujące zarówno pod względem teoretycznym, jak i praktycznym.

Dotychczas zjawisko to znane jest jako na ogół niepożądane.

Wskutek rozproszenia jonosferycznego sygnały radiowe trafiają poza obszar swego przeznaczenia, co powoduje pogorszenie działania krótkofalowych anten kierunkowych oraz wytwarzanie zakłóceń na trasach nie przeznaczonych do obsługi przez daną antenę nadawczą.

Z tego względu rozproszenie fal w jonosferze jest zagadnieniem naukowym o aspekcie międzynarodowym i dlatego wchodzi ono w zakres tematyki międzynarodowych organizacji naukowo-doradczych, jak CCIR i URSI.

Z naszego polskiego punktu widzenia problem ten ma przede wszystkim znaczenie praktyczne. Nasze służby radiokomunikacyjne i to zarówno grafia, jak i fonia, a w szczególności radiofonia krótkofalowa, są dość silnie zakłócane przez pracę radiostacji innych państw. W zakłóceniach tych pewną rolę odgrywa niewątpliwie rozpraszanie fal przez jonosferę.

Ta właśnie okoliczność była bezpośrednim bodźcem do podjęcia u nas badań nad zagadnieniem rozpraszania fal w jonosferze. W trakcie jednak tych badań okazało się, że jest to zagadnienie o wadze znacznie większej niż to się początkowo wydawało.

Punktem wyjścia zapoczątkowanych przez autora w roku 1949 badań na radiostacji w Grodzisku były pierwotnie czysto jakościowe obserwacje sygnałów radiokomunikacyjnych na falach krótkich. Podczas tych obserwacji dano się stwierdzić występowanie sygnałów w postaci fal rozproszonych przez jonosferę.

Potrzeba ilościowego ujęcia obserwacji i brak odpowiedniej aparatury pomiarowej (urządzenia do automatycznego zapisu sygnałów wahliwych) pobudziły autora

z kolei do wypracowania własnej metody pomiaru względnej wygładzonej wartości natężenia pola. W ten sposób powstała statystyczna metoda pomiaru niezwykle prostego, do którego jedynym potrzebnym przyrządem jest tylko zegarek lub stoper.

Dalsze obserwacje, już ilościowe, nad sygnałami radiokomunikacyjnymi nasunęły autorowi myśl wykorzystania zjawiska rozpraszania fal przez jonosferę przez zbudowanie specjalnej anteny, która mogłaby spełnić równocześnie szereg trudnych wymagań. Równoczesność taka jest nieosiągalna przy użyciu znanych dotychczas anten, stosujących, jak wiadomo, falę bądź stojącą, bądź bieżącą.

W nowym rozwiązaniu chodzi o następujące własności anteny:

- 1) bardzo duży zakres częstotliwości przenoszonych (stosunek 1 : 6) przy zachowaniu dookólności,
- 2) niezależność od odległości pracy,
- 3) stała w przybliżeniu impedancja wejściowa,
- 4) dobra sprawność elektryczna,
- 5) prosta, dogodna i tania konstrukcja.

W ten sposób powstał nowy typ anteny, tzw. PBS, tzn. anteny prostoliniowej na falę bieżąco-stojącą, wykorzystującej rozproszenia jonosferyczne.

Kilka zbudowanych anten nadawczo-odbiorczych PBS (począwszy od 1950 r.) umożliwiło porównanie wyników pracy tych anten z rezultatami uzyskiwanymi w tym samym czasie za pomocą anten kierunkowych. Pozwoliło to powiązać zjawisko rozproszeń jonosferycznych ze zjawiskiem ruchów turbulencyjnych w jonosferze, przejawiających się w postaci tzw. wichrów jonosferycznych. W ten sposób zainteresowania autora jonosferą objęły nową dziedzinę, mianowicie aerodynamikę jonosfery. W tym ujęciu do jonosfery stosują się takie pojęcia, znane z ogólnej aerodynamiki, jak kryterium Reynoldsa i liczba Macha.

Stosując dalej do warstw zjonizowanych ogólną teorię turbulencji Kołmogorowa, można wyrobić sobie pogląd na charakter i obraz wichrów jonosferycznych. Ruch burzliwy w jonosferze musi składać się z szeregu większych i mniejszych zawichrzeń, które w ujęciu statystycznym podlegają tzw. prawu $2/3$ Kołmogorowa. Pozwala to na inną ocenę wichrów jonosferycznych niż ta, jaką spotyka się dotychczas w literaturze amerykańskiej. O zachowaniu się wichrów jonosferycznych na dużych przestrzeniach nie można wnioskować na podstawie wrywkowych pomiarów w kilku blisko położonych miejscach.

Jak wynika z obserwacji, w niektórych obszarach kuli ziemskiej dają się stwierdzić wichry jonosferyczne o kierunkach uprzywilejowanych, jak również wichry jonosferyczne wstępujące i zstępujące pod różnymi kątami do poziomu.

Fakty te, wiążące się prawdopodobnie z ogólną cyrkulacją atmosfery ziemskiej, pozwalają przypuszczać, że na pewnych szerokościach geograficznych występują w jonosferze znaczne nierówności, pochylenia i wklęsnięcia stropu jonosferycznego. Okoliczność ta stwarza nadzwyczaj obiecujące możliwości przesyłania fal krótkich drogą pozaortodromową dzięki skośnemu odbijaniu niektórych obszarów jonosfery. Powyższy sposób miałby niesłychanie ważne praktyczne znaczenie dla tych relacji radiokomunikacyjnych, których trasa przecina lub zbliża się do silnie tłumiącej strefy zorzy polarnej. W naszych warunkach przypadek taki zachodzi na trasie Warszawa—Nowy Jork lub Warszawa—Kanada.

Należy przypuszczać, że pomiary natężenia pola fal rozproszonych pozwolą na znalezienie obszarów z silnie pochylonym pułapem jonosferycznym. Można przewidywać, że obszary takie powinny znajdować się między innymi w pasie pomiędzy 15° a 30° szerokości geomagnetycznej. Istnieją już obecnie spostrzeżenia potwierdzające słuszność tej koncepcji.

Jeżeli chodzi o matematyczną interpretację całokształtu zjawisk elektryczno-mechanicznych, zachodzących w ośrodku zjonizowanym, jakim jest jonosfera, to najbardziej nowoczesne ujęcie tej sprawy daje powstała w ostatnich latach teoria fal magnetyczno-hydrodynamicznych. Twórca tej teorii Alfven zastosował ją początkowo do plam słonecznych oraz do przestrzeni międzygwiazdnej (1943 r.).

Teoria ta rozwinięta później i uzupełniona przez van de Hulsta (1949—1950 r.) daje się ekstrapolować na jonosferę ziemską. Środowiskiem, w którym rozchodzą się fale magnetyczno-hydrodynamiczne, jest plazma zjonizowana, złożona z jonów, elektronów i swobodnych molekuł. Istotny wpływ na przebieg zjawisk ma stałe pole magnetyczne. Zwykle fale elektromagnetyczne Maxwella, jak również fale dźwiękowe, stanowią tylko szczególne przypadki fal magnetyczno-hydrodynamicznych.

Jak widać z powyższego, problemat rozproszeń jonosferycznych jest zagadnieniem niezwykle rozległym, obejmującym kilka obszernych i bardzo nowoczesnych dyscyplin naukowych.

Niniejsza praca stanowi w skróceniu zestawienie najbardziej istotnych informacji, które udało się zdobyć w poruszonej sprawie, ze szczególnym uwzględnieniem badań i osiągnięć własnych, jak również wynikających z nich wniosków praktycznych.

2. STATYSTYCZNA METODA POMIARU NATEŻENIA POLA

2.1. Definicje wielkości uśrednionych

Sygnał odbierany na falach krótkich przy wykorzystaniu fal jonosferycznych jest sygnałem wahlwym. Natężenie pola takiego sygnału ustawicznie się zmienia, dając tzw. zjawisko zaniku.

W związku z powyższym dla oceny natężenia pola zmuszeni jesteśmy stosować w tych warunkach wielkości uśrednione. Najczęściej używane spośród nich są następujące:

- wartość skuteczna wygładzona — wartość skuteczna natężenia pola, odnosząca się do całego czasu obserwacji (*the long term, root mean square of the signal*);
- wartość środkowa — wielkość, którą chwilowa wartość natężenia pola przekracza w ciągu 50% czasu obserwacji (*the median value, la valeur médiane*).

Jak zobaczymy później, wymienione dwie wartości różnią się między sobą stosunkowo nieznacznie. Okoliczność ta ma dość duże znaczenie praktyczne, gdyż ułatwia przybliżone porównywanie danych, wyrażonych bądź jednym, bądź drugim sposobem.

2.2. Prawdopodobieństwo zaniku i prawdopodobieństwo odbioru

Robiąc założenie, że sygnał pobierany z pojedynczej anteny odbiorczej jest rezultatem wielu sygnałów o przypadkowej fazie, można zastosować następujący wzór, oparty na rachunku prawdopodobieństwa:

$$P = 1 - e^{-\left(\frac{s}{s_0}\right)^2}$$

gdzie:

- P — prawdopodobieństwo występowania amplitudy mniejszej od s ;
- s — najmniejszy czytelny jeszcze sygnał;
- s_0 — wartość skuteczna wygładzona sygnału;
- $e = 2,718\dots$

Podany wzór $P = 1 - e^{-\left(\frac{s}{s_0}\right)^2}$ jest interpretacją znanego w rachunku prawdopodobieństwa „zagadnienia bezcelowej wędrówki“ (tzw. „problem of random walk“, wprowadzony po raz pierwszy do fizyki przez Rayleigha).

Pochodzenie wzoru może być przedstawione w sposób następujący. Sygnał wahlwy można napisać:

$$\hat{s}(t) = [x(t) + i y(t)] e^{i\omega_0 t}$$

gdzie ω_0 określa częstotliwość fali nośnej, a zespół funkcji rzeczywistych $x(t)$ oraz $y(t)$ amplitudę i fazę. Wartości obu tych funkcji traktujemy jako wartości dwóch niezależnych zmierzanych losowych i przyjmujemy dla nich rozkład normalny Gaussa o tych samych parametrach. Słuszność takiego założenia związana jest między innymi z istnieniem stałych wartości skutecznych funkcji $x(t)$ oraz $y(t)$. Stąd wynika, że warunki jonosferyczne nie powinny ulegać w czasie pomiarów dużym zmianom. Wtedy dwuwymiarowa gęstość prawdopodobieństwa wyrazi się:

$$f(x, y) dx dy = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}} dx dy$$

gdzie $\sigma^2 = \overline{x^2}(t) = \overline{y^2}(t)$.

Przechodzimy następnie od zmiennych x, y do zmiennych s, φ (amplituda i kąt fazowy). Po scałkowaniu otrzymanego równania względem φ w granicach od 0 do 2π i względem s w granicach od 0 do s , otrzymujemy przytoczoną na wstępie zależność.

Wprowadzimy dalej następujące oznaczenia:

$$k = \frac{s}{z}, \quad x = \frac{s_0}{z}$$

gdzie z — poziom zakłóceń.

Wówczas

$$P = 1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2}$$

Wzór ten wyraża, jak widać, prawdopodobieństwo zaniku sygnału przy posługiwaniu się pojedynczą anteną odbiorczą.

Prawdopodobieństwo odbioru sygnału jest zatem przy pojedynczej antenie:

$$p = 1 - P = e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2}$$

Dla

$$\frac{k}{x} \rightarrow 0, \quad p \rightarrow 1$$

wówczas

$$p \approx 1 - \left(\frac{k}{x}\right)^2, \quad \text{skąd} \quad \left(\frac{x}{k}\right)^2 \approx \frac{1}{1-p}$$

Rozpatrzmy teraz prawdopodobieństwo zaniku i prawdopodobieństwo odbioru przy systemie diversity (układ anten zbiorczych), zawierającym n anten.

Zakładając, że zaniki sygnału w poszczególnych antenach systemu diversity są zupełnie od siebie niezależne, możemy przyjąć, iż prawdopodobieństwo zaniku sygnału skombinowanego jest iloczynem współczynników prawdopodobieństwa zaniku dla poszczególnych anten:

$$P = \left[1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \right]^n$$

Wobec tego prawdopodobieństwo odbioru przy systemie diversity, składającym się

z n anten, wynosi:

$$p = 1 - P = 1 - \left[1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \right]^n$$

Dla

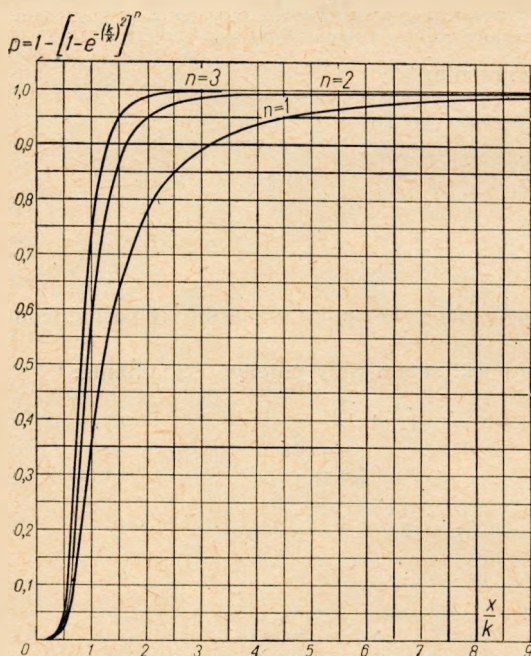
$$\frac{k}{x} \rightarrow 0, \quad p \rightarrow 1$$

wówczas

$$p \approx 1 - \left(\frac{k}{x}\right)^{2n}$$

W praktyce wygodnie jest przedstawić wykresnie p w funkcji $\frac{x}{k}$.

Oдноśne obliczenia, oparte na wzorze $p = 1 - \left[1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \right]^n$, podane są w tabl. 1. Wyniki obliczeń przedstawione są wykresnie na rys. 1. Współczynnik k z rys. 1 charakteryzuje rodzaj transmisji (np. telegraf czy telefon). W danych warunkach



Tablica 1

$\frac{x}{k}$	p		
	$n=1$	$n=2$	$n=3$
0	0	0	0
0,25	0,1123 · 10 ⁻⁶		
0,5	0,0183	0,036	0,053
0,8	0,21	0,376	0,507
1	0,3678	0,6007	0,7473
1,25	0,529	0,778	0,8954
1,43	0,613	0,8502	0,9421
1,66	0,698	0,90875	0,97248
2	0,779	0,95117	0,9892
2,5	0,852	0,9781	0,99676
3,33	0,914	0,99261	0,999365
5	0,961	0,99848	0,9999407
10	0,99	0,9999	0,999999
∞	1	1	1

Rys. 1. Prawdopodobieństwo odbioru na falach krótkich przy systemie diversity, składającym się z n anten (wg S. Manczarskiego):

x — stosunek wartości skutecznej wygładzonej sygnału do zakłóceń; k — stosunek najbliższego rozróżnialnego sygnału do zakłóceń

i dla danego rodzaju transmisji współczynnik k jest wielkością stałą, wobec czego parametr $\frac{x}{k}$ jest wówczas proporcjonalny do x , czyli do stosunku sygnału do zakłóceń.

Doświadczalnie stwierdzono, że omawiany wzór na p dość dobrze odpowiada rzeczywistości, jeżeli warunki jonosferyczne nie zmieniają się zbyt szybko. W szczegól-

ności skonstatowano słuszność następujących charakterystycznych danych zaokrąglonych, świadczących o skuteczności systemu diversity:

n	1	2	3
p	50%/0	≈ 75%/0	≈ 90%/0

Z wykresu (rys. 1) wynika, że współczynnik prawdopodobieństwa odbioru p jest tym bliższy jedności, im większy jest stosunek sygnału do zakłóceń, w żadnym jednak wypadku przy sygnale podlegającym zanikowi nie podobna osiągnąć całkowitej pewności odbioru.

Jak łatwo domyślić się z wykresu (rys. 1), zwiększenie wartości n powyżej liczby 3 niewiele już zwiększy prawdopodobieństwo odbioru p . Wniosek ten może być wprowadzony na drodze analitycznej. Istotnie równanie

$$p = 1 - \left[1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \right]^n$$

można przedstawić w postaci następującej:

$$p = e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \left\{ 1 + \left[1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \right] + \left[1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \right]^2 + \dots + \left[1 - e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2} \right]^{n-1} \right\}$$

Czynnik w nawiasie kłamrowym wskazuje, ile razy wzrosło prawdopodobieństwo odbioru w porównaniu z jedną anteną. Dla małych wartości $\frac{k}{x}$ czynnik ten można przedstawić w postaci:

$$\frac{1 - \left(\frac{k}{x}\right)^{2n}}{1 - \left(\frac{k}{x}\right)^2}$$

Wynika stąd, że nie warto dawać zbyt dużej ilości anten, a współczynnik zwiększenia prawdopodobieństwa nie przekroczy wartości:

$$\frac{1}{1 - \left(\frac{k}{x}\right)^2}$$

2.3. Zależność między wartością skuteczną wygładzoną a wartością środkową

Jak widzieliśmy wyżej, prawdopodobieństwo odbioru sygnału wynosi przy pojedynczej antenie odbiorczej:

$$p = e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2}$$

gdzie

$$\frac{k}{x} = \frac{s}{s_0}$$

Zatem

$$p = e^{-\left(\frac{s}{s_0}\right)^2}$$

skąd

$$\lg \frac{1}{p} = \left(\frac{s}{s_0} \right)^2 \lg e$$

$$\frac{s}{s_0} = \sqrt{\frac{\lg \frac{1}{p}}{\lg e}} = 1,52 \sqrt{\lg \frac{1}{p}}$$

Oznaczmy teraz:

$s = E_{50\%}$ — wartość środkowa sygnału, odpowiadająca $p = 0,5$,

$s_0 = E_{sk}$ — wartość skuteczna wygładzona tegoż sygnału.

Wówczas

$$\frac{E_{50\%}}{E_{sk}} = 1,52 \sqrt{\lg 2} \approx 0,83 ;$$

ostatecznie

$$E_{sk} \approx 1,2 E_{50\%}$$

Jak widać, wartość skuteczna wygładzona jest tylko nieznacznie większa od wartości środkowej sygnału.

2.4. Wzory i wykresy na względną wartość natężenia pola

Rozpatrzmy teraz bliżej odbiór fal jonosferycznych za pomocą pojedynczej anteny. Prawdopodobieństwo odbioru wynosi wówczas, jak wiadomo:

$$p = e^{-\left(\frac{k}{x}\right)^2}$$

Dla dwóch różnych wartości x , a przy tej samej wartości k , tzn. przy tym samym rodzaju transmisji, otrzymuje się następujące zależności:

$$\left. \begin{array}{l} p_1 = e^{-\left(\frac{k}{x_1}\right)^2} \\ p_2 = e^{-\left(\frac{k}{x_2}\right)^2} \end{array} \right\} \lg \frac{1}{p_1} = \left(\frac{k}{x_1}\right)^2 \lg e \quad \left(\frac{x_2}{x_1} \right)^2 = \frac{\lg \frac{1}{p_1}}{\lg \frac{1}{p_2}}$$

W przypadku szczególnym, gdy p_1 oraz p_2 są wielkościami bliskimi jedności,

$$\left(\frac{x_2}{x_1}\right)^2 \approx \frac{1-p_1}{1-p_2}$$

Wracając do rozważań ogólnych możemy napisać, że przy zachowaniu tego samego poziomu zakłóceń z:

$$\begin{array}{l} x_2 = \frac{E_2}{z} \\ x_1 = \frac{E_1}{z} \end{array} \quad \text{skąd} \quad \begin{array}{l} x_2 = \frac{E_2}{E_1} \\ x_1 = \frac{E_1}{E_1} \end{array}$$

Zatem

$$\frac{E_2}{E_1} = \sqrt{\frac{\lg \frac{1}{p_1}}{\lg \frac{1}{p_2}}}$$

gdzie E_1 oraz E_2 wyrażają wartości skuteczne wygładzone sygnałów odbieranych przy tym samym poziomie zakłóceń z prawdopodobieństwem p_1 oraz p_2 .

W przypadku szczególnym, gdy p_1 oraz p_2 są wielkościami bliskimi jedności,

$$\frac{E_2}{E_1} \approx \sqrt{\frac{1-p_1}{1-p_2}}$$

Otrzymane wzory pozwalają na porównawczy pomiar natężenia pola (wartości skutecznych wygładzonych) metodą statystyczną.

Pomiar p powinien być dokonywany na pobliskich falach, ażeby można było przyjąć, iż poziom zakłóceń w odbiorniku nie uległ zmianie przy przejściu od jednej odbieranej stacji do drugiej.

Tablica 2

W tablicy 2 zestawiono wartości $\left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2$ oraz

$\frac{E_2}{E_1}$ w funkcji różnych wartości p_1 oraz p_2 .

Należy zwrócić jeszcze uwagę na znaczenie wzoru

$$\left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2 = \frac{\lg \frac{1}{p_1}}{\lg \frac{1}{p_2}}$$

p_1	p_2	$\left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2$	$\frac{E_2}{E_1}$
0,5	0,8	3,11	1,76
0,5	0,95	13,66	3,7
0,8	0,95	4,4	2,12
0,9	0,95	2,06	1,43
0,95	0,99	5,1	2,26
0,5	0,99	69,6	8,34

który w szczególnym przypadku, gdy p_1 oraz p_2 są wielkościami bliskimi jedności, sprowadza się do wzoru uproszczonego

$$\left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2 \approx \frac{1-p_1}{1-p_2}$$

Otóż omawiany wzór pozwala na szybkie rozwiązanie następującego zadania: ile razy trzeba zwiększyć moc nadajnika, ażeby prawdopodobieństwo jego odbioru za pośrednictwem fal jonosferycznych zmienić z p_1 na p_2 ?

Posługując się wzorem lub tablicą można od razu odpowiedzieć, że o ile prawdopodobieństwo odbioru jakiejś radiostacji wynosi w danych warunkach np. $p_1 = 0,5$, to chcąc to prawdopodobieństwo zwiększyć, przypuśćmy do $p_2 = 0,8$, należy moc radiostacji zwiększyć 3,11-krotnie.

Dla oceny użytecznej wartości natężenia pola okazała się bardzo praktyczna jeszcze jedna postać wzoru:

$$\frac{E_2}{E_1} = \sqrt{\frac{\lg \frac{1}{p_1}}{\lg \frac{1}{p_2}}}$$

w którym przyjmuje się $p_1 = 0,8$.

Współczynnik 0,8 znany jest w telefonii jako najmniejsza wartość użyteczna tzw. współczynnika zrozumiałości. Wartość ta pasuje nieźle i do radiotelegrafii, gdyż prawdopodobieństwu odbioru $p = 0,8$ przy pojedynczej antenie odpowiada, jak to widać z rys. 1, $p = 0,96$ przy podwójnym diversity oraz $p > 0,99$ przy potrójnym diversity.

Oznaczając $E_2 = E$ oraz $p_2 = p$ otrzymuje się przy $p_1 = 0,8$ wzór na względną wartość natężenia pola, odniesioną do najmniejszej wartości użytecznej $E_1 = E_{0,8}$.

$$E = \frac{0,31}{\sqrt{\lg \frac{1}{p}}} E_{0,8}, \quad \text{gdzie } 0,31 = \sqrt{\lg \frac{1}{0,8}}$$

Tablica 3

p	$\frac{0,31}{\sqrt{\lg \frac{1}{p}}}$	$E = \frac{0,31}{\sqrt{\lg \frac{1}{p}}} E_{0,8}$			
		$E_{0,8} = 100 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$	$E_{0,8} = 200 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$	$E_{0,8} = 500 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$	$E_{0,8} = 1000 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$
0,01	0,22	22	44	110	220
0,02	0,238	23,8	47,6	119	238
0,05	0,272	27,2	54,4	136	272
0,1	0,31	31	62	155	310
0,2	0,372	37,2	74,4	186	372
0,3	0,428	42,8	85,6	214	428
0,5	0,564	56,4	112,8	282	564
0,6	0,656	65,6	131,2	328	656
0,7	0,788	78,8	157,6	394	788
0,8	1	100	200	500	1000
0,9	1,45	145	290	725	1450
0,95	2,09	209	418	1045	2090
0,96	2,37	237	474	1185	2370
0,97	2,75	275	550	1375	2750
0,98	3,34	334	668	1670	3340
0,99	4,7	470	940	2350	4700
0,995	6,65	665	1330	3325	6650
0,997	8,6	860	1720	4300	8600
0,999	14,9	1490	2980	7450	14900

Sama wartość natężenia pola $E_{0,8}$ zależy oczywiście od lokalnych warunków odbioru, uwarunkowanych poziomem zakłóceń.

W radiofonii krótkofalowej najczęściej przyjmuje się obecnie następujące wartości $E_{0,8}$, odnoszące się do fali nośnej:

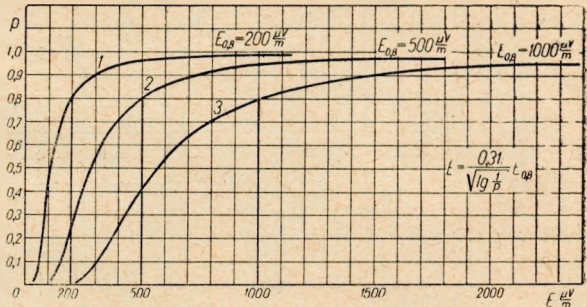
- | | |
|---|---|
| 1) rejony zelektryfikowane, rzadko zabudowane | $E_{0,8} \approx 200 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$ |
| 2) duże miasta | $E_{0,8} \approx 500 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$ |
| 3) miejsca silnie zakłócone | $E_{0,8} \approx 1000 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$ |

W przytoczonej obok tabl. 3 są podane wartości E obliczone w funkcji p dla różnych warunków odbioru.

Sporządzony na podstawie tej tablicy wykres przedstawiony jest na rys. 2.

Tablica 4

1 - p	E _{dB}
0,001	23,46
0,003	18,69
0,005	16,48
0,01	13,44
0,02	10,48
0,03	8,78
0,04	7,5
0,05	6,4
0,1	3,23
0,2	0
0,3	-2,07
0,4	-3,66
0,5	-4,97
0,7	-7,37
0,8	-8,57
0,9	-10,17



Rys. 2. Współczynnik zrozumiałości p audycji radiofonicznych na falach krótkich ze względu na zaniki jonosferyczne, występujące przy różnych wartościach natężenia pola E fali nośnej, zależnie od poziomu zakłóceń lokalnych (wg S. Manczarskiego):

Krzywa 1 — rejony zelektryfikowane, rzadko zabudowane; 2 — duże miasta; 3 — miejsca silnie zakłócone

Względna wartość natężenia pola może być też wyrażona w decybelach w stosunku do wartości $E_{0,8}$.

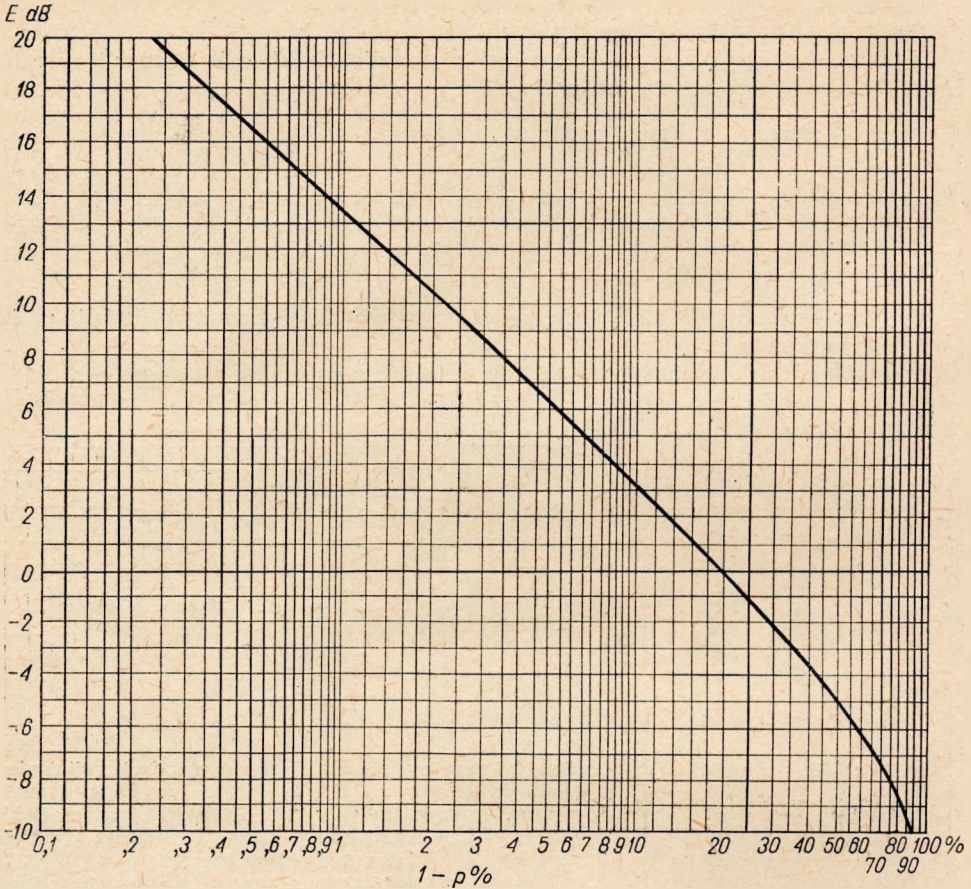
$$E_{\text{dB}} = 20 \lg \frac{E}{E_{0,8}}, \quad \text{gdzie} \quad \frac{E}{E_{0,8}} = \frac{0,31}{\sqrt{\lg \frac{1}{p}}}$$

W tablicy 4 zestawiono wartości E_{dB} w funkcji prawdopodobieństwa zaniku, czyli wypadania sygnału 1 — p .

Odpowiedni wykres, przedstawiony na rys. 3, można także interpretować w sposób następujący.

Na osi poziomej podany jest procent czasu (w stosunku do całego czasu obserwacji), w ciągu którego odbierany sygnał jest mniejszy od wartości odczytanej z krzywej na osi pionowej. Przy takiej interpretacji dogodniej jest, ażeby decybele rosły w kierunku z góry na dół.

Jeżeli omawiany wykres sporządzić na podziałce Rayleigha, to rozważana krzywa staje się linią prostą.



Rys. 3. Natężenie pola E dB ponad wartość $E_{0,8}$ w funkcji prawdopodobieństwa wypadania sygnału $1 - p\%$ (wg S. Manczarskiego)

2.5. Badania doświadczalne nad rozpraszaniem fal w jonosferze przeprowadzone w Polsce

Opisana wyżej statystyczna metoda pomiaru natężenia pola została użyta w latach 1949—1950 do badań nad zjawiskiem rozpraszania fal przez jonosferę. Badania te przeprowadzone były przeważnie na radiostacji odbiorczej MPiT w Grodzisku.

Jako główny obiekt obserwacji wybrano szereg nadajników europejskich, pracujących w pasmie 19—20 MHz ($\lambda = 15,8$ —15 m), w odległości zawartej między 700 a 1400 km od miejsca obserwacji.

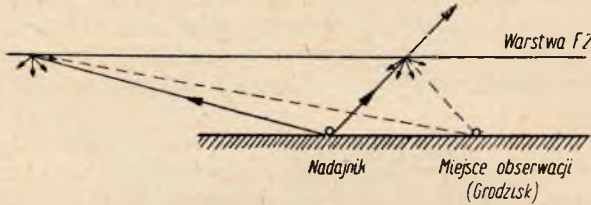
Były to radiostacje:

OWZ Dania	odległość	730 km
PCS Holandia	„	1220 „
HBV Szwajcaria	„	1130 „
IRW Włochy	„	1320 „
GLN	} Anglia	„ 1400 „
GLW		

Wszystkie te radiostacje, jak wynikało z obserwacji, prowadziły dalekosiężną komunikację transkontynentalną (radiotelegraf).

Wybór wymienionych radiostacji miał na celu możliwe wyeliminowanie odbioru fali odbitej od jonosfery, biorąc pod uwagę, że dla fal rzędu 15 m odległość uskoku wypada na ogół większa od 2000 km. Mówimy „na ogół”, gdyż w niektórych przypadkach odbicie może być spowodowane przez warstwę E_{spor} .

Sytuację odbiciową ilustruje rys. 4.



Rys. 4. Sytuacja dla punktu obserwacyjnego w Grodzisku (rysunek uproszczony, uwzględniający tylko warstwę F2)

Jak wynika z przedstawionej sytuacji, odbierano na ogół tylko fale rozproszone przez jonosferę.

Pomiary natężenia pola przeprowadzane były przeważnie na podstawie wzoru:

$$E_{dB} = 20 \lg \frac{0,31}{\sqrt{\lg \frac{1}{p}}}$$

Do pomiarów używany był zegarek lub stoper. Częściowo korzystano również z zapisu na taśmie syfon-rekordera.

W celu wyznaczenia współczynnika p mierzono łączny czas wypadania badanego sygnału, stosując najczęściej obserwacje 5- i 10-minutowe. Współczynnik p obliczano ze wzoru:

$$p = \frac{\tau - \tau_{wyp}}{\tau}$$

gdzie:

τ — całkowity czas obserwacji,

τ_{wyp} — łączny czas wypadania sygnału.

Doświadczenia wykazały dobrą powtarzalność wyników, o ile obserwacje robione były w ciągu seansów nie mniejszych od kilku minut. W związku z tym omawiana metoda nadaje się do warunków jonosferycznych nie zmieniających się zbyt szybko, co zresztą odnosi się i do innych metod rejestracji natężenia pola na falach krótkich.

Z długotrwałych obserwacji okazało się, że natężenie pola sygnałów odbieranych w miejscu obserwacji zawarte jest najczęściej w granicach od 5 do 15 dB ponad poziomem najmniejszej użytecznej wartości pola.

Występujące od czasu do czasu bardzo znaczne wartości natężenia pola wyeliminowano jako pochodzące prawdopodobnie wskutek odbić od warstwy E_{spor} .

Wszystkie obserwacje robione były przy zastosowaniu tej samej pojedynczej anteny odbiorczej.

Dla porównania przeprowadzono też pomiary natężenia pola radiostacji północno-amerykańskich i południowo-amerykańskich, które nadawały do Europy na

tych samych falach rzędu 15 m. Okazało się, że natężenie pola odbieranego od tych radiostacji było na ogół tego samego rzędu, a mianowicie od 5 do 15 dB ponad poziomem najmniejszej użytecznej wartości pola.

Praktyczne wnioski, jakie można było wyciągnąć z powyższych obserwacji, są następujące:

1. Występuje stałe rozproszenie sygnałów radiowych od jonosfery, przy czym wartość rozproszonego pola podlega znacznym zmianom czasowym.

2. Rozproszenie jonosferyczne pogarsza działanie kierunkowe krótkofalowych anten kierunkowych, a w każdym razie uniemożliwia pełne wykorzystanie własności kierunkowych tych anten w sensie eliminowania zakłóceń. Między innymi jonosfera zaciera minima pomiędzy poszczególnymi listkami charakterystyki promieniowania anteny kierunkowej.

3. Dzięki rozproszeniu jonosferycznemu możliwa jest w obrębie Europy, przy dużych mocach nadajników, radiokomunikacja na częstotliwościach wyższych od tzw. MUF, czyli praktycznie na falach krótszych od 20 m.

Oceniając rolę, jaką odgrywa w radiokomunikacji rozproszenie jonosferyczne, należy stwierdzić, że jest ono raczej szkodliwe. Odnosi się to również i do wykorzystywania fal krótszych od 20 m do pracy na niewielkie odległości (tzn. w obrębie Europy), gdyż w ten sposób zajmuje się niepotrzebnie fale nadające się do pracy na wielkie odległości i niepotrzebnie stosuje się zbyt duże moce nadawcze. Niestety, tego rodzaju niewłaściwe wykorzystywanie zjawiska rozproszenia jonosferycznego jest obecnie dość często praktykowane.

Jak z tego wynika, rozproszenie fal przez jonosferę jest, ogólnie biorąc, zjawiskiem niepożądanym.

Ta jednak okoliczność, że rozproszenie jonosferyczne zaciera minima pomiędzy poszczególnymi listkami charakterystyki promieniowania anteny kierunkowej, nasmunęła myśl wykorzystania tego zjawiska do stworzenia anteny krótkofalowej o charakterystyce dookólnej na bardzo szeroki zakres częstotliwości oraz o innych niezmiernie interesujących własnościach. Antena ta jest opisana w następnym rozdziale.

3. ANTENA PBS

3.1. Problemat wygładzania minimów w charakterystykach promieniowania anten krótkofalowych

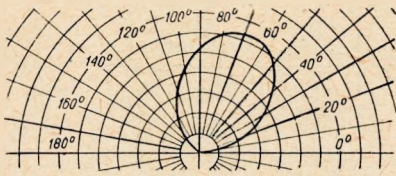
Problemat wygładzania minimów w charakterystykach promieniowania anten krótkofalowych stanowi kluczowe zagadnienie wstępne do konstrukcji anteny PBS.

Anteny o wymiarach stanowiących kilka długości fali posiadają z reguły charakterystyki promieniowania o licznych listkach poroździelanych minimami w postaci wartości zerowych lub prawie zerowych. Odnosi się to zarówno do anten z falą stojącą, jak i bieżącą. Przykłady takich charakterystyk dla niektórych typowych anten widzimy na rys. 5 i 6. Podane na tych rysunkach charakterystyki odnoszą się do promieniowania anten w wolnej przestrzeni i wykazują dokładne zera dla poszczególnych minimów. Występuje to wówczas, gdy w drutach antenowych mamy do czynienia z czystą falą stojącą lub z czystą, nie tłumioną falą bieżącą.

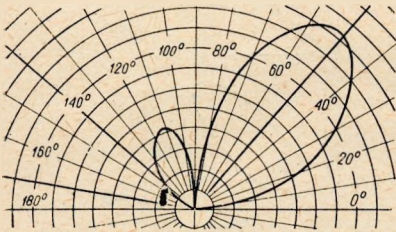
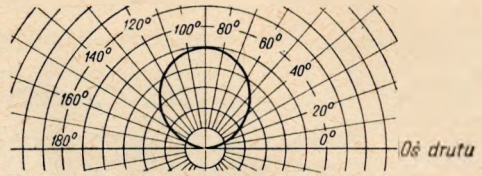
Gdy jednak w drucie płynie fala bieżąca dość mocno tłumiona, to minima na charakterystyce promieniowania ulegają wyraźnemu zacieraniu się. Widać to dokładnie na wykresie (rys. 7).



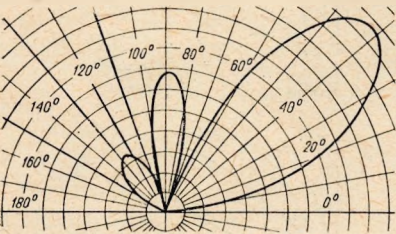
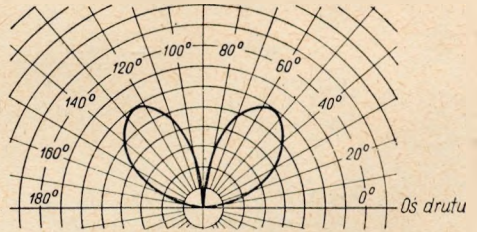
Rys. 5. Charakterystyki ćwiartkowe promieniowania symetrycznego wibratora prostoliniowego w wolnej przestrzeni



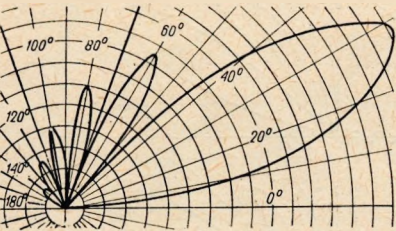
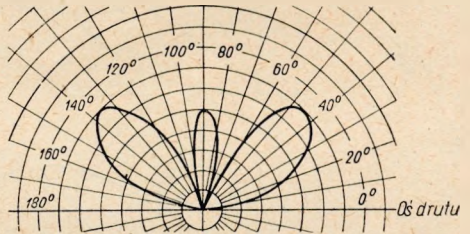
$$l = \frac{\lambda}{2}$$



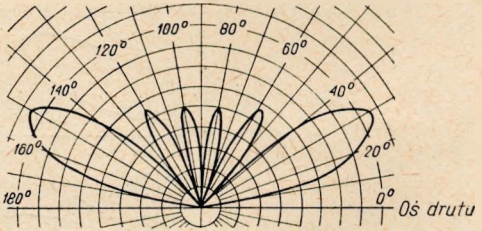
$$l = \lambda$$



$$l = \frac{3}{2}\lambda$$



Fala bieżąca



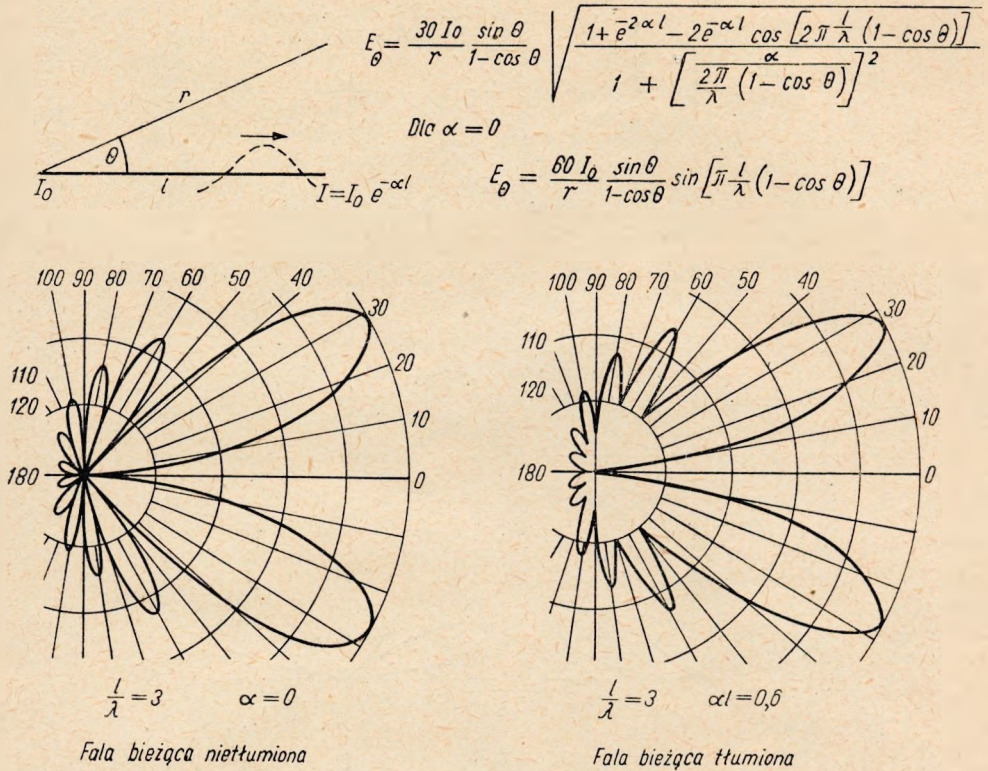
$$l = 2\lambda$$

Fala stojąca

Rys. 6. Charakterystyki półkulkowe promieniowania drutu w wolnej przestrzeni (wg W. Jachnowa, Telefunken Mitteilungen, Mai 1940, s. 57)

Na zwiększeniu więc tłumienia fali bieżącej w drutach polega najprostszy sposób częściowego wygładzenia minimów charakterystyki promieniowania anten.

Sposób ten nie może jednak zapobiec powstawaniu w pionowej charakterystyce promieniowania nowych minimów wskutek oddziaływania ziemi. Matematycznie wpływ ziemi wyraża się w taki sposób, że charakterystykę anteny w wolnej przestrzeni mnoży się przez współczynnik uwzględniający odbicie od ziemi. Wielkość



Rys. 7. Charakterystyka promieniowania w wolnej przestrzeni drutu z falą bieżącą tłumioną oraz — dla porównania — nieltumioną

tego współczynnika ilustruje dla przykładu rys. 8 w przypadku ziemi idealnie przewodzącej.

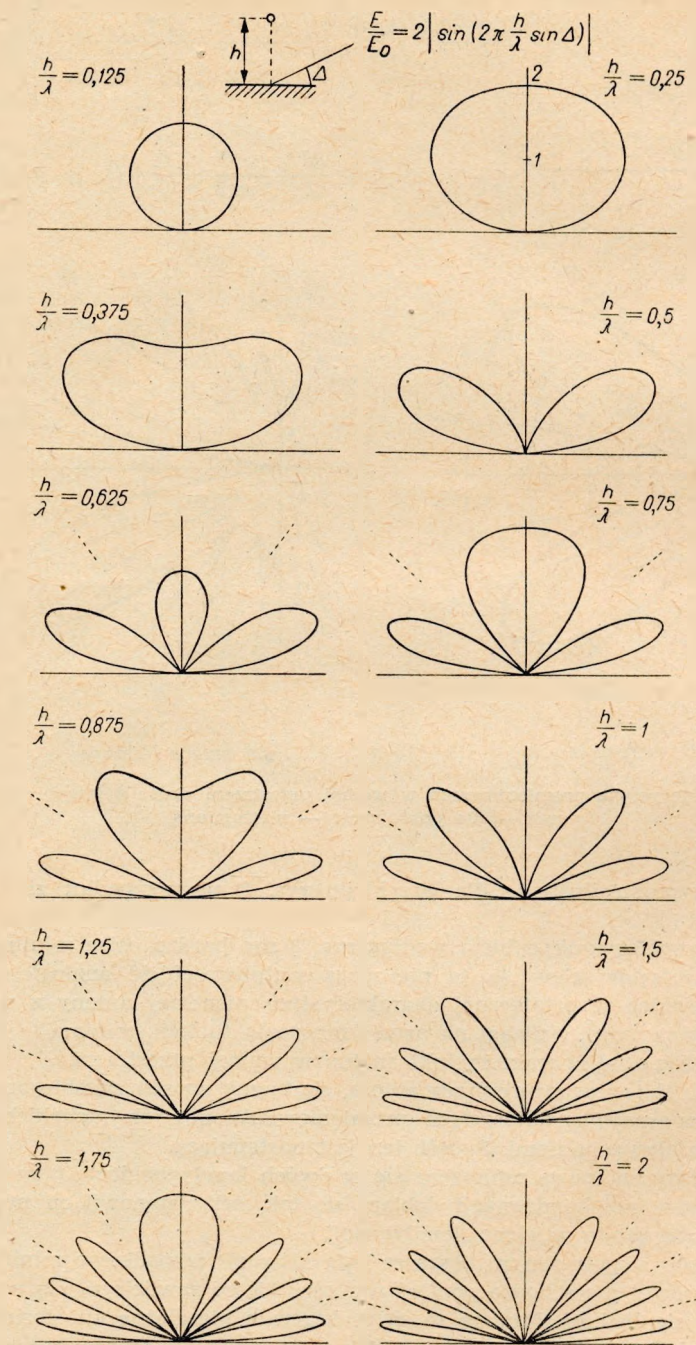
Ponieważ współczynnik odbicia według rys. 8 ma bardzo ostre minima dla szeregu wartości kątów elewacji, to nie ulega wątpliwości, że analogiczne minima występują również w ostatecznej charakterystyce pionowej anteny z uwzględnieniem ziemi, przy czym, z uwagi na proces mnożenia funkcji, minima te będą praktycznie niezależne od charakterystyki anteny w wolnej przestrzeni.

Istnieje jednak, opracowany przez autora, skuteczny sposób zapobiegania powstawaniu w pionowej charakterystyce promieniowania nowych głębokich minimów wskutek oddziaływania ziemi. Sposób ten jest następujący.

Poziome druty antenowe umieszcza się w dwóch kondygnacjach, przy czym wartość prądu w dolnej kondygnacji dobiera się tak, żeby stanowił on mniej więcej połowę wartości prądu w górnej kondygnacji.

W ten sposób w potrzebnym obszarze kąta elewacji wypadkowe minima charakterystyki pionowej nie schodzą poniżej wartości 0,5, co zawdzięcza się wzajemnemu uzupełnianiu się listków. Minima te są praktycznie niezależne od stosunków fazowych prądów, płynących w górnej i w dolnej kondygnacji drutów antenowych.

Wzajemne uzupełnianie się listków, reprezentujących współczynniki uwzględniające odbicie od ziemi, można łatwo prześledzić na konkretnym przykładzie.



Rys. 8. Współczynnik uwzględniający odbicie od ziemi idealnej przy polaryzacji poziomej anteny

Niech antena, zawierająca dwie poziome kondygnacje drutów, posiada następujące dane:

$H = 30$ m, wysokość zawieszenia górnej kondygnacji drutu;

$h = 15$ m, wysokość zawieszenia dolnej kondygnacji drutu.

Założmy najniekorzystniejszy przypadek z punktu widzenia głębokości minimów, tzn. przyjmijmy ziemię idealnie przewodzącą. Przypuśćmy wreszcie, że zakres fal rozważanej anteny jest

$$\lambda = 15 \div 90 \text{ m}$$

Na podstawie powyższych danych możemy sporządzić zestawienie podane w tabl. 5.

Tablica 5

λ	15 m	30 m	45 m	60 m	75 m	90 m
$\frac{H}{\lambda}$	2	1	0,666	0,5	0,4	0,333
$\frac{h}{\lambda}$	1	0,5	0,333	0,25	0,2	0,166

Posługując się teraz wykresem (rys. 8) możemy łatwo stwierdzić, że w interesującym nas obszarze kąta elewacji następuje wzajemne uzupełnianie się listków, odpowiadających wartościom $\frac{H}{\lambda}$ oraz $\frac{h}{\lambda}$.

Jest rzeczą zupełnie zrozumiałą, że ani podany wyżej sposób stosowania w drutach antenowych fali bieżącej tłumionej, ani też metoda budowania dwóch kondygnacji drutów antenowych nie są w stanie całkowicie wygładzić minima charakterystyk antenowych. Pozostają zawsze dość głębokie wklęsnięcia charakterystyk, rzędu 0,5.

Dalsze wygładzenie tych nierówności przypada w udziale działaniu rozpraszającemu jonosfery.

Tak więc wygładzanie minimów w charakterystykach kierunkowych anten krótkofalowych musi odbywać się w trzech etapach. Dwa pierwsze z nich rozwiązuje się w samej antenie, ostatni zaś przy pomocy jonosfery. W sprawie ostatecznego wygładzenia minimów jonosfera ma zatem ostatnie słowo.

3.2. Opis i dane anteny PBS

Nazwa PBS oznacza w skrócie: antena prostoliniowa z falą bieżąco-stojącą. Pod względem idei działania opiera się ona na zasadach streszczonych w poprzednim rozdziale, z tym jednak, że zastosowano tu nie samą tylko tłumioną falę bieżącą, lecz tłumioną falę bieżąco-stojącą.

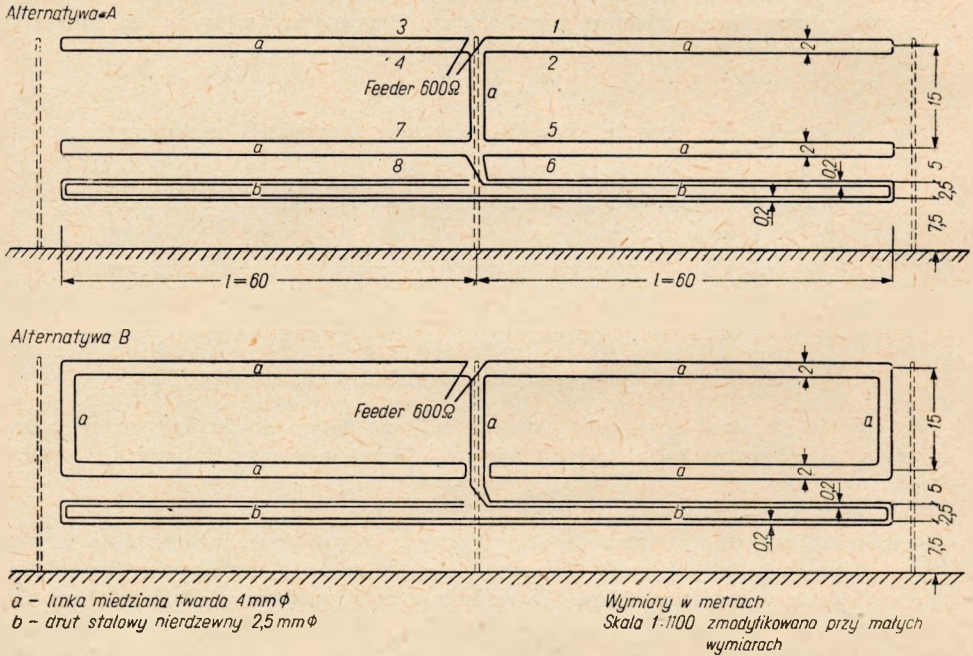
Pod tym ostatnim względem antena PBS różni się od dotychczas znanych anten, w których stosowana bywa bądź fala bieżąca (np. w rombách), bądź fala stojąca (np. w antenach ścianowych synfazowych). Połączenie fali bieżącej ze stojącą stanowi niewątpliwie oryginalność anteny PBS.

W celu bliższego zapoznania się z anteną PBS należy zacząć od rozpatrzenia jej schematu. Schemat ten pokazany jest na rys. 9 w dwóch wariantach: A i B. Bardziej celowy jest wariant A, gdyż w alternatywie tej eliminuje się promieniowanie pionowych odcinków anteny.

W antenie PBS rozróżnia się dwie zasadnicze części: część promieniującą, wyko-

naną z drutu miedzianego oraz część absorbującą energię resztkową, wykonaną z drutu stalowego.

Fala stojąca powstaje w antenie PBS dzięki zawracaniu drutu miedzianego, fala bieżąca zaś — dzięki zakończeniu anteny oporem falowym.



Rys. 9. Schemat dwupoziomowej anteny PBS: a — linka miedziana twarda ϕ 4 mm; b — drut stalowy nierdzewny ϕ 2,5 mm. Wymiary w metrach. Skala 1 : 1100 (zmodyfikowana przy małych wymiarach)

Polaryzacja anteny jest zasadniczo pozioma.

Pionową charakterystykę anteny PBS można obliczyć ze wzoru:

$$\hat{E} = \sum_{n=1}^{n=8} \hat{E}_n$$

gdzie \hat{E}_n — natężenie pola, wytwarzane przez poszczególne druty, oznaczone na rys. 9 cyframi $n = 1, n = 2 \dots n = 8$.

Ogólnie biorąc, \hat{E}_n wyraża się następującym wzorem w funkcji kąta elewacji Δ

$$\hat{E}_n = -j \frac{60 \pi}{r_0 \lambda} \hat{I}_n \sin \Delta \frac{e^{(j\beta \cos \Delta - \gamma)l} - 1}{j\beta \cos \Delta - \gamma} \hat{k}_n$$

gdzie:

$$\hat{\gamma} = a + j\beta$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

\hat{k}_n — współczynnik uwzględniający odbicie od ziemi oraz sprowadzenie fazy do odległości r od wspólnego początku współrzędnych.

Analogicznie oblicza się charakterystykę promieniowania dla różnych wartości kąta azymutalnego przy stałym kącie elewacji.

Charakterystyki, jakie otrzymuje się przy tego rodzaju obliczeniach, mają kształt pokazany na rys. 10 (bez uwzględnienia wygładzającego wpływu rozproseń jonosferycznych).

Głębokość minimów nie przekracza zasadniczo wartości 0,5 sąsiednich listków. Minima te są w dostatecznym stopniu wygładzane przez jonosferę.

Jeżeli chodzi o kąt optymalnej elewacji w charakterystyce pionowej, to kąt ten podobnie jak w antenie rombowej automatycznie zmniejsza się w miarę skracania fali.

Dzięki temu antena PBS nadaje się do pracy zarówno na niewielkie odległości (rzędu kilkuset kilometrów), jak i na wielkie odległości (rzędu kilku tysięcy kilometrów).

W związku z dookólnością anteny PBS zysk jej w porównaniu z dipolem półfalowym jest stosunkowo niewielki, jest to jednak okupione innymi bardzo ważnymi jej własnościami.

Szczególnie ważną zaletą jest stała w przybliżeniu impedancja wejściowa anteny PBS, która to impedancja pozwala na bardzo szybkie przestrajanie nadajnika na żadaną falę.

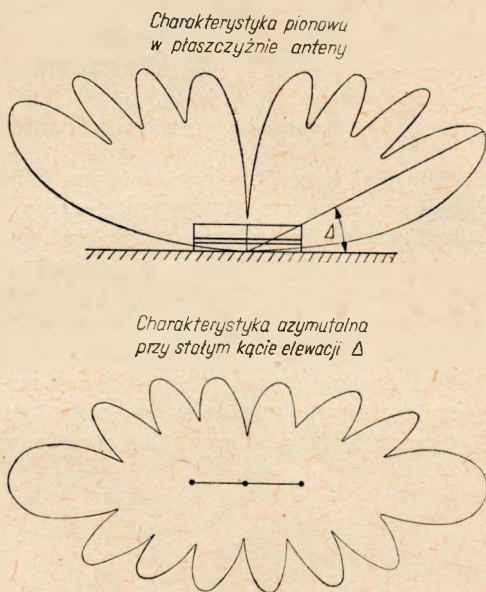
Antena PBS posiada bardzo szeroki zakres fal (od 15 do 90 m) oraz stosunkowo wysoką sprawność, wynoszącą od 0,7 do 0,9.

Podsumowując zalety anteny PBS można stwierdzić, że są one następujące:

- dookólność promieniowania (w przybliżeniu),
- możność korespondencji zarówno na małe, jak i na wielkie odległości (od kilkuset do kilku tysięcy kilometrów),
- stała w przybliżeniu impedancja wejściowa w bardzo szerokim zakresie częstotliwości, rzędu 1 : 6 (konkretnie $\lambda = 15 \div 90$ m),
- dobra sprawność (rzędu 0,7÷0,9),
- prosta, dogodna i tania konstrukcja (płaska konfiguracja, mała ilość wsporników, niezbyt duża wysokość).

Każdy, kto stykał się z budową anten kierunkowych, rozumie, że jednoczesne spełnienie wszystkich wymienionych warunków jest rzeczą bardzo trudną. Zagadnienie udało się rozwiązać dzięki nowej oryginalnej idei.

Antena PBS została wykonana w Polsce w kilku egzemplarzach i zdała już dwuletnią z górą próbę życiową. Wygładzające działanie rozproseń jonosferycznych zostało całkowicie potwierdzone doświadczalnie. Przy pomocy anteny PBS wykorzystuje się zjawisko rozproseń jonosferycznych, które dotąd uważane było tylko za zjawisko szkodliwe.



Rys. 10. Typowe charakterystyki anteny PBS.

Na zakończenie należy wspomnieć, że budowę anten PBS prowadził w terenie inż. Marian Zarembiński.

Praktyczne obserwacje zebrane przy eksploatacji anten PBS przyczyniły się do skompletowania dalszych informacji odnośnie zjawiska rozpraszania jonosferycznego.

4. STRUKTURA JONOSFERY

4.1. Koncepcja wyjaśniająca własności rozpraszające jonosfery

Zasadniczą koncepcją wyjaśniającą zjawisko rozproszeń jonosferycznych jest założenie, że struktura warstw jonosferycznych jest niejednorodna i zmienna w czasie.

Bliżej precyzując tę koncepcję zakładamy, że w jonosferze istnieją ruchliwe niejednorodności (czasem zwane „granulami“), które poddane są ustawicznym ruchom, zarówno bezładnym, jak i w pewnym stopniu uporządkowanym. Granule te, stanowiące zjonizowane obłoki, ulegają stopniowemu rozsypaniu się i tworzą się nowe; można więc mówić w pewnym sensie o ich życiu.

Jeśli niejednorodności mają rozmiary mniejsze od długości fali, to zachodzi rozpraszanie typu Rayleighowskiego, przy którym stosunek mocy pola rozproszonego I_{roz} do mocy pola padającego I_{pad} wyraża się wzorem:

$$\frac{I_{roz}}{I_{pad}} \approx f^4 (n^2 - n_o^2)^2$$

gdzie:

n — współczynnik załamania zjonizowanego obłoku,

n_o — współczynnik załamania otoczenia obłoku.

Wiadomo, że

$$n = \sqrt{1 - \frac{e^2 N}{\pi m f^2}}$$

oraz

$$n_o = \sqrt{1 - \frac{e^2 N_o}{\pi m f^2}}$$

gdzie:

N — koncentracja elektronów w 1 cm^3 obłoku zjonizowanego,

N_o — koncentracja elektronów w 1 cm^3 otoczenia obłoku,

m — masa elektronu,

e — ładunek elektronu,

f — częstotliwość.

Wobec tego możemy napisać:

$$n^2 - n_o^2 \approx \frac{e^2}{\pi m f^2} (N_o - N)$$

Zatem

$$\frac{I_{roz}}{I_{pad}} \approx \left(\frac{e^2}{\pi m} \right)^2 (N_o - N)^2$$

Jak widać, efekt rozproszenia nie zależy od długości fali λ dopóki

$$\lambda > l$$

gdzie l rozmiar niejednorodności.

Dla $\lambda \leq l$ wprowadzona wyżej zależność przestaje obowiązywać.

Z pomiarów wynika, że na ogół (z nielicznymi wyjątkami) rozmiary niejednorodności występujących w otoczeniu poszczególnych warstw jonosferycznych są większe od długości fal krótkich.

Tym niemniej i w tym przypadku mamy zawsze do czynienia z większym lub mniejszym stopniem rozpraszania fal krótkich przez jonosferę. Można to sobie wytłumaczyć w taki sposób, że poszczególne niejednorodności mają różny kształt, który nadto ulega ustawicznym chaotycznym zmianom. Jeżeli dodamy jeszcze, że niejednorodności są w ciągłym ruchu, to rozważania te prowadzą nas bezpośrednio do koncepcji ruchu turbulencyjnego w jonosferze. Zasadnicze prawa ruchu turbulencyjnego podane są w następnym rozdziale.

4.2. Ruch turbulencyjny

Charakterystyczną cechą ruchu turbulencyjnego jest występowanie pulsacji prędkości w każdym punkcie strumienia gazu lub cieczy.

Obraz ruchów turbulencyjnych, jaki nam daje teoria turbulencji, jest następujący. Zewnętrzne przyczyny powodują stałe wytwarzanie się rozległych wirów o pewnym wymiarze L_0 i prędkości v_0 . Wiry te dzielą się wkrótce na mniejsze wiry o wymiarze $L_1 = \alpha L_0$, gdzie $\alpha < 1$.

Prędkość tych mniejszych wirów, objętych większym wiram, jest powiedzmy v_1 (w odniesieniu do otoczenia). Omawiane mniejsze wiry dzielą się z kolei na jeszcze mniejsze o wymiarze $L_2 = \alpha^2 L_0$, z prędkościami v_2 względem otoczenia. W tym procesie podziałowym energia dostarczana z zewnętrznego źródła do największych wirów jest stopniowo przekazywana coraz to mniejszym wirom. Proces podziałowy kończy się na takim rozmiarze elementarnego wiru, przy którym efekt lepkości molekularnej jest dostatecznie duży dla zamiany energii kinetycznej w ciepło.

Najważniejsze zależności ilościowe dla opisanego procesu turbulencyjnego są następujące:

1. Energia na jednostkę objętości, zawarta w jednym wirze, jest rzędu ρv_n^2 , gdzie ρ — gęstość.

2. Czas życia wiru jest rzędu $t_n = \frac{L_n}{v_n}$.

3. Energia turbulencyjna rozproszona w 1 cm^3 na sekundę jest

$$S_n \approx \frac{\rho v_n^3}{L_n}$$

dla dowolnego n .

4. Energia liczona na 1 cm^3 na sek przetworzona na ciepło wskutek lepkości molekularnej jest rzędu

$$\eta \left(\frac{dv}{dx} \right)^2$$

gdzie $\frac{dv}{dx}$ wyraża zmianę prędkości v na jednostkę długości

Ponieważ $\frac{dv}{dx} \approx \frac{v_n}{L_n}$, otrzymujemy dla najmniejszego wiru

$$S \approx \frac{\eta v_s^2}{L_s^2}$$

gdzie η — lepkość molekularna.

Stosując zależność

$$\left. \begin{aligned} S &= \frac{\rho v_s^3}{L_s} \\ S &\approx \frac{\rho v_0^3}{L_0} \end{aligned} \right\}$$

oraz

patrz pkt 3

otrzymamy:

$$\frac{L_0}{L_s} = \left(\frac{\rho v_0 L_0}{\eta} \right)^{\frac{3}{4}}$$

Zatem

$$\frac{L_0}{L_s} = R^{\frac{3}{4}}$$

gdzie

$$R = \frac{\rho v_0 L_0}{\eta} \quad (\text{liczba Reynoldsa})$$

Słowami można to wyrazić tak: stosunek rozmiarów największego i najmniejszego wiru równa się liczbie Reynoldsa podniesionej do potęgi $\frac{3}{4}$.

5. Z teorii Villarsa i Weisskopfa wynika, że tzw. przekrój rozpraszania¹⁾ jest proporcjonalny do wyrażenia

$$\left(\sin \frac{\Theta}{2} \right)^{-\frac{13}{3}}$$

gdzie Θ jest kątem rozproszenia.

6. W ujęciu statystycznym dla średnich kwadratowych pulsacji prędkości względnych obowiązuje wzór wyprowadzony przez Kołmogorowa i Obuchowa, znany pod nazwą prawa $\frac{2}{3}$:

$$\overline{(v_1 - v_2)^2} = C^{\frac{2}{3}} r^{\frac{2}{3}}$$

gdzie:

v_1 — prędkość względna w punkcie 1 strumienia turbulencyjnego,

v_2 — prędkość względna w punkcie 2 strumienia turbulencyjnego,

C — stała (dla powietrza C jest rzędu $1 \text{ cm}^{\frac{2}{3}} \cdot \text{sek}^{-1}$),

r — odległość między punktami 1 i 2.

7. Analogiczne prawo, jak wyżej, obowiązuje wg Obuchowa dla pulsacji temperatur w strumieniu turbulencyjnym:

$$\overline{(T_1 - T_2)^2} = B^{\frac{2}{3}} r^{\frac{2}{3}}$$

gdzie B stała (dla atmosfery $B \approx 0,1 - 0,01 \text{ stopn.} \cdot \text{cm}^{-\frac{1}{3}}$).

¹⁾ Przekrój rozpraszania na jednostkę objętości rozpraszającej w kącie bryłowym $d\Omega$ wyraża się wzorem $\sigma \cdot d\Omega$.

Ruchy turbulencyjne powodują ustawiczne mieszanie się mas gazowych wraz z plazmą jonową w górnych warstwach naszej atmosfery ziemskiej. Jednym ze skutków powyższych ruchów jest niewątpliwie rozpraszanie fal przez jonosferę.

Jeżeli chodzi teraz o postawienie hipotezy, co determinuje występowanie tych ciągłych ruchów, jakie obserwujemy w jonosferze, to najbardziej trafną odpowiedź daje na obecnym poziomie wiedzy koncepcja fal magnetyczno-hydrodynamicznych. Teoria tych fal będzie w skróceniu zreferowana w dodatku.

4.3. Rozmiary niejednorodności jonosferycznych

Rozmiary niejednorodności jonosferycznych mogą być wycenione lub zmierzone następującymi sposobami.

1. Na drodze czysto spekulatywnej i przy pewnych założeniach upraszczających można przyjąć, że rozmiary niejednorodności muszą być mniejsze od promienia ρ tzw. I strefy Fresnela:

$$\rho \approx \sqrt{\lambda h}$$

gdzie:

λ — długość fali,

h — wysokość warstwy jonosferycznej nad ziemią.

Na podstawie powyższego wzoru można sporządzić tablicę podaną niżej:

Tablica 6

Warstwa jonosferyczna i jej wysokość	ρ km			
	$\lambda = 25$ m	$\lambda = 50$ m	$\lambda = 100$ m	$\lambda = 200$ m
E — 110 km	1,7	2,3	3,3	4,8
F — $\left\{ \begin{array}{l} 200 \text{ km} \\ 250 \text{ km} \\ 300 \text{ km} \end{array} \right.$	2,2	3,1	4,5	6,3
	2,5	3,5	5,0	7,0
	2,7	3,9	5,5	7,7

Średnio można przyjąć zupełnie orientacyjnie $\rho \approx 5$ km.

Rozmowanie to może nam powiedzieć tylko tyle, że rozmiary niejednorodności muszą być mniejsze od około 5 km.

2. Bardziej dokładny sposób oceny rozmiarów niejednorodności polega na pomiarze przyrostu czasowego impulsów odbitych od jonosfery. Według Alperta uzyskane na tej drodze dane co do promienia niejednorodności r poszczególnych warstw przedstawiają się następująco:

warstwa E	$r = 200 \div 500$ m
„ E_{spor}	≈ 5 km (wg poglądów amerykańskich ≈ 700 m)
„ F2	$200 \div 1000$ m

3. Dzięki rozwijającej się szybko radioastronomii, a w szczególności dzięki obserwacjom nad migotaniem gwiazd, mierzonym na falach ultrakrótkich (Hewish, 1952) udało się zmierzyć rozmiary niejednorodności na wysokości około 400 km nad ziemią. Wynoszą one najczęściej od 3 do 7 km, a niekiedy $r \approx 800$ m.

4. Stwierdzono również, że w niektórych przypadkach przy rozplywającej się jonosferze (stan poprzedzający burzę jonosferyczną) rozmiary obłoków jonosferycz-

nych gwałtownie maleją i, jakby to można określić, rozpylają się. Niejednorodności w warstwie F2 mają wówczas rozmiary rzędu 25 ÷ 30 m.

Jak łatwo przewidzieć, powstają w tych warunkach bardzo silne rozproszenia w jonosferze. Jest to przypadek rozproszeń Rayleighowskich.

Ogólny wniosek, jaki można wyprowadzić z obliczeń i pomiarów, jest taki, że rozmiary niejednorodności jonosferycznych są na ogół przy normalnej jonosferze większe od długości fal krótkich.

4.4. Współczynnik dyfuzji niejednorodności oraz ich czas życia

Wielkość ta charakteryzuje szybkość rozsiewania się niejednorodności w otaczającej ją plazmie.

Według Alperta współczynnik dyfuzji niejednorodności oblicza się ze wzoru:

$$D = \frac{3,8 \cdot 10^{20}}{n} \sqrt{T \frac{m}{M}} \frac{\text{cm}^2}{\text{sek}}$$

gdzie:

n — koncentracja gazu na cm^3 ,

T — temperatura w skali bezwzględnej,

m — masa gazu w gramach

M — ciężar cząsteczkowy

Konkretne liczby na współczynnik dyfuzji wypadają według Alperta:

$$\text{dla warstwy E} \quad D = 3,6 \cdot 10^6 \frac{\text{cm}^2}{\text{sek}}$$

$$\text{dla warstwy F} \quad D = 7,8 \cdot 10^8 \frac{\text{cm}^2}{\text{sek}}$$

Z pojęciem współczynnika dyfuzji niejednorodności wiąże się bezpośrednio inne pojęcie: czas życia niejednorodności.

Według danych Alperta czas życia niejednorodności τ wynosi:

dla warstwy	E	przy $r \approx 200 \div 500$ m	$\tau = 2 \div 15$ min
dla warstwy	E_{spor}	przy $r \approx 5$ km	0,5 ÷ i godz
dla warstwy F2	$\left\{ \begin{array}{l} \text{przy } r < 200 \text{ m} \\ \text{przy } r = 200 \div 500 \text{ m} \end{array} \right.$		$\tau \leq 0,8$ sek
dla warstwy $F2_{spor}$			≈ 5 sek
			15 ÷ 20 sek

Obliczone wartości świadczą między innymi o szybkości zaników, należy jednak ustosunkować się do nich krytycznie ze względu na występowanie ruchów niejednorodności. •

4.5. Szybkość ruchów chaotycznych niejednorodności

W jonosferze rozróżniamy ruchy chaotyczne oraz ruchy częściowo uporządkowane w postaci wichrów jonosferycznych.

Ruchy chaotyczne niejednorodności (przypominające ruchy Browna) są łatwe do wykrycia i pomierzenia na podstawie prawa Dopplera:

$$\frac{\Delta f}{f} = 2 \frac{v}{c}$$

gdzie:

$1f$ — zmiana częstotliwości wracającego sygnału,

v — szybkość ruchów chaotycznych,

c — prędkość światła.

W ostatnich czasach zaczęto stosować do tego celu radary na falę ciągłą z kołową polaryzacją fali.

Z doświadczeń otrzymano dla warstwy F_2 :

$$\text{na ogół} \quad v = 0,5 \div 15 \frac{\text{m}}{\text{sek}}$$

$$\text{najczęściej} \quad v = 3 \div 5 \frac{\text{m}}{\text{sek}}$$

Wartość skuteczną (średnią kwadratową) szybkości ruchów chaotycznych można dość łatwo obliczyć na podstawie obserwacji zaników stosując następujący wzór Rice'a:

$$v_0 \approx 0,2 N \lambda$$

gdzie:

N — ilość maksimów sygnału na sekundę,

λ — długość fali.

Na przykład dla $N = 9$ maksimów/min = 0,15 maksimów/sek oraz $\lambda = 60$ m otrzymujemy $v_0 \approx 1,8$ m/sek.

Słuszność wzoru Rice'a została potwierdzona przy pomocy obliczeń przeprowadzonych innymi metodami.

4.6. Prędkość i kierunek wichrów jonosferycznych

Z doświadczeń okazało się, że w jonosferze wieją bardzo silne wichry, przewyższające znacznie pod względem szybkości najpotężniejsze huragany, z którymi mamy do czynienia na powierzchni ziemi.

Jest rzeczą ciekawą, że obecność tych wichrów stwierdzono znacznie wcześniej niż zaczęto mówić o samej jonosferze. Mianowicie w drugiej połowie ubiegłego wieku dokonano po raz pierwszy pomiarów prędkości tzw. obłoków srebrzystych. Znajdują się one na wysokości rzędu 90 km, a więc bezpośrednio pod warstwą E . Na tych właśnie wysokościach stwierdzono zwykłą metodą wizualną obecność bardzo silnych wichrów.

Drugą obserwacją, również wizualną, było stwierdzenie szybkiego posuwania się smug pometeorytowych. Smugi te występują najczęściej na wysokości 110 km, a więc znów w obszarze warstwy E .

W nowszych czasach obserwacji tych dokonuje się w znacznie szerszym zakresie przy pomocy radarów.

Wreszcie, od kilku lat, stosuje się do badań wichrów jonosferycznych specjalną metodę, polegającą na równoczesnym odbiorze i zapisie w trzech miejscach sygnału odbitego od jonosfery (Chapman — Kanada, 1953 r.).

Na podstawie licznych pomiarów stwierdzono:

$$\text{dla warstwy } E: \quad v = 10 \div 300 \text{ m/sek,}$$

$$\text{najczęściej} \quad v = 80 \text{ m/sek} \approx 290 \text{ km/godz.}$$

$$\text{dla warstwy } F: \quad v = 20 \div 320 \text{ m/sek,}$$

$$\text{najczęściej} \quad v = 100 \text{ m/sek} = 360 \text{ km/godz.}$$

Dość często obserwowano wichry jonosferyczne o szybkości rzędu 500 m/sek, czyli 1800 km/godz. Maksymalne mierzone szybkości dochodziły do 2000 m/sek, czyli do 7200 km/godz.

Prędkość wiatru jonosferycznego może być obliczona przy pomocy następującego wzoru Mc Nicola:

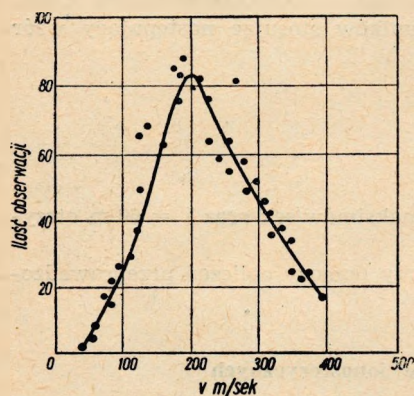
$$v_w \approx 14 v_0,$$

gdzie v_0 — wartość skuteczna prędkości ruchów chaotycznych w jonosferze.

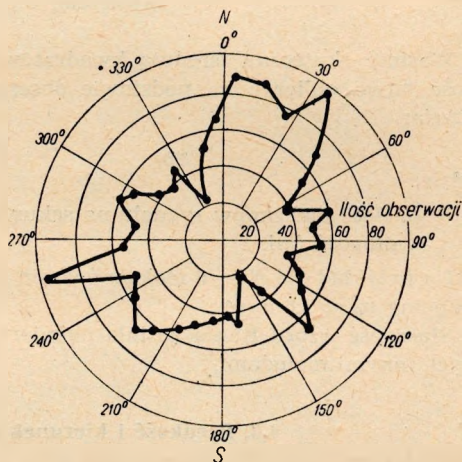
Na przykład dla $v_0 = 1,8$ m/sek otrzymujemy $v_w \approx 25$ m/sek = 90 km/godz.

Słuszność wzoru Mc Nicola nie została dotąd doświadczalnie potwierdzona.

Typowy rozkład prędkości wiatrów jonosferycznych w warstwie F podany jest na rys. 11.



Rys. 11. Rozkład prędkości wiatrów w warstwie F . Niemcy, 1950



Rys. 12. Rozkład kierunków wiatrów w warstwie F . Niemcy, 1950

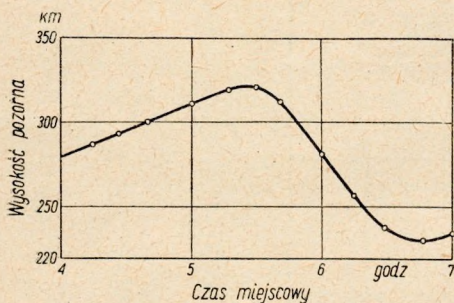
Jeżeli chodzi o kierunki tych wiatrów, to daje się stwierdzić występowanie w pewnych godzinach kierunków uprzywilejowanych. Okazało się, że księżyc wywiera dostrzegalny wpływ na kierunek i prędkość wiatru. Na rys. 12 podano typowy rozkład kierunków wiatrów w warstwie F .

Wichry wiejące w poszczególnych warstwach jonosfery mogą mieć różne kierunki.

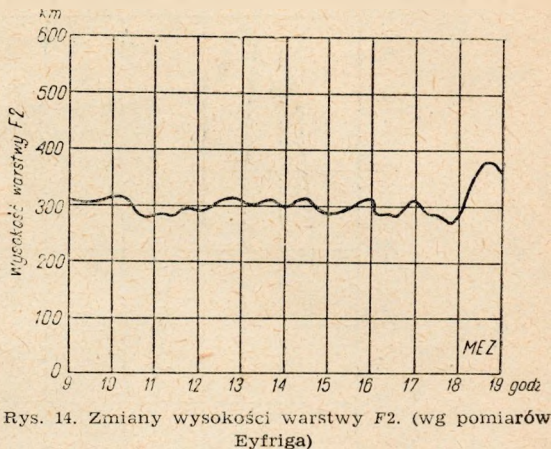
Wichry jonosferyczne muszą wywierać poważny wpływ na własności rozpraszające jonosfery. Ogólnie biorąc należy przewidywać, że jonosfera rozprasza tym silniej, im większa jest szybkość wiatrów jonosferycznych w obszarze odbijania się fali. Stąd badanie rozprożeń ma znaczenie dla orientowania się w szybkości wiatrów jonosferycznych i — nawzajem. Znajomość prędkości wiatrów jonosferycznych posłuży też prawdopodobnie jako dodatkowy czynnik do stawiania prognoz jonosferycznych. Wreszcie wichry jonosferyczne, zwłaszcza wstępujące i zstępujące, mogą powodować dość znaczne pochylenia pułapu jonosferycznego. Ta ostatnia okoliczność jest nawiątlona w następnym rozdziale.

4.7. Nachylenie pułapu jonosferycznego

Wysokość pułapu jonosferycznego dla poszczególnych warstw nie pozostaje wielkością stałą w czasie. Widać to wyraźnie z rysunków 13 i 14. Szczególnie duże zmiany wysokości pozornej warstwy F zachodzą przy wschodzie i zachodzie słońca.

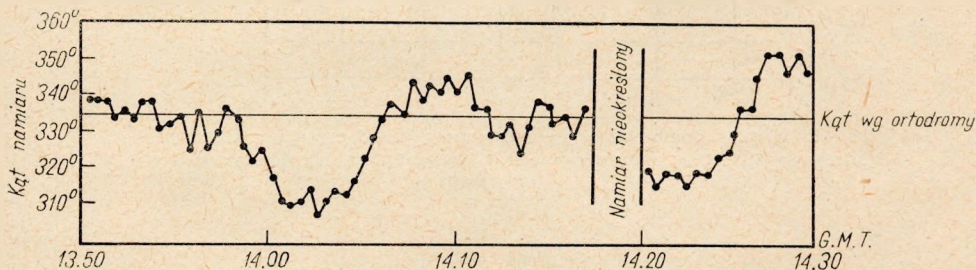


Rys. 13. Zmiany wysokości warstwy F2 przy wschodzie słońca: $f = 3,5$ MHz, listopad, 1938 (wg pomiarów Pierce'a i Mimno)



Rys. 14. Zmiany wysokości warstwy F2. (wg pomiarów Eyfriga)

Wyrazem występujących w związku z tym zmiennych nachyleń połapu jonosferycznego są zmienne kąty namiaru goniometrycznego, uwidocznione dla przykładu na rys. 15 i 16. Jak widać z tych rysunków, odchylenia kąta namiaru od kierunku ortodromowego (czyli od linii wielkiego koła przechodzącego przez punkty odbiorczy i nadawczy) mogą być w pewnych godzinach bardzo znaczne.



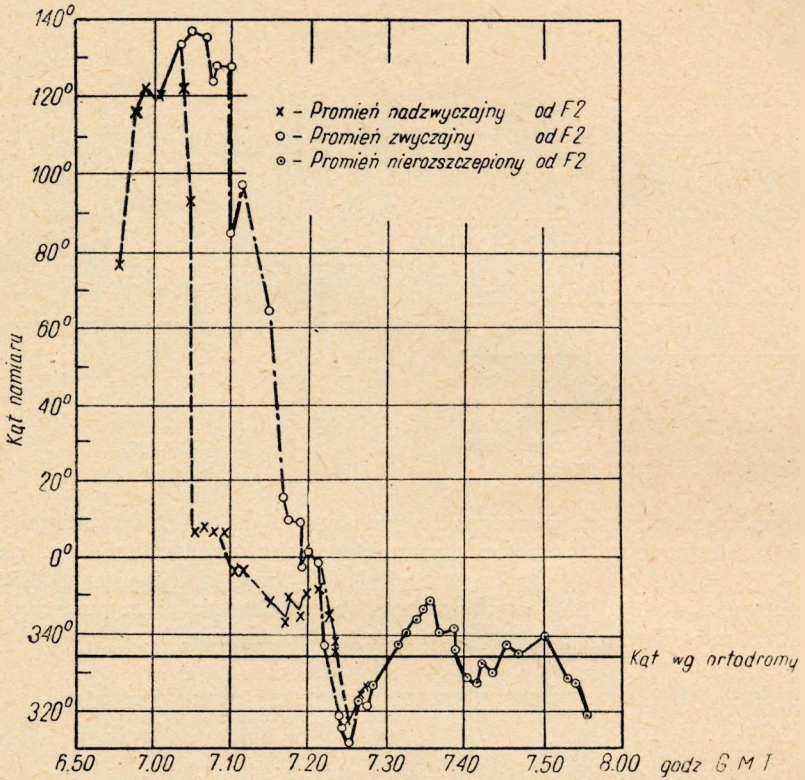
Rys. 15. Namiar goniometryczny na fali ciągłej sygnałów z Daventry: $f = 7,23$ MHz, odległość 90 km, 7 listopad, 1940 (wg pomiarów D. S. I. R. w Anglii)

Ze zjawiskiem nachylenia połapu jonosferycznego wiąże się zagadnienie efektywnej radiokomunikacji na torach pozaortodromowych. Ten rodzaj radiokomunikacji może znaleźć praktyczne zastosowanie, jeżeli uda się wyszukać na kuli ziemskiej obszary z systematycznie występującym nachyleniem połapu jonosferycznego.

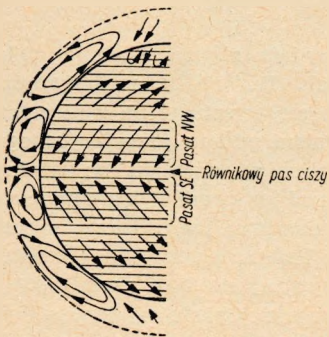
Istnienie takich obszarów jest wysoce prawdopodobne ze względu na wichry jonosferyczne, które w niektórych miejscach mają charakter prądów wstępujących lub zstępujących. Należy przewidywać, że omawiane obszary leżą między innymi w pasie pomiędzy 15° a 30° szerokości geomagnetycznej. Przemawia za tym przedstawiony na rys. 17 schemat ogólnej cyrkulacji atmosferycznej na kuli ziemskiej.

Pośrednim argumentem jest fakt, że w wymienionym wyżej pasie występuje dość znaczny wzrost częstotliwości krytycznej, co uwidocznione jest na rys. 18.

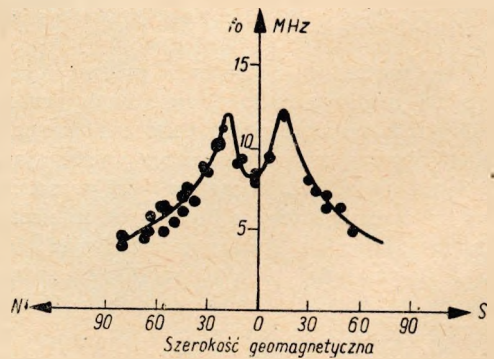
Możliwość efektywnej radiokomunikacji pozaortodromowej ma duże znaczenie praktyczne dla tych tras, których ortodroma zbliża się do strefy zorzy polarnej lub przecina ją. Strefa ta wprowadza, jak wiadomo, duże dodatkowe tłumienie



Rys. 16. Namiar goniometryczny z Daventry (uwidaczniający efekt wschodu słońca): $f = 6,11$ MHz, odległość 90 km, 2 listopad, 1939 (wg pomiarów D. S. I. R. w Anglii)

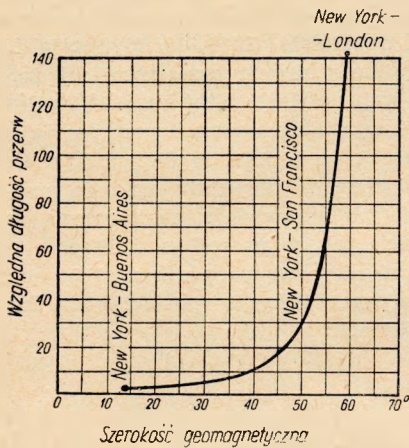


Rys. 17. Schemat ogólnej cyrkulacji atmosferycznej na kuli ziemskiej

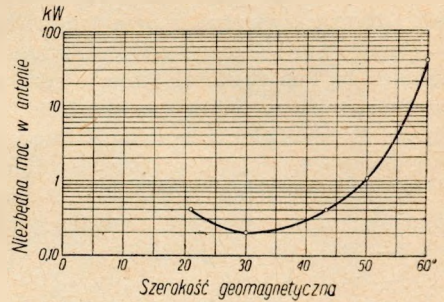


Rys. 18. Zależność częstotliwości krytycznej od szerokości geomagnetycznej (wg Appletona): f_0 — częstotliwość krytyczna przy odbiciu prostopadłym od warstwy F2

(do kilkudziesięciu dB), a ponadto powoduje liczne przerwy w radiokomunikacji. Wpływ szerokości geomagnetycznej na sprawność toru radiokomunikacyjnego przedstawiony jest na rys. 19 i 20.



Rys. 19. Względna długość przerwy jonosferycznych na różnych trasach w czasie 16 silnych burz magnetycznych (1939—1940): Wg 1) L. V. Berkner and H. W. Wells, Terr. Magn. 42, 183 (1937). Wg 2) M. Waldmeier, Zs. Astroph. 14, 229 (1931). Wg 3) H. E. Halborg, Proc. Amer. Phil. Soc. 81, 323 (1941)



Rys. 20. Zależność niezbędnej mocy w antenie od szerokości geomagnetycznej trasy:

Wg 1) L. V. Berkner and H. W. Wells, Terr. Magn. 42, 183 (1937). Wg 2) M. Waldmeier, Zs. Astroph. 14, 229 (1931). Wg 3) H. E. Halborg, Proc. Amer. Phil. Soc. 81, 323 (1941)

W naszych polskich warunkach trasami niekorzystnymi, ze względu na strefę zorzy polarnej, jest trasa Warszawa—New York oraz trasa Warszawa—Kanada. W komunikacji radiotelegraficznej możliwe jest na ogół omijanie tej strefy; odbywa się ono przez stosowanie drogi obejściowej za pomocą radiostacji przekaźnikowej w Tangerze. W odniesieniu jednak do naszej radiofonii krótkofalowej, obsługującej ludność pochodzenia polskiego w Ameryce Północnej, środek ten jest nierrealny. W związku z tym problem efektywnej radiokomunikacji pozaortodromowej nabiera szczególnego znaczenia.

Na zakończenie należy zaznaczyć, że radiokomunikacja pozaortodromowa z wykorzystaniem rozprożeń jonosferycznych jest już dość dawno znana i stosowana. np. w komunikacji radiotelegraficznej pomiędzy Anglią a Stanami Zjednoczonymi Ameryki Północnej. Nowością jednak proponowanej w niniejszym rozdziale metody jest wykorzystanie nacheyleń pułapu jonosferycznego, dzięki czemu radiokomunikacja pozaortodromowa stałaby się znacznie więcej efektywna niż przy stosowaniu samych tylko rozprożeń jonosferycznych.

5. DODATEK

Teoria fal magnetyczno-hydrodynamicznych

Pierwotna nazwa fal magnetyczno-hydrodynamicznych, koncepcyjnie wprowadzonych do nauki przez Alfvena w 1943 r., brzmiała „fale elektromagneto-hydrodynamiczne“ (*Electromagnetic-hydrodynamic waves*). Nazwa ta uległa następnie skróceniu do obecnie używanego terminu „fale magnetyczno-hydrodynamiczne“.

Koncepcja fal m.h.d. powstała na tle równań hydrodynamiki płynu przewodzącego. Początkowo Alfven rozpatrywał fale w nieściśliwym płynie, rozchodzące się w kierunku zewnętrznego pola magnetycznego. Ograniczenie to jest zbyt krępujące w odniesieniu do jonosfery. Z tego względu lepiej stosuje się do jonosfery teoria fal m.h.d., rozwinięta i uzupełniona przez van de Hulsta (1949—1950). Teoria ta była wyłożona podobnie jak u Alfvena, pod kątem widzenia przestrzeni międzygwiazdnej, czyli aerodynamiki kosmicznej. Ujęcie van de Hulsta jest bardziej ogólne niż Alfvena; związane z tym trudności i komplikacje matematyczne van de Hulsta częściowo ominął przez wprowadzenie upraszczającego założenia, że fale mają małą amplitudę. Ponieważ założenie to odnosi się z dostatecznym przybliżeniem i do jonosfery ziemskiej, teoria van de Hulsta może być, jak się wydaje, zastosowana do opisu zjawisk elektryczno-mechanicznych, zachodzących w naszej jonosferze.

Główne elementy teorii van de Hulsta dadzą się streścić w sposób następujący. Wyobraźmy sobie jednorodne niemagnetyczne środowisko w postaci gazu lub plazmy jonowej w gazie o następujących parametrach:

- ε — stała dielektryczna,
- σ — przewodność,
- ρ — gęstość,
- P — ciśnienie gazu w stanie spoczynkowym,
- C — ściśliwość,
- u — lepkość.

Wprowadzimy następujące oznaczenia:

- H** — natężenie stałego pola magnetycznego (zewnętrznego),
- h** — natężenie zmiennego pola magnetycznego (pełne pole magnetyczne = **H** + **h**),
- E** — natężenie zmiennego pola elektrycznego,
- j** — gęstość prądu,
- v** — prędkość ruchu mas środowiska,
- c* — prędkość światła w próżni,
- u* — przesunięcie elementu środowiska z położenia spoczynkowego,
- p* — nadwyżka ciśnienia (pełne ciśnienie = $P + p$),
- t* — czas.

Wprowadzimy następnie prostokątny układ współrzędnych x, y, z w taki sposób, żeby wektor **H** leżał w płaszczyźnie yz . Składowe pola magnetycznego będą wówczas O, H_y, H_z .

W związku z tym wprowadzimy jeszcze dalsze oznaczenia:

- φ — kąt między kierunkiem rozchodzenia się fal a kierunkiem zewnętrznego pola magnetycznego **H**,

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{H_y}{H_z}$$

$$g = \operatorname{tg}^2 \varphi$$

Dla rozważanego środowiska możemy napisać następujący układ równań:

a. Równania Maxwella

$$\mathbf{v} \times \mathbf{h} = \frac{4\pi}{c} \mathbf{j} + \frac{\varepsilon}{c} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\mathbf{v} \times \mathbf{E} = - \frac{1}{c} \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial t} \quad (2)$$

b. Równanie gęstości prądu

$$\frac{\mathbf{j}}{\sigma} = \mathbf{E} + \frac{1}{c} [\mathbf{v} (\mathbf{H} + \mathbf{h})] \quad (3)$$

c. Równanie ruchu

$$\rho \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \frac{1}{c} [\mathbf{j}(\mathbf{H} + \mathbf{h})] - \nabla p + \frac{\mu}{3} \nabla(\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}) + \mu \nabla \mathbf{v} \quad (4)$$

d. Równania dodatkowe

$$\mathbf{v} = \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t}, \quad (5)$$

$$p = -C \nabla \cdot \mathbf{u} \quad (6)$$

W równaniach (3) i (4) występują, jak widać, wyrazy zawierające iloczyny wektorowe \mathbf{v} oraz \mathbf{j} przez \mathbf{h} . Ponieważ zgodnie z uproszczeniem van de Hulsta ograniczamy się do rozpatrzenia fal o małej amplitudzie, powyższe wyrazy możemy pominąć. Pozostałe równania są równaniami liniowymi względem wielkości zmiennych.

Rzutuujemy obecnie nasze równania wektorowe na osie współrzędnych. Poszukując rozwiązań w postaci fal płaskich biegnących wzdłuż osi z otrzymamy 16 równań ($3 \cdot 5 + 1 = 16$), które tworzą dwa niezależne układy.

Pierwszy z tych układów zawiera 7 równań z 7 zmiennymi:

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -\frac{1}{c} \frac{\partial h_y}{\partial t} \quad (1)$$

$$-\frac{\partial h_y}{\partial z} = \frac{4\pi}{c} j_x + \frac{\varepsilon}{c} \frac{\partial E_x}{\partial t} \quad (2)$$

$$\frac{j_x}{\sigma} = E_x + \frac{1}{c} v_y H_z - \frac{1}{c} v_z H_y \quad (3)$$

$$\rho \frac{\partial v_y}{\partial t} = -\frac{1}{c} j_x H_z + \mu \frac{\partial^2 v_y}{\partial z^2} \quad (4)$$

$$\rho \frac{\partial v_z}{\partial t} = \frac{1}{c} j_x H_y - \frac{\partial p}{\partial z} + \frac{4}{3} \mu \frac{\partial^2 v_z}{\partial z^2} \quad (5)$$

$$v_z = \frac{\partial u_z}{\partial t} \quad (6)$$

$$p = -C \frac{\partial u_z}{\partial z} \quad (7)$$

Drugi układ zawiera 6 równań z 6 zmiennymi:

$$-\frac{\partial E_y}{\partial z} = -\frac{1}{c} \frac{\partial h_x}{\partial t} \quad (1)$$

$$\frac{\partial h_x}{\partial z} = \frac{4\pi}{c} j_y + \frac{\varepsilon}{c} \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad (2)$$

$$\frac{j_y}{\sigma} = E_y - \frac{1}{c} v_x H_z \quad (3)$$

$$\rho \frac{\partial v_x}{\partial t} = \frac{1}{c} j_y H_z - \frac{1}{c} j_z H_y + \mu \frac{\partial^2 v_x}{\partial z^2} \quad (4)$$

$$j_z = E_z + \frac{1}{c} v_x H_y \quad (5)$$

$$0 = \frac{4\pi}{c} j_z + \frac{\varepsilon}{c} \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (6)$$

Dwa kolejne równania przedstawiają sobą dwie proste zależności:

$$v_x = \frac{\partial u_x}{\partial t} \quad \text{oraz} \quad v_y = \frac{\partial u_y}{\partial t}$$

Rzutowanie na oś z równania Maxwella (2), dające szesnaste równanie, wskazuje, że h_z jest stałą, którą można przyjąć równą zeru.

Będziemy teraz poszukiwali rozwiązań okresowych, w których wszystkie wielkości zmienne byłyby proporcjonalne do funkcji.

$$e^{i\omega t - ikz}$$

gdzie ω ma zadaną wartość rzeczywistą.

Rozwiązania takie mogą być znalezione tylko dla niektórych określonych wartości k . Wartości te dają różne typy fal, rozchodzących się z różnymi prędkościami.

Układ I

$$\begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \end{array} \left| \begin{array}{ccccccc} (h_y) & (E_x) & (j_x) & (v_y) & (v_z) & (p) & (u_z) \\ \hline \frac{i\omega}{c} & -ik & & & & & \\ ik & -\frac{\epsilon i\omega}{c} & -\frac{4\pi}{c} & & & & \\ & -1 & \frac{1}{\sigma} & -\frac{H_z}{c} & \frac{H_y}{c} & & \\ & & \frac{H_z}{c} & i\omega\mu + k^2\mu & & & \\ & & -\frac{H_y}{c} & & i\omega\mu + \frac{4}{3}k^2\mu & -ik & \\ & & & & 1 & & -i\omega \\ & & & & & 1 & -ikC \end{array} \right| = 0$$

Układ II

$$\begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \end{array} \left| \begin{array}{cccccc} (h_x) & (E_y) & (j_y) & (v_x) & (j_z) & (E_z) \\ \hline \frac{i\omega}{c} & ik & & & & \\ -ik & -\frac{\epsilon i\omega}{c} & -\frac{4\pi}{c} & & & \\ & -1 & \frac{1}{\sigma} & \frac{H_z}{c} & & \\ & & -\frac{H_z}{c} & i\omega\mu + k^2\mu & \frac{H_y}{c} & \\ & & & -\frac{H_y}{c} & \frac{1}{\sigma} & -1 \\ & & & & -\frac{4\pi}{c} & -\frac{\epsilon i\omega}{c} \end{array} \right| = 0$$

Napiszemy

$$\frac{\partial}{\partial t} = i\omega \quad \text{oraz} \quad \frac{\partial}{\partial z} = ik$$

Wyrażeniami tymi zamienimy pierwsze człony równań.

Możemy teraz znaleźć wszystkie możliwe typy fal, przyrównując do zera wyznaczniki utworzone ze współczynników równań.

W ten sposób otrzymujemy dwa równania wyznacznikowe (patrz obok układ I oraz układ II).

Pierwsze równanie jest szóstego stopnia względem k , drugie zaś czwartego stopnia. Oba one zawierają tylko stopnie parzyste. Na tej drodze dochodzimy więc do dziesięciu rozwiązań, dających 5 różnych wartości $\mp k$:

$$\mp k_1; \quad \mp k_2; \quad \mp k_3; \quad \mp k_4; \quad \mp k_5$$

Każda wartość k odpowiada dwóm falom o tej samej częstotliwości, rozchodzącym się wzdłuż osi z w odwrotnych kierunkach. Przy wzajemnym nakładaniu się dają one falę stojącą.

Prostokąty, oprowadzone liniami punktowymi, pokazują układy, które określają poszczególne wartości k w przypadku braku wyrazów, uwarunkowanych zewnętrznym polem magnetycznym.

Dla uproszczenia wprowadzimy jeszcze następujące oznaczenia:

$$\begin{aligned} x &= \frac{k^2 c^2}{\omega^2}; & g &= \frac{H_y^2}{H_z^2}; & f &= 1 - b x; \\ x_e &= \varepsilon; & a &= \frac{i \omega}{4 \pi \sigma}; & f' &= 1 - \frac{4}{3} b x; \\ x_a &= \frac{\rho c^2}{C}; & b &= \frac{i \mu \omega}{\rho c^2}; \\ x_m &= \frac{4 \pi \rho c^2}{H_z^2}; \end{aligned}$$

Szukaną zmienną jest x . Dodatni pierwiastek może być napisany w postaci

$$x = \frac{c^2}{V^2}$$

gdzie V jest prędkością fali niegasnącej.

Każdy pierwiastek ujemny lub zespolony odpowiada fali gasnącej.

x_e odpowiada wartości x dla niegasnących fal elektromagnetycznych,

x_a „ „ „ „ „ fal akustycznych;

x_m „ „ „ „ „ fal magnetyczno-hydrodynamicznych.

Nasze dwa równania przybiorą po wprowadzeniu do nich nowych oznaczeń postać następującą:

$$(1 + a f x_m) (x - f' x_a) (x - x_e) - f x_m (x - f' x_a) - g f x_a (x - x_e) = 0 \quad (\text{I})$$

$$x - (1 - a x + a x_e) [f x_m (1 + a x_e) + (g + 1) x_e] = 0. \quad (\text{II})$$

Ponieważ f oraz f' są liniowymi funkcjami x , to powyższe równania mają odpowiednio 3 i 2 pierwiastki.

Rozpatrzmy teraz i przedyskutujemy niektóre przypadki szczególne.

1. Brak zewnętrznego pola magnetycznego

$$\frac{1}{x_m} = \frac{g}{x_m} = 0$$

Podstawowe rozwiązania (patrz punktowane prostokąty w równaniach wyznacznikowych) nie są między sobą związane.

Pierwiastki równania I są następujące:

$$x = x_c + \frac{1}{a} \quad - \text{ gasnąca fala elektromagnetyczna,}$$

$$x = \frac{1}{b} \quad - \text{ „lepka“ fala silnie wygasająca (w praktyce fala wzbudzana w lep-} \\ \text{kim ośrodku przez twardą ściankę, drgającą periodycznie w swe} \\ \text{płaszczyźnie),}$$

$$x = \frac{x_a}{1 - \frac{4}{3}bx_a} \quad - \text{ gasnąca fala akustyczna.}$$

Pierwsze dwa pierwiastki stanowią równocześnie pierwiastki równania II; różnice polegają tylko na innej płaszczyźnie polaryzacji.

2. Fale rozchodzą się zgodnie z kierunkiem zewnętrznego pola magnetycznego

$$g = 0$$

Fale akustyczne nie zmieniają się.

Inne postacie rozwiązań są ze sobą związane i wynikają zarówno dla równania I, jak i dla II z równania:

$$(x - x_c)(1 + afx_m) - fx_m = 0$$

3. Fale rozchodzą się prostopadłe do kierunku zewnętrznego pola magnetycznego

$$\frac{1}{x_m} = 0; \quad \frac{g}{x_m} \neq 0$$

Lepka fala równania I i elektromagnetyczna fala równania II nie zmieniają się; lepka fala równania II zmienia się słabo. Dwa ważne pierwiastki równania I są z sobą związane i spełniają równanie:

$$(x - f'x_a)(ax - ax_c - 1) - \frac{gx_a(x - x_c)}{x_m} = 0$$

4. Fale niegasnące

Jeżeli wypadają wyrazy warunkujące tłumienie, równania stają się względnie proste

$$a = b = 0; \quad f = f' = 1$$

Odpowiada to założeniu, że przewodność jest nieskończenie wielka, a lepkość nie istnieje.

Jeżeli przewodność równa się zeru, to również otrzymuje się fale niegasnące, które są w tym przypadku zwykłymi falami świetlnymi i akustycznymi. Po przeróbkach rozwiązania systemów I i II dadzą się sprowadzić do postaci następującej:

Układ I

$$h_y = -\frac{x_m \sqrt{x}}{x - x_e}; \quad E_x = -\frac{x_m}{x - x_e}; \quad j_x = -\frac{i \omega x_m}{4 \pi};$$

$$v_y = \frac{c}{H_z}; \quad v_z = \frac{c}{H_y} \frac{g x_a}{x - x_a}; \quad p = \frac{C \sqrt{x}}{H_y} \frac{g x_a}{x - x_a}; \quad u_z = -\frac{ic}{\omega H_y} \frac{g x_a}{x - x_a}$$

gdzie x jeden z dwóch pierwiastków równania:

$$1 - \frac{x_m}{x - x_e} - \frac{g x_a}{x - x_a} = 0$$

Układ II

$$h_x = -\sqrt{x}; \quad E_y = 1; \quad j_y = \frac{i \omega}{4 \pi} (x_m + g x_e);$$

$$v_x = \frac{c}{H_z}; \quad E_z = -\frac{H_y}{H_z}; \quad j_z = \frac{i \omega x_e H_y}{4 \pi H_z};$$

gdzie

$$x = x_m + (g + 1) x_e$$

W obu układach opuszczono przy wielkościach zmiennych dowolny współczynnik amplitudy, mający wymiar natężenia pola, co nie ma istotnego znaczenia. Istotną natomiast sprawą jest to, że we wszystkich trzech rozwiązaniach przestrzega się zachowania proporcji między gęstościami energii.

Można sprawdzić, że dla każdego rodzaju rozwiązań, w dowolnym punkcie i w dowolnym momencie czasu pozostaje spełniona następująca zależność:

$$\frac{h^2}{8 \pi} + \frac{1}{2} C p^2 = \frac{\varepsilon E^2}{8 \pi} + \frac{1}{2} \rho v^2$$

W równaniu tym wielkość $\frac{1}{2} C p^2$ wyraża energię potencjalną w odniesieniu do gazu jednorodnego.

Dobrze znane są dwa szczególne przypadki powyższej zależności: równość energii magnetycznej i elektrycznej dla fali świetlnej oraz równość energii kinetycznej i potencjalnej dla fali akustycznej.

Z rozwiązania układu II znajdujemy, że energia kinetyczna i energia elektryczna w falach „trzeciego rodzaju“ są proporcjonalne odpowiednio do x_m oraz $(g + 1) x_e$, podczas gdy ich suma równa się gęstości energii magnetycznej.

Praktycznie prędkość fal m.h.d. jest znacznie mniejsza od prędkości światła. Zgodnie z naszymi oznaczeniami można to wyrazić nierównością:

$$x_m \gg x_e$$

Wynika stąd, że w ogólnym przypadku energia elektryczna jest w falach m.h.d. bardzo mała, podczas gdy energia magnetyczna jest prawie równa energii kinetycznej. Jest to cecha charakterystyczna fal m.h.d.

Blizsze rozpatrzenie dwóch rozwiązań układu I prowadzi do następujących wniosków:

Dokładna postać rozwiązania zależy od względnych wartości prędkości V_a (fal akustycznych) i V_m (fal m.h.d.). W zależności od proporcji tych wielkości mogą występować powolne fale o prędkości mniejszej od dźwiękowych i szybkie fale o prędkościach wyższych od dźwiękowych. W miarę wzrostu natężenia pola magne-

tycznego fale powolne przechodzą od rozwiązania $x = x_m$ do rozwiązania $x = (g + 1)x_a$. Fale te reprezentują zwykle fale m.h.d. o prędkości V_m tak długo, dopóki ta prędkość jest znacznie mniejsza od prędkości dźwiękowej. Dla wyższych wartości pola magnetycznego omawiane fale przekształcają się w pewien rodzaj zwolnionych fal dźwiękowych.

Przy tym ostatnim rodzaju fal występuje, podobnie jak przy falach akustycznych, równość gęstości energii kinetycznej i potencjalnej, a równocześnie bardzo małe wartości energii magnetycznej i elektrycznej. Osobliwością tego rodzaju fal jest to, że ruch substancji jest równoległy nie do kierunku rozchodzenia się, lecz do kierunku zewnętrznego pola magnetycznego.

Szybka fala rozpoczyna się jako zwykła fala dźwiękowa, ale przekształca się w zdegenerowaną początkowo falę m.h.d., skoro tylko V_m staje się większe od V_a .

Formalne rozwiązanie dla tej ostatniej fali wyraża się wzorem:

$$x = \frac{x_m}{g + 1}$$

Gęstość energii określa się w tym przypadku zasadniczo energią kinetyczną i energią magnetyczną, podobnie jak w typowej fali m.h.d.

Cechą charakterystyczną rozpatrywanego rodzaju fal jest to, że ruch substancji jest prostopadły nie do kierunku rozchodzenia się, lecz do kierunku zewnętrznego pola magnetycznego.

Ze wzoru $g = \operatorname{tg}^2 \varphi$ można łatwo obliczyć wartości φ dla różnych wartości g . Kilka obliczonych w ten sposób wartości φ w funkcji g podano w poniższej tabliczce:

$g =$	0	0.2	1	5
$\varphi =$	0	24°	45°	66°

5. Fale słabo wygasające

Jeżeli a i b są mniejsze pod względem rzędu wielkości od $\frac{1}{x_a}$ oraz $\frac{1}{x_m}$, to powstają dobrze ukształtowane fale, które mogą rozchodzić się co najmniej na odległości kilku długości fali, zanim utracą większą część swojej energii.

Jeżeli x_0 przedstawia rozwiązanie dla fali niegasnącej, to dla fali wygasającej możemy napisać:

$$x = x_0 (1 - iq)$$

Przy pomocy prostych przekształceń można znaleźć następujące rozwiązania, słuszne w odniesieniu do pierwszych potęg ax_m , bx_m oraz bx_a . o ile x_e jest małe w porównaniu z x_m oraz x_a .

Układ I

Fala m.h.d.

$$x = x_m; \quad iq = (a + b)x_m$$

Fala dźwiękowa

$$x = x_a; \quad iq = \frac{4}{3}bx_a$$

Fala dźwiękowa zwolniona

$$x = (g + 1)x_a; \quad iq = \left(g + \frac{4}{3}\right)bx_a$$

Zdegenerowana fala m.h.d.

$$x = \frac{x_m}{g+1}; \quad iq = \frac{(g+1)a + \left(\frac{4}{3}g+1\right)b}{(g+1)^2} x_m$$

Układ II

Fala m.h.d.

Wyniki analogiczne jak dla układu I.

Fale słabo wygasające można scharakteryzować za pomocą następujących parametrów:

L — droga wygasania, czyli odległość, po przebyciu której intensywność fali zmaleje e -krotnie, gdzie $e = 2,718\dots$,

T — czas wygasania, czyli czas zużyty na przebycie odległości L .

Po podstawieniu do wzoru na rozchodzenie się fali wielkości

$$k = k_0 \left(1 - \frac{1}{2} iq\right)$$

oraz po pominięciu indeksu 0 otrzymamy:

prędkość

$$V = \frac{c}{\sqrt{x}} = \frac{\omega}{k}$$

droga wygasania

$$L = \frac{1}{qk} = \frac{V}{q\omega}$$

czas wygasania

$$T = \frac{L}{V} = \frac{1}{q\omega}$$

Dla zwykłej fali m.h.d. możemy napisać przy pominięciu współczynnika i :

gdzie:

$$q = (a' + b') x_m$$

$$a' = \frac{\omega}{4\pi\sigma}$$

$$b' = \frac{\mu\omega}{2c^2}$$

$$x_m = x = \frac{k^2 c^2}{\omega^2}$$

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Powyższy zespół równań pozwala konkretnie obliczyć L oraz T .

W szczególnym przypadku, gdy decydującym czynnikiem pod względem tłumienia fali jest lepkość μ , a przewodność σ jest do pominięcia, otrzymujemy:

$$T \approx \frac{2}{\mu} \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2$$

W innym szczególnym przypadku, gdy decydujący wpływ na tłumienie ma przewodność σ , a lepkość μ jest do pominięcia:

$$T \approx \frac{\sigma}{\pi} \left(\frac{\lambda}{c}\right)^2$$

Fale m.h.d. stanowiły do niedawna jeszcze koncepcję czysto teoretyczną. W roku 1949 udało się jednak Lundquistowi wytworzyć je eksperymentalnie i zbadać w warunkach ziemskich.

Jak wynika z teorii i doświadczenia, istnienie fal m.h.d. wymaga obecności zewnętrznego pola magnetycznego, którego natężenie jest ograniczone od góry i od dołu. Pole to musi być dostatecznie silne z tego względu, żeby efekt tłumienia był niewielki, zarazem jednak musi być wystarczająco słabe z uwagi na to, ażeby prędkość V_m była znacznie mniejsza od prędkości światła, w przeciwnym bowiem razie fala staje się zwykłą falą elektromagnetyczną. Jonosfera ziemska w zasadzie spełnia powyższe wymagania. Obecność zewnętrznego pola magnetycznego jest zapewniona dzięki ziemskiemu polu magnetycznemu.

W szczegółach rola, jaką odgrywają fale m.h.d. w jonosferze, nie jest oczywiście dostatecznie wyjaśniona. Są jednak podstawy do przypuszczeń, że fale te determinują charakter tych ciągłych ruchów, które bez przerwy odbywają się w jonosferze. Powyższe ruchy mają z reguły charakter turbulencyjny, gdyż obserwowane ich szybkości przekraczają, ogólnie biorąc, szybkości krytyczne, odpowiadające tzw. kryterium Reynoldsa.

Tym właśnie ruchom zawdzięcza się ustawiczne mieszanie mas gazowych wraz z plazmą jonową w górnych warstwach naszej atmosfery ziemskiej. Bezpośrednim skutkiem powyższych ruchów są nieregularności w odbijaniu się fal jonosferycznych, zjawisko Dopplera, pojawianie się warstw sporadycznych, występowanie pochylonego pułapu jonosferycznego, jak również zjawisko rozprożeń fal radiowych w jonosferze.

Dla analizowania tych wszystkich zjawisk teoria fal m.h.d. daje nowy aparat matematyczny, o tyle obiecujący, że umożliwiał on syntetyczne i kompleksowe ujęcie zagadnienia.

6. PODSUMOWANIE WYNIKÓW PRACY

Wyniki pracy mogą być streszczone w następujących punktach:

1. Opracowano prostą statystyczną metodę pomiaru natężenia pola i zastosowano ją do badania zjawiska rozprożeń jonosferycznych.
2. Zbudowano nowy typ anteny, tzw. PBS, posiadającej szereg cennych własności i pracującej z wykorzystaniem rozprożeń jonosferycznych.
3. Przeszutowano strukturę jonosfery w oparciu o teorię turbulencji i wysunęto praktyczny wniosek wykorzystania nachyła pułapu jonosferycznego dla efektywnej radiokomunikacji pozaortodromowej.
4. Podano teorię fal magnetyczno-hydrodynamicznych w zastosowaniu do jonosfery.

*
* *
* *

WYKAZ LITERATURY

A. Turbulencja

1. Batchelor G. K. Recent developments on turbulence research. Proc. Seventh. Inter. Congress Appl. Mech., September 1948.
2. Batchelor G. K.: The theory of homogeneous turbulence. Cambridge University Press, London, 1953.

3. Heisenberg W.: Zur Statistischen Theorie der Turbulenz. Zs. f. Phys., 124 (1948), 628÷657.
4. Heisenberg W.: On the theory of statistical and isotropic Turbulence. Proc. Roy. Soc. London, 145(1948), 402÷406.
5. Kampé de Fériet J.: Le tenseur spectral de la turbulence homogene non isotrope dans un fluid incompressible. Compt. Rend., 227(1948), 760—761.
6. Karman Th. Howarth L.: On the statistical theory of isotropic Turbulence. Proc. Roy. Soc. London, (A) 164 (1938), 192÷215.
7. Karman Th.: Progress in the statistical theory of turbulence. Proc. Nat. Acad. Sci., 34 (1948), 530÷539.
8. Kołmogorow A. N.: Lokalnaja struktura turbulentnosti w nieszymajemoy zidkosti pri oczeń bolszych czislach Reynolds'a. DAN, SSSR, 30, Nr 4 (1941).
9. Kovaszny L. S. G.: The spectrum of locally isotropic turbulence. Journ. Aeron. Sci., 15 (1948), 745÷753.
10. Krasilnikow W. A.: Zwukowyye wołny. 1954.
11. Lin C. C.: Remarks on the spectrum of turbulence. Proc. First Simposium Appl. Math. Soc., August 1947.
12. Łojcjanskij L. G.: Niekotoryje osnovnyje zakonomiernosti izotropnogo turbulentnogo potoka. Trudy CAGI, wyp. 440 (1939).
13. Obuchow A. M.: O raspriedielenii energii w spiekanie turbulentnogo poloka. Izw. A. N. SSSR. Seria Geofizycz., Nr 4—5 (1941).
14. Onsager L.: The distribution of energy in turbulence. Phys. Rev., 68 (1945), 266.
15. Problems of cosmlal aerodynamics. Symposium held at Paris, August 16÷19, 1949.
16. Simmons L. F. G., Salter G.: An experimental determination of the spectrum of turbulence. Proc. Roy. Soc. London, (A) 165 (1938).
17. Taylor G. I., Green A. E.: Mechanism of the production of small eddies from large ones. Proc. Roy. Soc. London, (A) 158 (1937), 499÷521.
18. Taylor G. I.: Statistical theory of turbulence, I + V. — Proc. Roy. Soc. London, (A) 151 (1935) i (A) 156 (1946).
19. Villars F., Weisskopf V. F.: The scattering of electromagnetic waves by turbulent atmospheric fluctuations. Physical Review, Volum 94, Nr 2, April 15, 1954, p. 232÷240.
20. Wegener A.: Thermodynamik der Atmosphäre. 1928.
21. Weizsäcker C. F.: Das Spectrum der Turbulenz bei grossen Reynoldschen Zahlen. Zs. f. Phys., 124 (1948), 614÷627.

B. Struktura jonosfery

22. Alpert J. L., Ginzburg W. L., Fejnberg E. L.: Rasprostranienje radiowołn. 1953.
23. Appleton E. V., Naismith R.: Proc. Phys. Soc. 59, 461 (1947).
24. Berkner L. V., Wells H. W.: Terr. Magn. 42, 183 (1937).
25. Łożuchanow M. P.: Rasprostranienje radiowołn. 1951.
26. Feldman C. B.: Deviations of short radio waves from the London — New York great — circle path. — PIRE, vol. 27, p. 635, october 1939.
27. Gniewyszew M. N.: Izwiestja A. N. SSSR. Ser. fiz. 7, Nr 4, 134 (1943).
28. Halborg H. E.: Proc. Amer. Phil. Soc. 84, 323 (1941).
29. Jasiński S.: O wpływie burz jonosferycznych na warunki eksploatacyjne radiostacji nadawczych. — Przegląd Telekomunikacyjny, Nr 1 (1954), 12÷17.
30. Lovell A. C.: Reports Progr. Phys. 11, 415 (1948).
31. Manczarski S., Czechowski A.: Podstawy obliczeń azymutów dla anten kierunkowych. — Przegląd Telekomunikacyjny, Nr 2, (1946), str. 50÷53.
32. Mc Nicol W. E.: The Proceedings of Electrical Engineers, Vol. 96, Part III, N 44, November, 1949, p. 517÷524.
33. Menzel Donald H.: Elementary manual of radio propagation. New York, 1948.
34. Mitra S. N.: The Proceedings of Electrical Engineers, Vol. 96, Part III, N 44, November, 1949, p. 505 ÷ 507.
35. Problemy sowniemiennoj fiziki. Zeszyt 5, 1953.
36. Problemy sowniemiennoj fiziki. Zeszyt 4, 1954.
37. G. R.: Radioastronomiczeskije izmierienja naprawlenja i skorosti wietrow w wysokich słojach atmosfery. Uspechi Fiziczeskich Nauk, Tom XLVIII, wypusk 1, sientiabr, 1952, str. 138÷143.
38. Ratcliffe J. A.: Nature, 1948, 162, p. 9.
39. Rice S. O.: Bell System Technical Journal, 1944, 23, p. 282 and 1945, 24, p. 46.
40. G. R.: Swodka raketnych danych o strojenji wysokich słojev atmosfery na janwar 1952 g. Uspechi Fiziczeskich Nauk, Tom L wypusk 1, maj 1953, str. 145÷152

41. Ross W.: Lateral deviation of radio waves reflected at the ionosphere. Radio Research, Special Report No 19, London, 1949.
42. Smirinin B. A.: Sprawocznik po radiotechnieke, 1950.
43. Stenz E.: Ziemia, 1936.
44. Szczukin A. N.: Fiziceskije osnovy rasprostranienja radiowoln w jonosfiere, 1940.
45. Vilbig F., Zenneck J.: Fortschritte der Hochfrequenztechnik. Band 2, 1945.
46. Waldmeier M.: Zs. Astroph. 14, 229 (1931).

C. Fale magnetyczno-hydrodynamiczne

47. Alfven H.: On the existence of electromagnetic-hydrodynamic waves. — Arkiv. f. Mat., Astr. och Fysik, 29B, Nr 2 (1943), 1 ÷ 7.
48. Alfven H.: Cosmical Electrodynamics. Oxford, 1950.
49. Aström E.: Magneto — hydrodynamic waves in a plasma. Nature, 165 (1950), 1019.
50. Batchelor G. K.: On the spontaneous magnetic field in a conducting liquid in turbulent motion. — Proc. Roy. Soc. London (A), 201 (1950), 405 ÷ 416.
51. Herlofson N.: Magneto-hydrodynamic waves in a compressible fluid conductor. — Nature, 165 (1950), 1020.
52. Van de Hulst H. C.: The amount of polarization by interstellar grains. — Astrophys. Journ., 112 (1950), 1 ÷ 5.
53. Lundquist S.: Experimental demonstration of magneto-hydrodynamic waves. — Nature, 164 (1949), 145 ÷ 146.

С. Манчарски

Рассеяние радиоволн в ионосфере и его практическое использование

Резюме

Рассеяние коротких волн в ионосфере рассматривалось до сих пор как явление вредное и нежелательное вследствие повышения общего уровня помех радиоприёма. В противоположность этому автор статьи задался целью исследовать эффект ионосферного рассеяния радиоволн с точки зрения его целесообразного использования.

Исследования автора начались в 1949 г. и проводились первоначально в магистральном приёмном центре Гродзиск возле Варшавы. Ввиду того, что приём коротких волн сопровождается замираниями, автором был разработан статистический метод измерения напряженности электромагнитного поля. Этот метод описан в главе 2, где поочередно рассматриваются: определение усредненных величин (§ 2.1); вероятность замирания и вероятность приёма (§ 2.2, рис. 1); зависимость между эффективным сглаженным значением и медианой (§ 2.3); формулы и диаграммы для вычисления относительной напряженности поля (§ 2.4, рис. 2 и 3); экспериментальные исследования рассеяния волн в ионосфере, проведенные в м. Гродзиск (§ 2.5, рис. 4).

В результате этих исследований был создан простой метод измерения относительной сглаженной напряженности поля, которое испытывает флюктуации, подчиненные статистическому закону распределения Релея. В качестве измерительного прибора можно пользоваться в этом случае карманными часами типа суммирующего хронометра.

Наблюдения и измерения в м. Гродзиск привели автора к заключению, что ионосферные рассеяния могут быть использованы для создания особой системы аperiодической антенны, так называемой антенны ПБС, обладающей рядом ценных свойств, а именно:

а. Приблизённо круговой азимутальной характеристикой направленности при заданном угле наклона к поверхности земли.

б. Вертикальной характеристикой направленности, дающей возможность связи как на небольших так и на больших расстояниях (от нескольких сот до нескольких тысяч километров).

в. Приблизённо постоянным входным сопротивлением антенны в широком диапазоне частот, порядка 1 : 6 ($\lambda = 15 \div 90$ м).

д. Сравнительно высоким коэффициентом полезного действия антенны (порядка $70 \div 90\%$).

е. Простой, дешевой конструкцией антенны (плоская конфигурация, небольшое количество невысоких мачт).

Сокращённое название антенны ПБС происходит от слов: прямолинейная антенна с бегущей и стоячей волной, что указывает на характерные черты рабочего режима антенны. Подробное описание антенны ПБС дано в главе 3, где рассматриваются: проблема сглаживания минимумов в характеристиках направленности коротковолновых антенн (§ 3.1, рис. 5 ÷ 8); конструкция и параметры антенны ПБС (3.2, рис. 9 и 10).

Антенны ПБС успешно работают в Польше от 1950 года для радиопередачи и приема.

Следующая, четвертая глава статьи посвящена вопросам ионосферной структуры. В ней рассматриваются: теоретическое обоснование эффекта ионосферного рассеяния радиоволн (§ 4.1), турбулентное движение ионосферной плазмы (§ 4.2), линейные размеры ионосферных неоднородностей (§ 4.3), коэффициент диффузии ионосферных неоднородностей и их продолжительность (§ 4.4), скорость хаотических движений неоднородностей (§ 4.5), скорость и направление ионосферных дрейфов (§ 4.6, рис. 11 и 12) и наклон ионосферного слоя (§ 4.7, рис. 13 ÷ 20).

В связи с турбулентностью и общей циркуляцией атмосферы, ионосферные дрейфы могут порой сопровождаться довольно сильными наклонами ионосферы, особенно в области 30° геомагнитной широты. В виду этого возникает возможность внеортодромической связи между некоторыми отдалёнными пунктами на земном шаре, которая представляет громадный практический интерес. Это имеет весьма важное значение в тех случаях, когда ортодромия приближается или пересекает круг северного сияния, вследствие чего на пути ортодромии волны подвергаются очень сильному ионосферному поглощению. Внеортодромическая связь, позволяющая обойти невыгодную ортодромию, значительно повышает тогда надёжность связи.

В главе 5 (приложение) рассматривается теория магнитно-гидродинамических волн. Идея воли такого рода принадлежит Альфвену, который применил их в 1943 году в космической аэродинамике. Эта теория была затем развита и дополнена Ван де Холстом в 1949-1950 годах. В этой именно форме автор статьи попытался применить ее к земной ионосфере. Роль постоянного магнитного поля, обуславливающего появление магнитно-гидродинамических волн, исполняет земной магнетизм. Возможно, что эти волны определяют в некоторой степени режим тех непрерывных движений, которые наблюдаются в ионосфере. Названные движения имеют принципиально турбулентный характер, так как их наблюдаемые скорости превышают в общем критические скорости, соответствующие критерию Рейнольдса. Непосредственным следствием этих движений является, рядом с другими явлениями, также и рассеяние радиоволн в ионосфере.

В заключении (глава 6) подводятся итоги всей работы.

S. Manczarski

Wave scattering in ionosphere and its practical profits

Summary

The wave scattering in ionosphere has been considered till now as a noxious and undesired phenomenon, because of the increase of the general noise level disturbing the radio reception. In spite of this fact, the author of this paper made up his mind to investigate the ionospheric scattering phenomenon from the standpoint of its practical profits.

The research work started in 1949 and was carried out at first in the radio-communication receiving centre in Grodzisk by Warsaw. The author has worked out a statistic method of measurement of the electromagnetic wave field strength on account of the fact that the short wave reception is accompanied by fadings. This method is described in chapter 2 in which the following items are successively considered: a definition of middled magnitudes (§ 2.1.); the probability of fading and the probability of reception (§ 2.2., Fig. 1); the relation between the long term root mean square value of the signal and the median value (§ 2.3); the formulae and diagrams concerning the relative value of the field strength (§ 2.4., Fig. 2 and 3); the experimental investigations over the wave scattering in ionosphere carried out in Grodzisk (§ 2.5., Fig. 4.).

In result of the above mentioned research work a simple method has been worked out in order to measure the relative root mean square value of the field strength subdued to fluctuations which are subordinated to Raleigh's statistic distribution. A summing stopwatch may be used in this case as a measurement instrument.

The observation and measurements performed in Grodzisk suggested to the author a conclusion that the ionospheric scattering might be utilised to create a special system of an aperiodical antenna, the so called P.B.S. antenna, possessing a number of valuable properties, e. i.

- a. an approximately omnidirectional azimuth diagram at a constant elevation angle;
- b. a vertical directional diagram enabling radio-communication at small distances as well as at considerable ones (from a few hundred to a few thousand kilometers);
- c. an approximately constant input impedance of the antenna at a wide frequency range of the order 1 : 6 ($\lambda = 15 \div 90$ m);
- d. a relatively high efficacy of the antenna (of the order 70 to 90%);
- e. a simple and cheap construction of the antenna (a plane configuration, a small number of masts not very high).

The name abbreviation of the P.B.S. antenna derives from the Polish words: straight-line antenna with a travelling-standing wave, which show the characteristic features of its system of working. Chapter 3 deals with a detailed description of the P.B.S. antenna; the following is successively considered: the questions of equalizing the minima in radiation diagrams of the short-wave antenna (§ 3.1., Fig. 5 ÷ 8); the description and data concerning the P.B.S. antenna (§ 3.2., Fig. 9 and 10).

P.B.S. antennae are being used in Poland since 1950 for the transmitting as well as the receiving job.

The subsequent chapter 4 of this paper is devoted to problems of the ionosphere structure. The following items are being successively discussed: a conception explaining the scattering properties of the ionosphere (§ 4.1); the turbulence movement

(§ 4.2); dimensions of ionospheric inhomogeneities (§ 4.3); the coefficient of diffusion of inhomogeneities and their life time (§ 4.4.); velocity of chaotic movements of inhomogeneities (§ 4.5.); velocity and direction of ionospheric drifts (§ 4.6., Fig. 11 and 12); inclination of ionosphere (§ 4.7., Fig. 13 ÷ 20).

Considerable inclinations of ionosphere may accompany ionospheric drifts, especially in the environs of 30° of geomagnetic latitude, in connection with the turbulency and general circulation of atmosphere. The possibility of extra-ortodromical radio-communication, resulting from the above, between some distant points of the earth globe, is very interesting from the practical point of view. It is of special importance in the cases when the ortodrome is approaching or crossing the area of aurora borealis, in result of what the waves along the ortodrome are subjected to a very strong ionospheric absorption. The extra-ortodromical radio-communication, enabling to pass by the inconvenient direct way, may considerably improve the security of connection.

The theory of magneto-hydrodynamic waves is considered in chapter 5 (Appendix). The conception of this kind of waves was introduced to science in 1943 by Alfens from the point of view of cosmic aerodynamics. This theory was developed and completed in 1949—1950 by van de Hulst. The author of this paper tried to adapt it in this version to the earth ionosphere. The magnetic earth field fulfils the role of a constant magnetic field conditioning the occurrence of magneto-hydrodynamic waves. There are some premises to suppose that these waves are determining to some extent the character of the continuous movements, which occur without interruption in ionosphere. The above movements have as a rule a turbulence character, since their observed velocities surpass in general the critical velocities corresponding with the so called Reynold's criterium. The scattering of electro-magnetic waves in ionosphere is one of the direct results of the above mentioned movements.

The last chapter 6 is summarizing the results of the work.

S. M a n c z a r s k i

La dissipation des ondes dans l'ionosphère et son utilisation pratique

R é s u m é

La dissipation des ondes dans l'ionosphère était considérée jusqu'ici comme un phénomène nuisible et indésirable à cause de l'augmentation du niveau général des perturbations gênant la réception des liaisons. L'auteur du présent article a, par contre, formé le projet de l'étude des dissipations ionosphériques du point de vue de leur utilisation pratique.

Les investigations de l'auteur furent entreprises en 1950 et poursuivies d'abord au Centre de Réception de Grodzisk, près de Varsovie. Comme la réception des ondes courtes est accompagnée d'évanouissements, l'auteur a élaboré une méthode statistique de mesure de l'intensité de champ des ondes électromagnétiques. Cette méthode est décrite au chapitre 2, où sont examinées successivement: la définition des grandeurs moyennes (§ 2.1); la probabilité des évanouissements et la probabilité de réception (§ 2.2, fig. 1); la dépendance entre la valeur effective et la valeur médiane (§ 2.3); les formules et les diagrammes de la valeur relative de l'intensité de champ (§ 2.4, fig. 2 et 3); les investigations expérimentales de la dissipation des ondes dans l'ionosphère, effectuées à Grodzisk (§ 2.5, fig. 4).

Comme résultat de ces investigations on élaborera une méthode simple de mesurage de la valeur de l'intensité relative de champ qui est sujette à des fluctuations, subordonnées à la répartition statistique de Rayleigh. Une montre-chronomètre intégrant peut être employée comme instrument de mesure.

Les observations et mesurages effectués à Grodzisk amenèrent l'auteur à la conclusion que les dissipations ionosphériques peuvent être utilisées pour établir un type spécial d'antenne aperiodique, dite antenne PBS ayant des propriétés de grande valeur, à savoir:

a. une caractéristique azimutale de rayonnement à peu près omnidirectionnelle — considérée sous un angle d'élévation constant;

b. une caractéristique de rayonnement verticale donnant des liaisons aussi bien pour des distances courtes que longues (allant de quelques centaines à quelques milliers de kilomètres);

c. une impédance d'entrée de l'antenne à peu près constante dans un large diapason de fréquences de l'ordre de $1:6$ ($\lambda = 15 \div 90$ m);

d. un coefficient de rendement de l'antenne relativement élevé, de l'ordre de $70 \div 90\%$;

e. une construction d'antenne simple et bon marché (construction plate, quantité réduite de mâts de peu de hauteur).

La dénomination „PBS“ est un abrégé des mots polonais: „antena prostoliniowa z falą bieżąco-stojącą“, qui signifient: antenne rectiligne à ondes progressives-stationnaires, ce qui indique les traits caractéristiques du régime d'action de l'antenne. Nous trouvons une description détaillée de l'antenne PBS au chapitre 3, où sont étudiés: les moyens d'estomper les minima des diagrammes de rayonnement des antennes à ondes courtes (§ 3.1. fig. 5 \div 8) ainsi que la description et les données des antennes PBS (§ 3.2. fig. 9 et 10).

Les antennes PBS sont employées en Pologne depuis 1950 aussi bien pour l'émission que pour la réception.

Le chapitre 4 de l'article est consacré aux problèmes de la structure de l'ionosphère. On y considère successivement: l'idée qui fournit une explication des propriétés dissipantes de l'ionosphère (§ 4.1); le mouvement turbulent (§ 4.2); les dimensions des hétérogénéités de l'ionosphère (§ 4.3); le coefficient de diffusion des hétérogénéités et leur durée (§ 4.4); la vitesse des mouvements chaotiques de l'hétérogénéité (§ 4.5); la vitesse et la direction des vents ionosphériques (§ 4.6. fig. 11 et 12); l'inclinaison de l'ionosphère (§ 4.7. fig. 13 \div 20).

En rapport avec la turbulence et la circulation générale de l'atmosphère les vents ionosphériques peuvent être accompagnés d'inclinaison assez considérable de l'ionosphère, et particulièrement aux environs de 30° de latitude géomagnétique. Il en résulte une possibilité de liaisons extraorthodromiques entre certains points éloignés de notre globe, ce qui présente un grand intérêt pratique, surtout pour les cas, où l'orthodromie approche ou croise la zone des aurores boréales, ce qui cause une très forte absorption des ondes par l'ionosphère le long de l'orthodromie. La liaison extraorthodromique qui permet de contourner la voie directe incommode peut sensiblement améliorer la sûreté de réception.

Le chapitre 5 de l'article (appendice) considère la théorie des ondes magnétohydrodynamiques. L'idée des ondes de ce genre a été introduite dans la science en 1943 par Alfvén au point de vue de l'aérodynamique cosmique. Cette théorie fut développée et complétée en 1949—1950 par van de Hulst, et c'est justement cette version que l'auteur de l'article a tenté d'appliquer à l'ionosphère terrestre. Le rôle du champ magnétique constant, conditionnant la formation des ondes magnéto-

hydrodynamiques, est rempli par le champ magnétique terrestre. Nous pouvons présumer que ces ondes déterminent à un certain degré le caractère de ces mouvements qui ont continuellement lieu dans l'ionosphère. Ils ont un caractère essentiellement turbulent, car leurs vitesses observées dépassent en général les vitesses critiques correspondant au critère de Reynolds. Les dissipations des ondes électromagnétiques sont un des résultats directs des mouvements mentionnés.

Le chapitre 6 final résume les résultats de l'ouvrage.

S. Manczarski

Streuung der elektromagnetischen Wellen in der Ionosphäre und ihre praktische Ausnutzung

Zusammenfassung

Bisher wurde die Streuung der elektromagnetischen Wellen in der Ionosphäre als ein schädlicher und unerwünschter Effekt betrachtet, da sie den allgemeinen Störpegel beim Rundfunkempfang erhöhte. Im Gegensatz dazu beabsichtigte der Verfasser dieses Aufsatzes, nach den ionosphärischen Streuungen hinsichtlich ihrer praktischen Ausnutzung zu forschen.

Der Verfasser hat die Forschungen im Jahre 1949 begonnen und führte sie anfangs in der Hauptempfangsstelle in Grodzisk bei Warszawa. Da den Empfang von Kurzwellen die Schwunderscheinungen begleiten, hat der Verfasser eine statistische Methode der Feldstärkemessung von elektromagnetischen Wellen bearbeitet. Dieses Verfahren wird im 2. Kapitel beschrieben, wo der Reihenfolge nach betrachtet werden: die Definition der quadratischen Mittelwerte (Kapitel 2.1); die Schwund- und Empfangswahrscheinlichkeit (Kapitel 2.2, Abb. 1); der Zusammenhang zwischen dem ausgeglätteten Effektivwert und der Mediane (Kapitel 2.3); die Formeln und Kurven für den Relativwert der Feldstärke (Kapitel 2.4, Abb. 2 und 3); experimentelle Forschungen nach den Streuungen der Wellen in der Ionosphäre, die auch in Grodzisk durchgeführt wurden (Kapitel 2.5, Abb. 4).

Auf Grund dieser Forschungen wurde ein einfaches Messverfahren des relativen ausgeglätteten Feldstärkewertes bearbeitet, wenn diese Feldstärke Schwankungen aufweisen, welche der statistischen Rayleigh-Verteilung entsprechen. Als Messeinrichtung darf in diesem Falle eine summierende Stopperuhr benutzt werden.

Die Beobachtungen und Messungen in Grodzisk haben den Verfasser zum Schluss geführt, dass die ionosphärischen Streuungen dazu ausgenutzt werden dürfen, um ein besonderes aperiodisches Antennensystem zu entwickeln; diese Antenne wurde die PBS-Antenne genannt. Sie besitzt eine Reihe von wertvollen Eigenschaften und zwar:

a. Eine ungefähr rundförmige Strahlungscharakteristik, die an der Kegeloberfläche mit einem geringen Neigungswinkel der Seitenlinie gegen die Erdoberfläche betrachtet wird.

b. Eine vertikale Richtstrahlungscharakteristik, die sowohl die Nah- als auch Fernfunkverbindung ermöglicht (von einigen Hunderten bis einigen Tausenden Kilometern).

c. Eine ungefähr konstante Antenneneingangsimpedanz im breiten Frequenzband, ungefähr $1 \div 6$ ($\lambda = 15 \div 90$ m).

d. Einen verhältnismässig hohen Antennenwirkungsgrad (ungefähr $70 \div 90\%$).

e. Eine einfache und billige Antennenkonstruktion (ein flaches Bausystem und eine geringe Anzahl von niedrigen Masten).

Die Verkürzung: PBS-Antenne stammt von den polnischen Worten ab: geradlinige Antenne mit laufend-stehender Welle, was die charakteristischen Antenneneigenschaften angibt.

Die genaue Beschreibung der PBS-Antenne befindet sich im 3. Kapitel; in diesem Kapitel wurden betrachtet: das Problem der Ausglattung der Richtstrahlungscharakteristikminima von Kurzwellenantennen (Kapitel 3.1, Abb. 5 ÷ 8); die Beschreibung und technische Daten der PBS-Antenne (Kapitel 3.2, Abb. 9 und 10).

Die PBS-Antennen arbeiten in Polen vom Jahre 1950 ab sowohl als Sende — als auch als Empfangseinrichtungen.

Das nächste 4. Kapitel dieses Aufsatzes wird der Frage der Ionosphärenstruktur gewidmet. In diesem Kapitel wurden der Reihenfolge nach betrachtet: die die Streuungseigenschaften der Ionosphäre aufklärende Konzeption (Kapitel 4.1); die Turbulenzbewegung (Kapitel 4.2); die Ausmasse der Ionosphärenunregelmäßigkeiten (Kapitel 4.3); der Diffusionskoeffizient der Unregelmäßigkeiten und ihre Lebensdauer (Kapitel 4.4); die Geschwindigkeit der chaotischen Bewegungen der Unregelmäßigkeiten (Kapitel 4.5); die Geschwindigkeit und Richtung der ionosphärischen Winde (Kapitel 4.6, Abb. 11 und 12); die Neigung der Ionosphäre (Kapitel 4.7, Abb. 13 ÷ 20).

Im Zusammenhang mit der Turbulenz und der allgemeinen Zirkulation der Atmosphäre dürfen die ionosphärischen Winde bedeutende Neigungen der Ionosphäre begleiten, insbesondere in der Umgebung der 30° — geomagnetischen Breite. Daraus entspringt die Möglichkeit der Funkverbindung ausserhalb der Orthodrome zwischen manchen fernen Punkten der Erdkugel, was für den praktischen Betrieb sehr interessant ist. Derartige Funkverbindung ist von grosser Bedeutung da, wenn die Orthodrome in der Nähe der Polarzone läuft; in diesem Falle werden die Wellen längs der Orthodrome stark in der Ionosphäre gedämpft. Die Funkverbindung, die ausserhalb der Orthodromen verläuft, erlaubt einen unbequemen direkten Weg zu meiden und bedeutend die Verbindungssicherheit zu verbessern.

Das 5. Kapitel des Aufsatzes (der Anhang) betrachtet die Theorie der magneto-hydrodynamischen Wellen. Derartige Konzeption ist von Alfven im Jahre 1943 in die Wissenschaften im Zusammenhang mit der kosmischen Aerodynamik eingeführt worden.

In den Jahren 1949—1950 ist diese Theorie von van de Hulst weiter entwickelt und ergänzt worden.

In dieser Fassung versuchte der Verfasser diese Theorie zur Erdionosphäre anzuwenden. Als konstantes Magnetfeld, das die magneto-hydrodynamischen Wellen bedingt, soll man in diesem Falle das Erdmagnetfeld ansehen. Man darf annehmen, dass die magneto-hydrodynamischen Wellen im gewissen Masse den Charakter dieser stetigen Bewegungen bedingen, die ununterbrochen in der Ionosphäre stattfinden. Die obengenannten Bewegungen haben in der Regel einen turbulenten Charakter, da ihre beobachtete Geschwindigkeiten im allgemeinen die kritischen Werte, welche dem sogenannten Reynolds-Kriterium entsprechen, überschreiten.

Als praktische Folge der obigen Bewegungen finden unter anderen die Streuungen der elektromagnetischen Wellen in der Ionosphäre statt.

Das letzte 6. Kapitel fasst die Ergebnisse des Aufsatzes zusammen.

PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY

**ORGAN MINISTERSTWA ENERGETYKI,
MINISTERSTWA PRZEMYSŁU MASZYNOWEGO,
STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH**

**Wydawca: Naczelna Organizacja Techniczna
Warszawa, Czackiego 3/5**

**Adres redakcji: Warszawa, Czackiego 3/5
Miesięcznik, 48 str., format A4**

Warunki prenumeraty:

kwart. normalna 27,— zł

kwart. ulgowa 13,50 zł

Cena 1 zeszytu:

normalna 9,— zł

ulgowa 4,50 zł

Prenumeratę normalną zamawia się w urzędach pocztowych względnie u listonoszy miejskich i wiejskich lub przez PKO. Zamówienia na prenumeratę ulgową przyjmują od członków stowarzyszeń koła zakładowe NOT, od członków niezrzeszonych w kołach — oddziały stowarzyszeń naukowo-technicznych oraz od studentów — koła naukowe uczelni wyższych.

Nr konta PKO — 1-6-100.020 „Ruch“ Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, Warszawa, ul. Srebrna 12.

Pismo jest przeznaczone dla magistrów i inżynierów z dziedziny energoelektryki i uwzględnia w swym programie prace praktyczne i teoretyczne, związane z wszechstronną elektryfikacją gospodarki narodowej, a mianowicie:

a) w dziedzinie energetyki przede wszystkim prace koncepcyjne, projektowe i ogólnoplanowe z zakresu źródeł energii elektrowni, elektrociepłownictwa, sieci elektrycznych oraz za-

stosowań energii elektrycznej, jak napęd elektryczny (w tym trakcyjny), grzejnictwo, oświetlenie, elektryfikacja rolnictwa;

b) w dziedzinie przemysłu elektrotechnicznego sprawy konstrukcji, obliczenia, budowy i badania maszyn elektrycznych transformatorów, prostowników, aparatów elektrycznych, kabli i przewodów, izolatorów oraz odbiorników energii elektrycznej jak źródła światła, urządzenia grzejne i inne;

c) w dziedzinie wspólnej dla energetyki i przemysłu elektrotechnicznego zagadnienia materiałoznawstwa elektrycznego, miernictwa elektrycznego, urządzeń zabezpieczających, automatyki;

d) z zagadnień ogólnego charakteru — sprawy normalizacji elektrycznej, słownictwa elektrycznego, szkolnictwa elektrycznego, racjonalizatorstwa i współzawodnictwa w elektryce, bezpieczeństwa i higieny pracy oraz działalności Stowarzyszenia Elektryków Polskich.

Przegląd Elektrotechniczny zamieszcza sprawozdania z konferencji elektrycznych — polskich i międzynarodowych, informuje o wynikach prac naukowych Instytutu Elektrotechniki zarówno w ogólnej części zeszytu, jak w specjalnym biuletynie tego Instytutu, podaje w każdym zeszycie bibliografię elektrotechniczną (Przegląd Dokumentacyjny Elektrotechniki).

Prace zamieszczane w Przeglądzie Elektrotechnicznym są ujmowane ze stanowiska planowej gospodarki państwa i w szczególności znaczna ich część wiąże się bezpośrednio z realizacją planu bieżącego.



Prace Instytutu Łączności
Błędy dostrzeżone w druku

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
okład- ka	26 od góry	de l'on de directe	de l'onde directe
11	rubr. 8, 9, 10 Lp. 4	d 3	d b 3



Cena zł 19,60

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

CYKL SŁOWNIKÓW TECHNICZNYCH ROSYJSKO - POLSKICH

SŁOWNIK

ELEKTRYCZNY

ROSYJSKO - POLSKI

40 000

TERMINÓW

Z ZAKRESU

elektryki teoretycznej, miernictwa, techniki wysokich napięć materiałoznawstwa, maszyn, transformatorów, przyrządów i sprzętu elektrycznego, elektroenergetyki, trakcji elektrycznej techniki świetlnej, elektroakustyki elektrotermii, elektrochemii, elektroniki, telefonii, telegrafii, radiofonii, elektromedycyny, bezpieczeństwa pracy, ekonomiki i organizacji przedsiębiorstwa oraz nauk teoretycznych i stosowanych związanych z elektrotechniką.

Cena zł 121.-

DO NABYCIA w księgarniach „Domu Książki“