

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XXI

ZESZYT 4(76)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. <i>Hubert Trzaska</i> — Wzorcowanie mierników natężenia pola elektromagnetycznego	3
2. <i>Ryszard Klimkiewicz</i> — Kompatybilność nadawczych i odbiorczych systemów antenowych na wspólnym maszcie	24
3. <i>Romuald Białobrzęski</i> — Błędy pomiarów mocy średniej sygnałów losowych przy ograniczonej dynamice układów elektronicznych miernika	35

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>Х. Трзаска</i> — Калибрование измерителей напряжённости электромагнитного поля	3
2. <i>Р. Климович</i> — Совместимость передающих и приемных антенных систем на общей антенной мачте	24
3. <i>Р. Бялобжезски</i> — Погрешность измерений средней мощности сигналов случайного характера при ограниченной динамике электронных схем измерительного прибора	35

CONTENTS

1. <i>H. Trzaska</i> — Calibration of electromagnetic field strength measuring instruments	3
2. <i>R. Klimkiewicz</i> — Compatibility of transmitting and receiving antennas mounted on a common aerial mast	24
3. <i>R. Bialobrzęski</i> — Measurement errors of mean power values of random signals with limited dynamics of the meter's electronic schemes	35

SOMMAIRE

1. <i>H. Trzaska</i> — Etalonnage des instruments de mesure de l'intensité du champ électromagnétique	3
2. <i>R. Klimkiewicz</i> — Compatibilité des antennes d'émission et de réception montées sur le même pylône	24
3. <i>R. Bialobrzęski</i> — Erreurs de mesure de la puissance moyenne des signaux aléatoires, la dynamique des schèmes électroniques d'un appareil de mesure étant limitée	35

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>H. Trzaska</i> — Eichung der Messer der elektromagnetischen Feldstärke	3
2. <i>R. Klimkiewicz</i> — Kompatibilität der Sende- und Empfangsantennensysteme auf dem gemeinsamen Mast	24
3. <i>R. Bialobrzęski</i> — Fehler des Messungen der mittleren Leistung der Zufallsignale bei begrenzter Dynamik der Elektronischen Schaltungen des Messers	35

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXI

ZESZYT 4(76)

WARSZAWA
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. *Aleksy Brodowski*, mgr inż. *Władysław Cetner*,

doc. mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa — Miedzeszyn

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1975

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 2,77. Ark. druk. 3. Oddano do składania w marcu 1975. Podpisano do druku i druk ukończono w lipcu 1975. Papier druk. sat. kl. V 70g 70×100. Zam. P/41/75. K/7530. B-97 Indeks 37002

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kąsprzaka — 1279/75 — B-97/586 K7530

Hubert Trzaska

621.317.328.089.6

WZORCOWANIE MIERNIKÓW NATĘŻENIA POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 27.3.1974 r.

W pracy niniejszej zostały przedstawione różne warianty wzorcowania mierników parametrów pola elektromagnetycznego metodą anteny nadawczej i metodą anteny odbiorczej przy zastosowaniu fal swobodnych.

Przedstawiono również sposoby wzorcowania przy zastosowaniu fal przewodzonych.

WSTĘP

W związku z gwałtownym rozwojem zastosowań telekomunikacyjnych i przemysłowych urządzeń wytwarzających pola elektromagnetyczne (PEM), konieczny był również rozwój narzędzi, służących do pomiarów parametrów tych pól, tj. natężenia składowych elektrycznej i magnetycznej pola elektromagnetycznego oraz gęstości mocy. Pomiar tych wielkości można podzielić na trzy podstawowe kategorie:

- 1) pomiar swobodnie rozchodzących się pól elektromagnetycznych w takich zastosowaniach, jak np.: telekomunikacja bezprzewodowa, radiolokacja, radionawigacja, radiofalowe metody geofizyki stosowanej i in.,
- 2) pomiar zakłóceń radioelektrycznych z punktu widzenia kompatybilności elektromagnetycznej oraz nieradiotechnicznych źródeł zakłóceń, jak np. silniki spalinowe i elektryczne, linie energetyczne, wyładowania atmosferyczne, urządzenia domowego użytku i inne,
- 3) pomiar mający na celu zapobieganie zagrożeniu personelu pracującego w pobliżu źródeł wytwarzających PEM, i to zarówno w przypadku, gdy to pole jest wytwarzane celowo (telekomunikacja), jak i wtedy, gdy jest ono produktem niepożądanym (zastosowania przemysłowe). Należy przy tym podkreślić, że niekiedy źródła o stosunkowo niewielkiej mocy (kilka watów) mogą wytwarzać pola elektromagnetyczne o natężeniach uważanych za szkodliwe dla organizmu.

W Polsce są szeroko stosowane urządzenia do pomiarów natężeń składowych elektrycznej (E) i magnetycznej (H) pola elektromagnetycznego oraz gęstości mocy (S) w trzech wymienionych wyżej kategoriach pomiarów. Jednak do chwili obecnej nie stosuje się w kraju ujednoliconej i kontrolowanej metodyki wzorcowania tych urządzeń. Powoduje to znaczne dowolności przy wzorcowaniu mierników pola elektromagnetycznego oraz uniemożliwia niekiedy całkowicie porównywanie uzyskanych wyników pomiarów.

Poniżej zostaną krótko opisane metody sprawdzania, legalizacji i atestowania (wzorcowania) przyrządów do pomiarów natężeń pól elektromagnetycznych w. cz. i b. w. cz. oraz opis wzorcowych stanowisk pomiarowych.

1. WZORCOWANIE MIERNIKÓW POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO PRZY UŻYCIU FAL SWOBODNYCH

Wzorcowanie mierników pola elektromagnetycznego przy użyciu fal swobodnych związane jest z koniecznością uwzględnienia możliwości wystąpienia wpływu obcych pól na wzorcowane urządzenia odbiorcze, bądź też, wystąpienia zakłóceń w pracy innych służb i urządzeń, spowodowanych przez źródło wytwarzające pole elektromagnetyczne służące do wzorcowania. Dlatego też zależnie od przestrzeni niezbędnej do przeprowadzenia wzorcowania, przeprowadza się je w kabinach bezchowych lub ekranowanych, bądź też na polu pomiarowym o odpowiednich rozmiarach i wystarczająco oddalonym od silnych źródeł pól elektromagnetycznych.

Wzorcowanie przy użyciu fal swobodnych powinno być prowadzone w warunkach pracy wzorcowanego miernika zgodnie z zaleceniami wytwórcy, tj. w warunkach, w jakich będzie on stosowany w czasie pomiarów. Pozwala to na powiększenie dokładności pomiaru pola wzorcowanym miernikiem przez uwzględnienie w czasie wzorcowania błędów statycznych miernika, takich jak: wpływ fidera, obudowy miernika i osoby wykonującej pomiar na wielkość pola elektromagnetycznego w miejscu umieszczenia anteny, wpływ sygnałów przenikających od strony sieci itp.

1.1. Wzorcowanie mierników pola elektromagnetycznego z anteną ramową

Mierniki PEM wyposażone w antenę ramową są stosowane do pomiarów natężenia składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego. Niekiedy ze względu na to, że zapewniają większą czułość i są wygodniejsze w użyciu, stosuje się je do pomiarów natężenia składowej elektrycznej pola w obszarze promieniowania. Wartość natężenia składowej E oblicza się wtedy z zależności:

$$|E| = |H| \cdot Z_0 \quad (1)$$

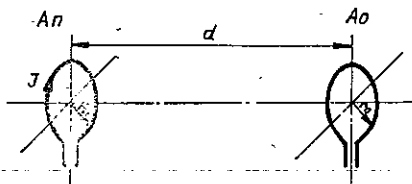
gdzie:

$Z_0 = 120\pi$ — impedancja falowa swobodnej przestrzeni.

Zestawy służące do wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego z antenami ramowymi są stosunkowo najmniej wrażliwe na występowanie obcych pól i dlatego też nie wymagają pomieszczeń budowanych specjalnie do tego celu. Zestawy te, podobnie jak i mierniki pola z antenami ramowymi, budowane są w zasadzie na zakres częstotliwości 0,1–30 MHz, jednak już w chwili obecnej zachodzi konieczność znacznego podwyższenia górnej częstotliwości wzorcowania mierników składowej H pola w związku ze znacznym wzrostem zainteresowania rozkładem składowych E i H pola w obszarze Fresnela także w zakresie fal metrowych. Prace takie są prowadzone w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej.

1.1.1. Wzorcowanie metodą wzorcowej anteny nadawczej

Istotę wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego z anteną ramową metodą wzorcowej anteny nadawczej przedstawiono na rys. 1. Wzorcowa antena nadawcza A_n jest umieszczona w odległości d od anteny wzorcowanego miernika A_o .



Rys. 1. Wzorcowanie miernika PEM z anteną ramową metodą wzorcowej anteny nadawczej

Obie anteny są umieszczone na wspólnej osi w płaszczyznach równoległych. Dla znanej wartości prądu I płynącego w antenie nadawczej natężenie pola magnetycznego H w płaszczyźnie anteny odbiorczej jest wyznaczone zależnością (2):

$$|H| \cong \frac{I \cdot S_n \sqrt{1 + \beta^2 \cdot R_0^2}}{2\pi R_0^3} \left[\frac{A}{m} \right] \quad (2)$$

gdzie:

$$R_0 = \sqrt{d^2 + r_n^2 + r_o^2},$$

I — prąd w antenie nadawczej (Azw),

$S_n = \pi r_n^2$ — powierzchnia anteny nadawczej (m^2),

r_n — promień anteny nadawczej (m),

r_o — promień anteny miernika wzorcowanego (m),

d — odległość pomiędzy antenami (m),

$\beta = 2\pi/\lambda$ — stała falowa,

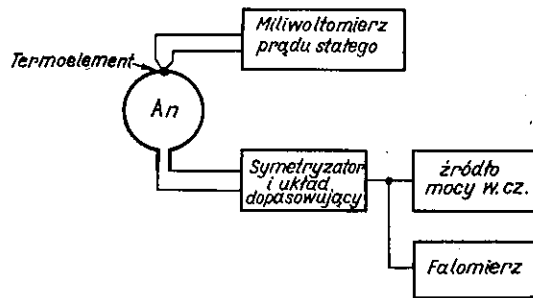
λ — długość fali w swobodnej przestrzeni (m).

Wyrażenie (2) zostało wyprowadzone przy założeniu równomiernego rozkładu prądu w antenie nadawczej oraz: $\beta R_0 \ll 1$, $r_n \cdot r_o / R_0^2 \ll 1/16$, $d/r_n \ll 4$, $d/r_o \ll 4$.

Wzorując mierniki pola elektromagnetycznego z anteną ramową przeznaczone do pomiarów natężenia pola E w obszarze promieniowania, które są skalowane w jednostkach natężenia pola E (V/m), można stosować zależność (3), którą otrzymuje się przez podstawienie (2) do (1).

$$|E| = \frac{20\pi r_n^2 I}{R_0^3} \sqrt{1 + \beta^2 R_0^2} \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \quad (3)$$

Uzyskanie pełnej dokładności, jaką może zapewnić metoda wzorcowej anteny nadawczej, wymaga umieszczenia obu anten w odległości większej niż $3d$ od mas

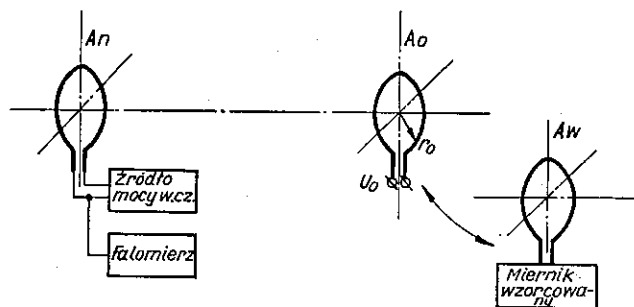


Rys. 2. Zasilanie i pomiar prądu we wzorcowej antenie nadawczej

przewodzących. Stosowane odległości d zawarte są zwykle w przedziale 1–2 m zależnie od rodzaju stosowanych anten nadawczych i odbiorczych. Przykład rozwiązania wzorcowej anteny nadawczej pokazano na rys. 2.

1.1.2. Wzorcowanie metodą wzorcowej anteny odbiorczej

Istotę wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego z anteną ramową metodą wzorcowej anteny odbiorczej pokazano na rys. 3. W dowolnym punkcie przestrzeni, który znajduje się w polu elektromagnetycznym, umieszcza się wzorcową



Rys. 3. Wzorcowanie miernika PEM z anteną ramową metodą wzorcowej anteny odbiorczej

antnę odbiorczą A_0 . Znając wymiary geometryczne anteny wzorcowej i mierząc SEM na zaciskach tej anteny można określić wartość natężenia składowej H pola w miejscu odpowiadającym położeniu anteny odbiorczej. Usuwając z tego miejsca antnę wzorcową i umieszczając dokładnie w tym samym miejscu antnę A_w wzorcowanego miernika pola elektromagnetycznego można przyjąć, że antena ta znajduje się w polu o znanym natężeniu. Przy umieszczeniu wzorcowej anteny odbiorczej względem dowolnej anteny nadawczej w sposób pokazany na rys. 1 natężenie składowej H pola oblicza się z zależności (4)

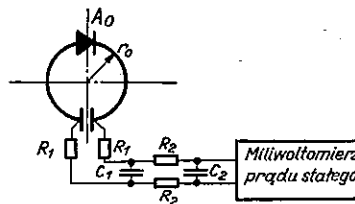
$$|H| \cong \frac{U_0 \cdot 10^7}{8\pi^2 S_0 \cdot n \cdot f} \left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right] \quad (4)$$

gdzie:

S_0 — powierzchnia wzorcowej anteny odbiorczej (m^2),
 n — liczba zwojów.

Zależność (4) została wyprowadzona przy założeniu równomiernego rozkładu prądu wzdłuż anteny, warunek ten jest spełniony, gdy $2\pi r_0 \cdot n \ll \lambda$. Spełnienie podanego warunku ogranicza znacznie czułość metody, co powoduje konieczność budowy różnych anten na różne przedziały częstotliwości. Dla częstotliwości większych niż kilka MHz stosuje się z reguły anteny jednozwojowe, przy częstotliwościach mniejszych — anteny kilkuzwojowe.

Przykład rozwiązania wzorcowej anteny odbiorczej pokazano na rys. 4.



Rys. 4. Pomiar SEM we wzorcowej antenie odbiorczej

1.2. Wzorcowanie mierników pola elektromagnetycznego z antną ferrytową

Wzorcowanie mierników pola z antną ferrytową może być przeprowadzone przy użyciu metod opisanych w p. 1.1.1 i 1.1.2, jednak ze względu na umieszczenie w polu materiału magnetycznego, którego przenikalność magnetyczna jest znacznie większa niż jedność, korzystniejsze jest w przypadku mierników wyposażonych w anteny ferrytowe operowanie pojęciem indukcji magnetycznej B .

Schemat układu do wzorcowania mierników pola z antną ferrytową pokazano na rys. 5. Wzorcową antnę nadawczą A_n o promieniu r_n umieszczona jest w odległości d od anteny ferrytywowej A_f , przy czym osie symetrii obu anten pokrywają się. Promień anteny ferrytywowej r_f jest zwykle znacznie mniejszy niż promień r_n . Znając

wartość prądu płynącego w uzwojeniu anteny nadawczej indukującą magnetyczną w miejscu umieszczenia anteny ferrytowej wyznacza się z zależności (5)

$$|B| = \mu_0 |H| = C_f \cdot U_f \left[\frac{\text{Wb}}{\text{m}^2} \right] \quad (5)$$

gdzie:

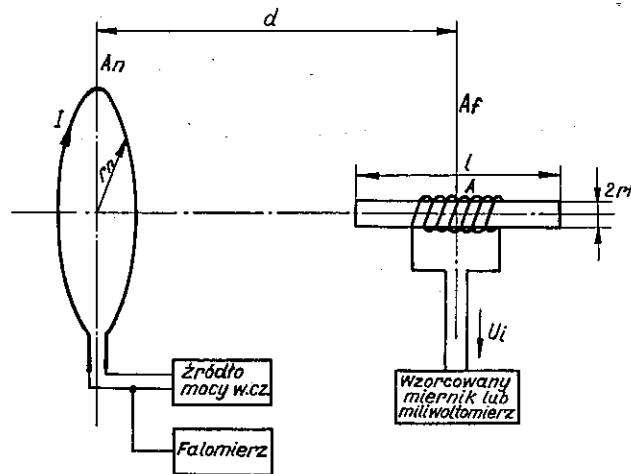
μ_0 — przenikalność magnetyczna próżni

$$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ H/m,}$$

H — natężenie pola magnetycznego zgodnie z zal. (2),

C_f — stała anteny ferrytowej,

U_f — SEM indukowana w antenie ferrytowej (V).



Rys. 5. Wzorcowanie miernika PEM z anteną ferrytową

Wzorcowanie miernika polega na wyznaczeniu stałej anteny ferrytowej C_f , która to stała jest współczynnikiem proporcjonalności pomiędzy indukcją magnetyczną B (lub natężeniem pola magnetycznego H) a SEM indukowaną w antenie ferrytowej U_f . Podstawiając (2) do (5) i obliczając otrzymuje się:

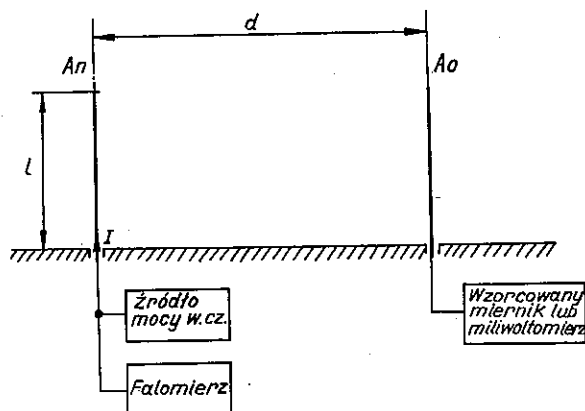
$$C_f = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot r_n \sqrt{1 + \beta^2 R_0^2}}{U_f \cdot R_0^3} \left[\frac{\text{S}}{\text{m}^2} \right] \quad (6)$$

przy czym $R_0 = \sqrt{d^2 + r_n^2}$, co wynika z warunku $r_n^2 \gg r_f^2$.

W podanej metodzie istotny jest odpowiedni dobór odległości pomiędzy anteną nadawczą a ferrytową d , bowiem przy zbyt małych wartościach d antena ferrytowa znajduje się w polu niejednorodnym, natomiast przy większych wartościach d mogą wystąpić trudności z uzyskaniem pożądanej wartości indukcji B .

1.3. Wzorcowanie mierników pola elektromagnetycznego z anteną prętową

Stosowanie anten prętowych (lub dipolowych o małych rozmiarach) pozwala na pomiar natężenia składowej E pola w obszarze Fresnela w zakresie częstotliwości (0,1–30) MHz. W zakresie częstotliwości powyżej 30 MHz są niekiedy stosowane anteny dyskowo-stożkowe pozwalające na stosowanie mierników panoramicznych. Zarówno anteny prętowe jak i dyskowo-stożkowe w przypadku ich umieszczenia w pobliżu źródła pola elektromagnetycznego są silnie sprzężone pojemnościowo z tym źródłem, co powoduje, że uzyskane rezultaty pomiaru nie są pomiarem natężenia pola, a jedynie pomiarem napięcia na zaciskach określonego rodzaju anteny. Ponadto wartość napięcia mierzonego na ich zaciskach silnie zależy od elektrycznych parametrów ziemi, co przy dokładniejszych pomiarach wymaga stosowania przewodzących dywaników rozkładanych pod anteną. Istotę wzorcowania mierników PEM z anteną prętową pokazano na rys. 6. Prętowa antena nadaw-



Rys. 6. Wzorcowanie miernika z anteną prętową

cza A_n o długości l umieszczona jest nad płaszczyzną doskonale przewodzącą. W odległości d od anteny nadawczej umieszcza się antenę prętową wzorcowanego miernika pola A_o . Mierząc prąd płynący u podstawy anteny nadawczej I dla określonej geometrii układu, natężenie składowej E pola w odległości d od anteny nadawczej wyznacza się z zależności (7):

$$E = \frac{15I}{\sin^2 \beta l} \left\{ \frac{2}{3} \beta^4 l + j\beta \left[4 \sqrt{d^2 + l^2} - 3d - \sqrt{d^2 + 4l^2} + \right. \right. \\ \left. \left. + l \cdot \ln \frac{(\sqrt{d^2 + 4l^2} + 2l) \cdot (\sqrt{d^2 + l^2} - l)^2}{(\sqrt{d^2 + 4l^2} - 2l) \cdot (\sqrt{d^2 + l^2} + l)^2} \right] \right\} \cdot \frac{\beta}{\operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}} \quad (7)$$

Zależność (7) jest wyprowadzona dla anteny nadawczej o dużej smukłości, co umożliwiło założenie sinusoidalnego rozkładu prądu wzdłuż tej anteny. Umieszcza-

jąc wzorcową antenę nadawczą na pewnej wysokości nad powierzchnią płaszczyzny przewodzącej zależność określająca natężenie pola przybiera postać znacznie bardziej skomplikowaną. Jak widać z rysunku 6, jeżeli zaniechać pomiaru prądu w antenie nadawczej, natomiast mierzyć SEM indukowaną w antenie odbiorczej, to znając rozmiary anteny odbiorczej można wyliczyć jej wysokość skuteczną i natężenie składowej E pola z zależności:

$$|E| = \frac{U_p}{h_{sk}} \left[\frac{V}{m} \right] \quad (8)$$

gdzie:

U_p — SEM indukowana w antenie prętowej (V),

h_{sk} — wysokość skuteczna tej anteny (m).

Ze względu na trudności w pomiarach SEM anten krótkich metoda wzorcowej anteny odbiorczej jest stosowana rzadziej niż metoda wzorcowej anteny nadawczej.

Niekiedy stosuje się do wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego z antenami prętowymi pola stacji radiofonicznych. Pole to mierzy się np. miernikiem z anteną ramową i porównuje z pomiarami, wykonanymi miernikiem z anteną prętową. Metoda ta stanowi pewną analogię do metody wzorcowej anteny odbiorczej. Antenę wzorcową stanowi tu antena ramowa, a wzorcowaną — antena prętowa; powoduje to zależność rezultatów wzorcowania, a więc i dokładności wzorcowanego miernika od elektrycznych parametrów ziemi w miejscu wzorcowania. Ponadto metoda ta pozwala na wzorcowanie na dyskretnych częstotliwościach, co niekiedy może być poważnym utrudnieniem przeprowadzanego wzorcowania.

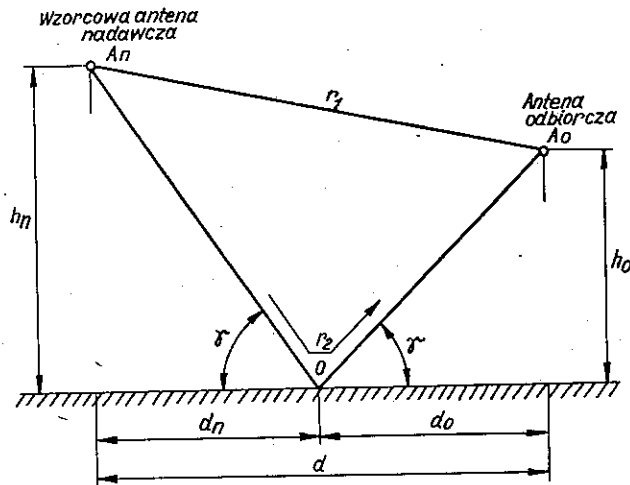
1.4. Wzorcowanie mierników pola z anteną dipolową

Mierniki pola wyposażone w anteny dipolowe stosowane są zwykle do pomiaru natężenia składowej elektrycznej pola elektromagnetycznego w zakresie częstotliwości powyżej 30 MHz. Do pomiaru natężenia składowej E pola w zakresie częstotliwości powyżej 30 MHz, a zwłaszcza powyżej 300 MHz są także używane anteny szerokopasmowe, jak np. anteny spiralne, logarymiczno-periodyczne; przedstawiona w niniejszym punkcie metodyka może być też stosowana do wzorcowania mierników wyposażonych w takie anteny. Wzorcowanie mierników pola z anteną dipolową (w sensie wyżej napisanego) powinno być przeprowadzane w obszarze fali płaskiej, co zwłaszcza w zakresie częstotliwości koło 30 MHz wymaga znacznego obszaru swobodnego od zakłóceń, przeszkód powodujących odbicia i wielotorowe docieranie fali z anteny nadawczej do odbiorczej, obszaru o możliwie równej powierzchni i stałych parametrach elektrycznych podłoża. Zbudowanie kabiny bez-echowej wchodzi w rachubę dla stanowisk wzorcowania mierników pola dopiero przy częstotliwościach większych niż około 300 MHz.

Budowa kabin bezechowych dla częstotliwości mniejszych niż 300 MHz wymagałaby olbrzymich nakładów, dlatego też wzorcowanie prowadzi się zwykle na specjalnie wybranym polu pomiarowym, które niekiedy ulepsza się przez zniwelowanie terenu i pokrycie jego powierzchni siatką metalową na obszarze istotnym dla prowadzonego wzorcowania.

1.4.1. Wzorcowanie metodą wzorcowej anteny nadawczej

Istotę wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego z anteną dipolową metodą wzorcowej anteny nadawczej pokazano na rys. 7. Wzorcowa antena nadawcza A_n znajduje się w odległości r_1 od anteny wzorcowanego miernika A_0 , antena A_n jest zawieszona na wysokości h_n nad powierzchnią ziemi, natomiast antena A_0 na



Rys. 7. Położenie wzorcowej anteny nadawczej A_n i anteny wzorcowanego miernika A_0 przy wzorcowaniu miernika PEM z anteną dipolową. Na rysunku pokazano wielotorowe docieranie pola do anteny A_0

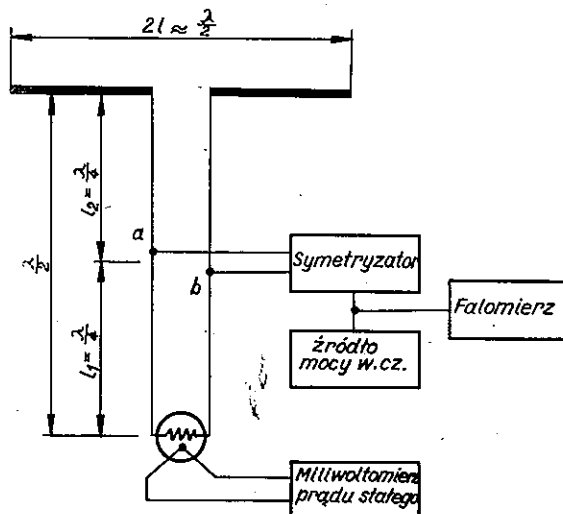
wysokości h_0 . Odległość pokonywana przez promień odbity w punkcie O wynosi r_2 . Rzut odległości r_1 na powierzchnię ziemi wynosi d , przy czym d jest sumą odległości d_n pomiędzy rzutem A_n na powierzchnię ziemi i punktem O oraz d_0 pomiędzy rzutem A_0 na powierzchnię ziemi i punktem O . Natężenie składowej E pola wytwarzanego przez wzorcową antenę nadawczą w miejscu umieszczenia anteny wzorcowanego miernika pola jest zależne od: prądu I płynącego we wzorcowej antenie nadawczej, rozmiarów anteny nadawczej, geometrii układu oraz elektrycznych parametrów ziemi. Dla zakresu częstotliwości powyżej 30 MHz można przyjąć moduł

współczynnika odbicia fali spolaryzowanej-poziorno $|R_h| = 1$ oraz argument $\theta_h = 180^\circ$. Oraz jeżeli: $2\pi h_n h_0 : (\lambda \cdot d) \leq 0,25$, to natężenie składowej E pola wynosi:

$$|E| \cong \frac{240\pi^2 h_e \cdot I}{d^2} \left(\frac{h_n \cdot h_0}{\lambda^2} \right) \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \quad (9)$$

gdzie: h_e — wysokość skuteczna anteny.

Sposób pomiaru prądu płynącego we wzorcowej antenie nadawczej pokazano na rys. 8.



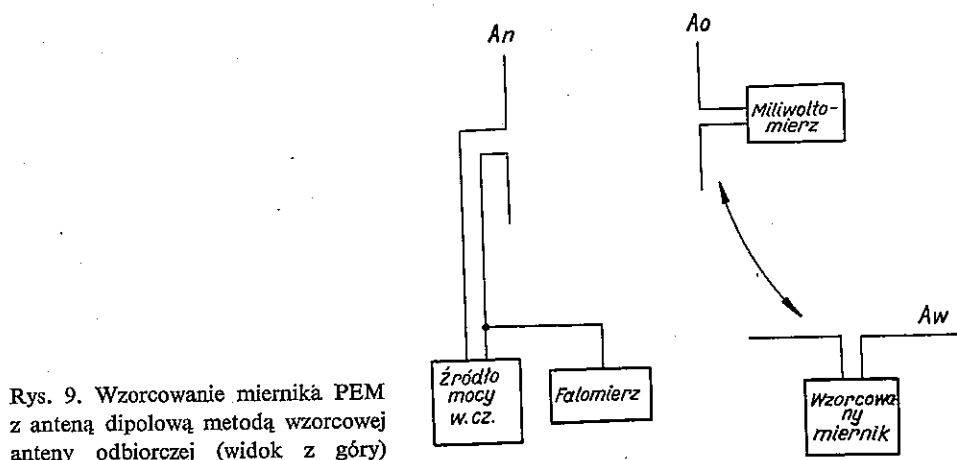
Rys. 8. Układ zasilania i pomiaru prądu we wzorcowej antenie nadawczej

1.4.2. Wzorcowanie metodą wzorcowej anteny odbiorczej

Istotę wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego z anteną dipolową metodą wzorcowej anteny odbiorczej pokazano na rys. 9. W dowolnym punkcie przestrzeni, który znajduje się w zasięgu pola wytwarzanego przez A_n , umieszcza się wzorcową antenę odbiorczą A_0 . Znając wymiary geometryczne anteny wzorcowej i mierząc SEM na zaciskach tej anteny lub wartość prądu płynącego w antenie można określić natężenie składowej E pola w miejscu odpowiadającym położeniu wzorcowej anteny odbiorczej. Usuwając z tego miejsca antenę wzorcową i umieszczając dokładnie w tym samym miejscu antenę A_w wzorcowanego miernika pola można przyjąć, że antena ta znajduje się w polu o znanym natężeniu. Przy umieszczeniu wzorcowej anteny odbiorczej względem dowolnej anteny nadawczej w sposób pokazany na rys. 7 natężenie składowej E pola oblicza się z zależności (8).

Dla sinusoidalnego rozkładu prądu w antenie odbiorczej jej wysokość skuteczna h_e jest opisana zależnością:

$$h_e = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi l}{\lambda} \quad (\text{m}) \quad (10)$$



Rys. 9. Wzorcowanie miernika PEM z anteną dipolową metodą wzorcowej anteny odbiorczej (widok z góry)

gdzie: l — połowa długości geometrycznej anteny (m).

W przypadku pomiaru prądu płynącego we wzorcowej antenie odbiorczej natężenie składowej E pola wynosi

$$|E| \approx \frac{\alpha \cdot I_0}{h_e} [R_0 + R_t] \left(\frac{V}{m} \right) \quad (11)$$

gdzie:

I_0 — prąd płynący we wzorcowej antenie odbiorczej (A),

h_e — wysokość skuteczna anteny określona z zał. (10),

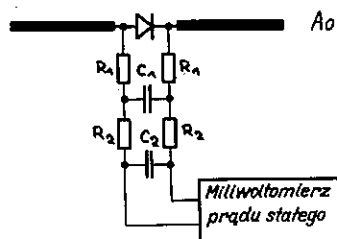
R_0 — rezystancja promieniowania anteny (Ω),

R_t — rezystancja termoogniwa (Ω),

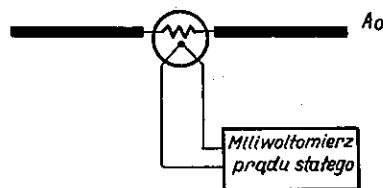
α — współczynnik zależny od stosowanego termoogniwa.

Sposób pomiaru SEM i prądu płynącego we wzorcowej antenie odbiorczej pokazano odpowiednio na rys. 10 i 11. W obu przypadkach istotne jest, aby rezystancja układów pomiarowych obciążających antenę była znacznie większa od jej rezystancji promieniowania.

Niekiedy stosuje się pomiar mocy traconej w obciążeniu dopasowanym do impedancji wejściowej anteny.

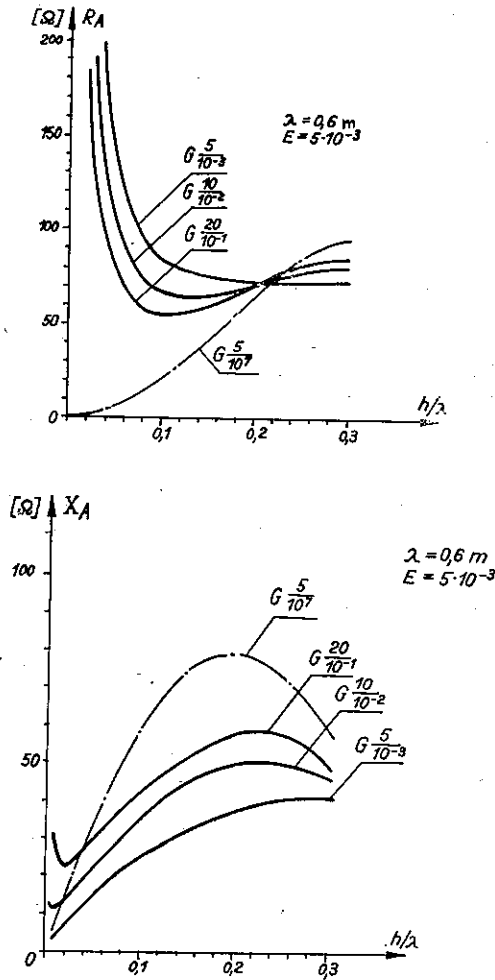


Rys. 10. Pomiar SEM we wzorcowej antenie odbiorczej



Rys. 11. Pomiar prądu we wzorcowej antenie odbiorczej

Zwrócenia uwagi wymaga w tym miejscu fakt zależności impedancji promieniowania wzorcowej anteny odbiorczej od elektrycznych parametrów ziemi w przypadku wzorcowania na poligonie nie wyposażonym w siatkę przewodzącą rozestaną na powierzchni ziemi, bądź też od obecności ośrodka doskonale przewodzącego (siatki) w pobliżu anteny. W obu przypadkach wpływ obecności ośrodka przewodzącego zależy od odległości pomiędzy tym ośrodkiem a anteną, tj. od wysokości zawieszenia anteny. Dla ilustracji na rys. 12 pokazano przebieg rezystancji



Rys. 12. Przebieg rezystancji (u góry) i reaktancji (u dołu) półfalowego dipola w funkcji odległości od ośrodka przewodzącego

i reaktancji wejściowej dipola półfalowego o dużej smukłości w funkcji wysokości zawieszenia nad powierzchnią ziemi rzeczywistej. Na rysunku zaznaczono: E — smukłość anteny, $G \frac{\epsilon_r}{\sigma}$ — parametry elektryczne ziemi.

1.5. Wzorowanie mierników pola elektromagnetycznego z antenami kierunkowymi

Mierniki pola elektromagnetycznego z antenami kierunkowymi są stosowane głównie w zakresie częstotliwości powyżej 300 MHz. Do najczęściej stosowanych typów anten kierunkowych należą: antena spiralna, antena logarytmiczno-periodyczna, antena Yagi, antena tubowa. W zakresie częstotliwości poniżej 1000 MHz możliwe jest stosowanie do wzorcowania mierników pola z antenami kierunkowymi metodyki opisanej w p. 1.4. Na częstotliwościach powyżej 1 GHz budowa układów do wzorcowania mierników pola z wykorzystaniem wzorcowych anten dipolowych jest utrudniona ze względu na małą długość fali i wynikającą stąd trudność realizacji anten wzorcowych o dużej smukłości. Natomiast operowanie wzorcową anteną dipolową jako anteną kierunkową jest niecelowe, ze względu na jej mały zysk kierunkowy. Jako anten wzorcowych można używać tu np. jednego z wyżej wymienionych typów anten; jednak, ze względu na prostotę analitycznego określenia własności kierunkowych, najczęściej jako anten wzorcowych używa się anten tubowych. Podkreślenia wymaga, że na częstotliwościach większych niż 300 MHz mierzonym parametrem pola elektromagnetycznego jest zwykle gęstość mocy S (używa się go zwłaszcza do określania zagrożenia biologicznego), natomiast na częstotliwościach powyżej 1 GHz mierzy się zasadniczo tylko S . W zastosowaniach telekomunikacyjnych, dotyczących pomiarów w obszarze promieniowania, przy dowolnej częstotliwości wystarcza znajomość jednej z wielkości E , H lub S , bowiem są one związane równaniem Poyntinga (12)

$$\bar{S} = \bar{E}\bar{H} \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right) \quad (12)$$

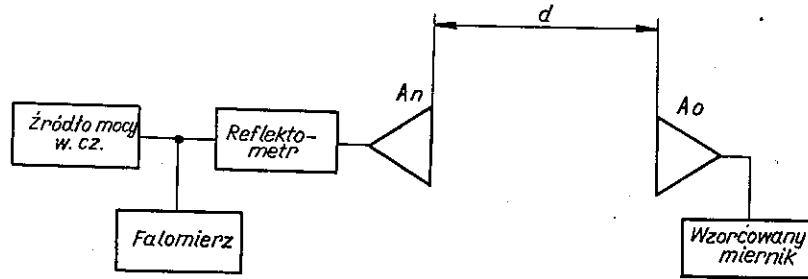
Przy pomiarze pola w obszarze Fresnela konieczne jest zmierzenie dwu z tych wielkości, bowiem proporcja E i H wyrażona zależnością 1 w obszarze Fresnela nie obowiązuje.

1.5.1. Wzorowanie metodą wzorcowej anteny nadawczej

Istotę wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego wyposażonych w antenę kierunkową metodą wzorcowej anteny nadawczej pokazano na rys. 13. Wzorcowa antena nadawcza A_n znajduje się w odległości d od anteny wzorcowanego miernika A_0 . Antena A_0 jest umieszczona dokładnie w kierunku maksimum promieniowania anteny A_n . Znając zysk energetyczny G_n wzorcowej anteny nadawczej A_n oraz doprowadzoną do niej moc P_n gęstość mocy w odległości d od anteny A_n oblicza się z zależności:

$$|S| = \frac{P_n \cdot G_n}{4\pi d^2} \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right] \quad (13)$$

Podana zależność jest słuszna dla $d \gg a^2/\lambda$ (gdzie a – apertura anteny A_n), w przypadku umieszczenia anteny A_o w odległości mniejszej, a więc gdy podany warunek nie jest spełniony, stosuje się współczynnik redukcji zysku anteny A_n ; wynosi on około $-0,3$ dB dla $d \cong a^2/\lambda$.



Rys. 13. Wzorcowanie miernika PEM z anteną kierunkową metodą wzorcowej anteny nadawczej

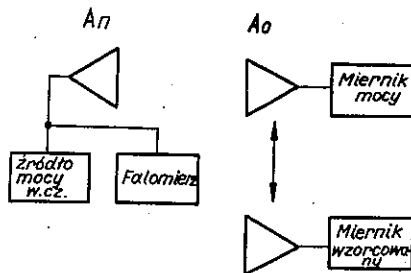
Prowadząc wzorcowanie mierników natężeń składowych E i H pola wielkość tych składowych otrzymuje się z zal. (13) uwzględniając zależności (12) i (1)

$$|H| = \sqrt{\frac{|S|}{Z_0}} \left[\frac{A}{m} \right]$$

$$|E| = \sqrt{|S| \cdot Z_0} \left[\frac{V}{m} \right]$$
(14)

1.5.2. Wzorcowanie metodą wzorcowej anteny odbiorczej

Do pomiaru gęstości mocy są niekiedy używane zestawy nie wymagające wzorcowania w polu. Zestawy takie składają się z anteny odbiorczej A_o o znanym (zmierzonym lub obliczonym) zysku energetycznym G_o , dołączonej do miernika mocy. Wzorcowanie takiego układu wymaga niezależnego określenia zysku anteny oraz czułości miernika mocy. Mierzając takim miernikiem gęstość strumienia energii w dowolnym punkcie przestrzeni, a następnie umieszczając w tymże punkcie antenę A_w



Rys. 14. Wzorcowanie miernika PEM z anteną kierunkową metodą wzorcowej anteny odbiorczej

wzorcowanego miernika pola elektromagnetycznego przeprowadza się wzorcowanie tego miernika metodą wzorcowej anteny odbiorczej (rys. 14). W tym przypadku gęstość mocy S przez powierzchnię apertury wzorcowej anteny odbiorczej A_0 określa zależność:

$$|S| = \frac{P_0}{a_0} = \frac{P_0}{G_0} \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (15)$$

gdzie:

P_0 — moc doprowadzona do miernika mocy (W),

G_0 — zysk energetyczny anteny odbiorczej,

a_0 — apertura anteny odbiorczej (m^2).

2. WZORCOWANIE MIERNIKÓW POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO PRZY UŻYCIU FAL PROWADZONYCH

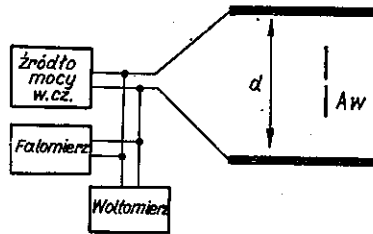
Stosowanie fal prowadzonych do wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego jest niezmiernie korzystne ze względu na małą wrażliwość takich układów wzorcujących na zewnętrzne pole, małą ilość energii odpromieniowywanej przez układ na zewnątrz, a także niewielkie zapotrzebowanie na moc doprowadzaną ze źródła mocy w. cz., co pozwala na uzyskiwanie znacznie większych natężeń pól niż w metodach opisywanych dotychczas. Podstawową wadą opisywanych układów jest możliwość wzorcowania anten o rozmiarach znacznie mniejszych od odległości pomiędzy przewodnikami wytwarzającymi pole wzorcowe, co wynika ze zniekształceń tego pola wskutek wprowadzenia doń przedmiotów przewodzących (antena miernika wzorcowanego) ograniczających dokładność wzorcowania. Budując układy wzorcujące o odpowiednio dużych rozmiarach ogranicza się zakres częstotliwości od góry wskutek zmniejszenia własnej częstotliwości rezonansowej układu, bądź też wskutek możliwości powstania wyższych rodzajów pola. Z podanych wyżej względów przy użyciu fal prowadzonych przeprowadza się głównie wzorcowanie mierników dużych natężeń pola, zwłaszcza mierników przeznaczonych do pomiarów zagrożenia biologicznego.

2.1. Wzorcowanie w polu kondensatora płaskiego

Metoda wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego w polu kondensatora płaskiego jest w zasadzie metodą pośrednią, gdyż pole rozproszone kondensatora jest duże i powoduje odpromieniowanie znacznych części energii na zewnątrz układu cechowniczego, jednak ze względu na znaczne zmniejszenie wrażliwości wzorcowanego miernika na pola zewnętrzne, a także ze względu na geometryczną konfigurację układu wzorcowania, wzorcowanie mierników pola elektromagnetycz-

nego w polu kondensatora płaskiego zalicza się do metod opartych o użycie fal prowadzonych.

Schemat zestawu do wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego w polu kondensatora płaskiego pokazano na rys. 15. Do okładek kondensatora płaskiego dołączone jest źródło napięcia w. cz. Mierzac napięcie przyłożone do okładek kon-



Rys. 15. Zestaw do wzorcowania mierników PEM w polu kondensatora płaskiego

densatora natężenie składowej elektrycznej pola w kondensatorze oblicza się z zależności (16)

$$|E| = \frac{U_k}{d} \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \quad (16)$$

gdzie:

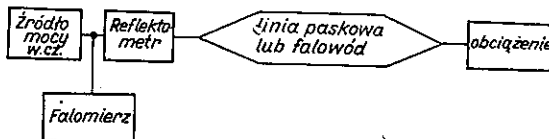
- U_k — napięcie przyłożone do okładek kondensatora (V),
- d — odległość pomiędzy okładkami kondensatora (m).

Podana zależność jest słuszna, gdy pole w kondensatorze może być uważane za jednorodne, tj. gdy wymiary płyt tworzących kondensator są większe niż odległość między nimi oraz gdy pole to nie jest zaburzone przez antenę A_w wzorcowanego miernika PE. Zależność (16) jest słuszna dla częstotliwości znacznie mniejszych od częstotliwości rezonansu własnego kondensatora.

Dla uniknięcia wpływu sprzężeń pojemnościowych z przedmiotami przewodzącymi, znajdującymi się w pobliżu kondensatora, na dokładność wzorcowania — korzystne jest stosowanie symetrycznego zasilania kondensatora.

2.2. Wzorcowanie w układach z falą bieżącą

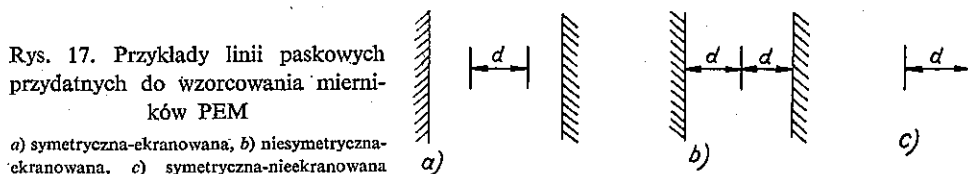
Istotę wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego w układzie z falą bieżącą przedstawiono na rys. 16. Źródło mocy w. cz. jest dołączone poprzez układ umożliwiający kontrolę dopasowania i kontrolę mocy dopływającej do obciążenia



Rys. 16. Zestaw do wzorcowania mierników PEM w przewodnicy falowej

nia — do linii paskowej lub falowodu prostokątnego. Stosowana przewodnica falowa jest obciążona obciążeniem dopasowanym do impedancji falowej przewodnicy. Aby uzyskać równomierny rozkład pola w przewodnicy, konieczne jest dokładne dopasowanie impedancji falowych poszczególnych elementów zestawu, a więc wytworzenie fali bieżącej.

Do wzorcowania miernika używa się linii paskowej lub falowodu prostokątnego ze względu na łatwość wyznaczenia natężenia składowych pola w tych przewodnicach oraz możliwość uzyskania dużej dokładności wzorcowania. Na rysunku 17 pokazano przykładowo rodzaje linii paskowych, jakie mogą być stosowane do omawia-



nego celu. Stosując układ z falą bieżącą do wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego należy brać pod uwagę większość czynników, decydujących o dokładności wzorcowania, które zostały wymienione w p. 2.1.

Istotne jest uzyskanie możliwie jednorodnego pola wewnątrz przewodnicy w obszarze, który będzie użyty do wzorcowania, ważne również jest, aby antena miernika pola elektromagnetycznego nie powodowała zaburzeń tego pola, co może być powodem także i powstania fal stojących, a więc błędów w pomiarze mocy doprowadzanej z podstawowym rodzajem pola TEM. Natężenie składowej elektrycznej pola wyznacza zależność (17)

$$|E| = \frac{\sqrt{P_1 \cdot Z_f}}{d} \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \quad (17)$$

gdzie:

d — odległość pomiędzy płaszczyznami tworzącymi linię (m),

P_1 — moc doprowadzana do linii paskowej (W),

Z_f — impedancja falowa linii (Ω).

Zależność (17) może być użyta do obliczenia natężenia składowej elektrycznej pola w falowodzie prostokątnym, jednak ważna tu jest znajomość rodzaju pola w falowodzie. Najlepsze jest stosowanie podstawowego rodzaju pola TE_{01} . Pojawienie się wyższych rodzajów pola, zarówno w linii paskowej, jak i w falowodzie, znacznie obniża dokładność wzorcowania i częstotliwości, przy której pojawiają się wyższe rodzaje pola i jest uważana za częstotliwość graniczną układu wzorcowego.

Korzystając z zależności (1) przewodnicę falową można stosować także do wytwarzania wzorcowego pola magnetycznego.

ZAKOŃCZENIE

Przedmiotem niniejszego opracowania jest przegląd metod służących do wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego. W trakcie pracy podano jedynie krótki przegląd stosowanych metod, natomiast nie wspomniano o najważniejszym parametrze, tj. dokładności wzorcowania. Należy stwierdzić, że wzorce natężeń poszczególnych składowych pola elektromagnetycznego są jednymi z najmniej dokładnych wzorców wielkości fizycznych, ponadto przy stosowaniu podobnych (a nawet identycznych) metod różni autorzy podają różne dokładności, jakie dana metoda może zapewnić. Różnice te głównie opierają się na przyjęciu definicji błędu wzorca, a nie na dokładności pomiaru poszczególnych wielkości określających pole wzorcowe. Dla przykładu zestawiono w tablicy dokładności wzorców pola elektromagnetycznego w amerykańskim biurze wzorców NBS.

Dokładności wzorców PEM w National Bureau of Standards [USA]

Rodzaj wzorca	Dokładność
Antena ramowa jako wzorcowa antena nadawcza	2,5 ÷ 4%
Antena ramowa jako wzorcowa antena odbiorcza	3% dla $f < 5$ MHz 5% $5 < f < 30$ MHz
Antena dipolowa jako wzorcowa antena nadawcza i wzorcowa antena odbiorcza	±1 dB*)
Antena tubowa jako wzorcowa antena nadawcza	±0,5 dB $1 < f < 18$ GHz ±1 dB $f > 35$ GHz
Falowód prostokątny $f = 2450$ MHz	±6 ÷ 7%
Kondensator wzorcowy	±0,5 dB

*) Dokładność zostanie zwiększona do ±0,5 dB.

Dokładność wzorców opracowanych w Politechnice Wrocławskiej wynosi:

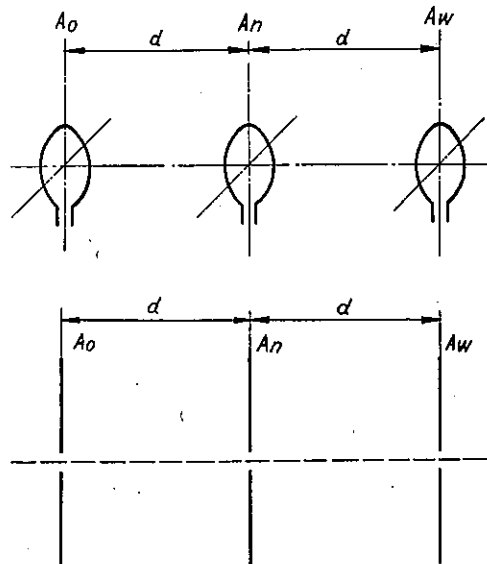
- dokładność wzorców z antenami ramowymi ±5%,
- dokładność wzorców z antenami dipolowymi ±6%,
- dokładność kondensatora wzorcowego ±9,5%.

Podane dokładności są niższe od amerykańskich, co wynika z dwu podstawowych przyczyn, a to:

- mniejszej dokładności pomiaru wielkości określających pole,
- bardziej rygorystycznego podejścia przy szacowaniu dokładności.

Dla podniesienia dokładności wzorcowania mierników pola elektromagnetycznego w Politechnice Wrocławskiej stosuje się metodę pola podwójnie wzorcowanego. Istota metody polega na wytworzeniu pola metodą wzorcowej anteny nadawczej i ponownym wzorcowaniu tego pola metodą wzorcowej anteny odbiorczej. Metoda taka jest niezmiernie prosta w wykonaniu w przypadku mierników z antenami ramowymi; stosowanie jej w przypadku mierników z antenami dipolowymi wymaga

pola pomiarowego o wymiarach większych niż w metodzie opisanej w p. 1.4, bowiem konieczne jest równoczesne ustawienie anten nadawczej A_n i odbiorczej A_o , natomiast antena wzorcowanego miernika A_w znajduje się w odległości równej odcinkowi $A_n - A_o$, lecz w kierunku przeciwnym (rys. 18).



Rys. 18. Wzorcowanie mierników PEM z anteną ramową (u góry) i z anteną dipolową (u dołu) metodą pola podwójnie wzorcowanego

WYKAZ LITERATURY

1. Babij T.: Opracowanie szczegółowych wymagań oraz wybór terenu pomiarowego do lokalizacji stanowisk wzorcowego pola elektromagnetycznego. ITA Pol. Wrocław. Raport nr E/R-3
2. Babij T., Trzaska H.: Pomiary zakłóceń radioelektrycznych pojazdów z instalacją ekranowaną (w druku)
3. Baird R. C.: Methods of calibrating microwave hazard meters (w druku)
4. Bitterlich W., Nessler N.: Überlegungen zur Eichung einer Ferritstabantenne für Messzwecke. Int. Electron. Rdsch. 11/1971
5. Buzinow W. S.: Sowriemiennyje sostojanija tiechniki kalibrowki i prowierki izmiriteliej napriazennosti polija i izmiritielnych antienn. Izmiritielnaja Tiechnika 12/1969
6. Greene F. M.: NBS field standards and measurements (30 Hz—1000 MHz) proc. IEEE vol. 55, nr 6, June 1967
7. Hauswaldt P., Wolter H.: Der Verlustarme kleine Rahmen als Normierungantenne Frequenz. 24/1970
8. Jellonek A.: Miernictwo radiotechniczne. PWT 1952
9. IEEE Standard Nr 263. Measurement of radio noise generated by motor vehicles and affecting mobile communications receivers in the frequency range 25 to 1000 MHz. IEEE Trans. on VC, vol. VC-13 nr 2, Oct. 1966
10. Trzaska H., Wadowski W.: Wzorcowanie pola magnetycznego na częstotliwościach powyżej 30 MHz (w druku)

H. Trzaska

КАЛИБРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЁННОСТИ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Резюме

В статье представлено разные способы калибрования приборов для измерений параметров электромагнитного поля при применении между передающей антенной и антенной приемной свободно распространяемых волн.

Представлено здесь тоже некоторые способы калибрования приборов в случае распространения волн ведённых.

H. Trzaska

CALIBRATION OF ELECTROMAGNETIC FIELD STRENGTH
MEASURING INSTRUMENTS

Summary

The paper presents different methods of calibration of instrument for measuring electromagnetic field parameters by means of free waves propagation between the sending and the receiving antennas.

Certain other methods of calibration of such instruments by means of guided waves have also been presented.

H. Trzaska

ÉTALONNAGE DES INSTRUMENTS DE MESURE DE L'INTENSITÉ
DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Résumé

Dans l'article sont présentées les différentes façons d'étalonnage des instruments de mesure des paramètres du champ électromagnétique dans le cas de la propagation entre une antenne émettrice et une antenne de réception des ondes libres.

Quelques façons d'étalonnage sont ici présentées dans le cas des ondes guidées.

H. Tyzaska

EICHUNG DER MESSER DER ELEKTROMAGNETISCHEN FELDSTÄRKE

Zusammensetzung

In der Arbeit wurden verschiedene Varianten der Eichung der Messer der Parameter des elektromagnetischen Feldes mittels Sende- und Empfangsantenne bei Ausnutzung freier Wellen dargestellt.

Es wurden auch Eichungsweisen bei Ausnutzung der geleiteten Wellen dargestellt.

Ryszard Klimkiewicz

621.391.82:621.396.67

KOMPATYBILNOŚĆ NADAWCZYCH I ODBIORCZYCH SYSTEMÓW ANTENOWYCH NA WSPÓLNYM MASZCIE

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 26.9.1974 r.

Stwierdzono, że wzdłuż masztu antenowego, stanowiącego konstrukcję wsporczą nadawczych systemów antenowych zakresu fal metrowych i decymetrowych, istnieje przestrzenny rozkład fali stojącej. Wykonano badania modelowe, które potwierdziły spostrzeżenia.

W dalszym ciągu badań modelowych stwierdzono, że umieszczenie anteny lub systemu anten odbiorczych we właściwy sposób w węzłach fali stojącej powoduje wyraźny wzrost tłumienia odsprężenia. Zostało to potwierdzone wynikami badań przeprowadzonych w warunkach rzeczywistych.

1. WPROWADZENIE

W pewnych dziedzinach radiokomunikacji zachodzi konieczność umieszczenia na maszcie, stanowiącym konstrukcję wsporczą nadawczych systemów antenowych zakresu fal metrowych i decymetrowych, odbiorczego systemu antenowego, przewidzianego do pracy w tym samym lub zbliżonym zakresie częstotliwości.

Przy rozwiązywaniu takiego zagadnienia występuje szereg trudności. Podstawową trudność stanowi odbiór słabych lub nawet bardzo słabych sygnałów w obecności bardzo silnego pola zakłóceń od własnych nadajników. Zakłócenia te będziemy dla uproszczenia nazywali własnymi sygnałami zakłócającymi lub wprost zakłóceniami własnymi.

W celu zapewnienia właściwych warunków pracy systemu odbiorczego tłumienie pomiędzy wyjściami nadajników a wejściem odbiornika (zwane dalej tłumieniem odsprężenia) powinno osiągać wartości właściwe dla danego rodzaju służby. Rozwiązanie tego zagadnienia oparto o wyniki przeprowadzonego eksperymentu.

2. ZJAWISKA FALOWE WYSTĘPUJĄCE WZDŁUŻ MASZTU

Podczas prób realizacji odbiorczego systemu antenowego stwierdzono, że w bezpośrednim otoczeniu masztu istnieje przestrzenny rozkład fali stojącej z charakterystycznymi obszarami maksymalnych i minimalnych wartości natężenia pola.

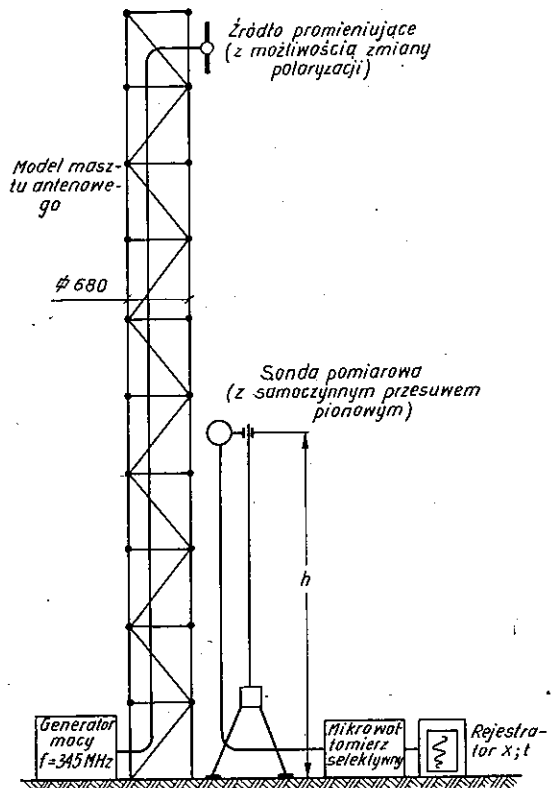
Zjawisko to jest wywołane interferencją fal padających i odbitych od ziemi, jak również odbiciem od stojącego na ziemi końca masztu, który może być traktowany jako falowód otwarty.

Można założyć, że umieszczenie odbiorczego systemu antenowego w węźle fali stojącej lub w bezpośrednim jego sąsiedztwie spowoduje zmniejszenie sprzężenia między antenami (zwiększenie tłumienia odsprężenia).

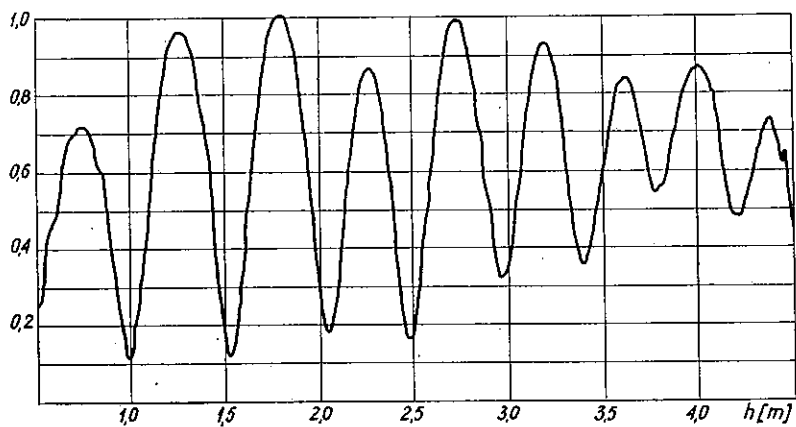
3. BADANIA NA MODELU

3.1. Przestrzenny rozkład fali stojącej wzdłuż masztu

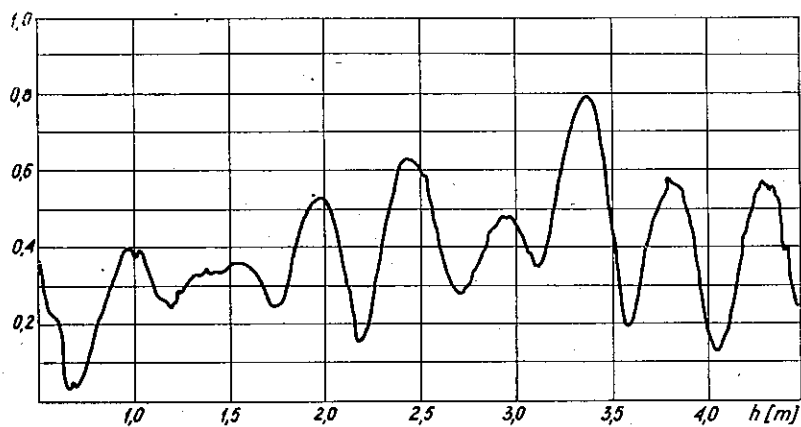
W celu zbadania tego zjawiska zmontowano układ modelowy pracujący przy częstotliwości równej około 350 MHz. Na szczycie modelu masztu kratowego umieszczono źródło promieniowania w postaci dipola półfalowego, mogące promieniować fale spolaryzowane poziomo lub pionowo. Należy zaznaczyć, że rodzaj źródła promieniującego nie jest w tym przypadku istotny. Badanie przestrzennego rozkładu fali stojącej wykonywano przesuwając wzdłuż masztu ekranowaną pętlę (dipol



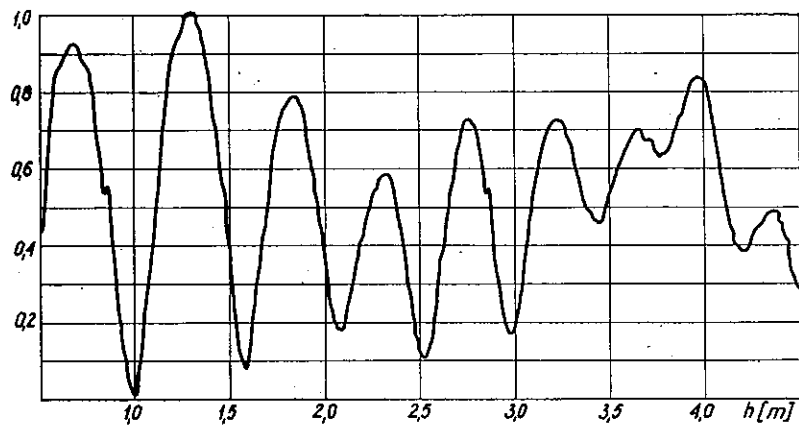
Rys. 1. Schemat układu do badania fali stojącej na modelu



Rys. 2. Rozkład przestrzenny fali stojącej; polaryzacja pionowa; podłoże suche



Rys. 3. Rozkład przestrzenny fali stojącej; polaryzacja pionowa; podłoże mokre

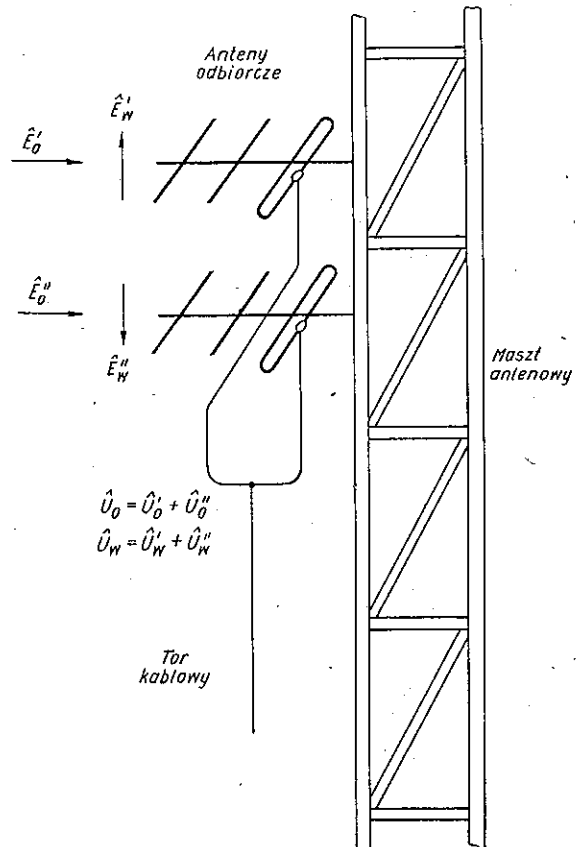


Rys. 4. Rozkład przestrzenny fali stojącej; polaryzacja pozioma; podłoże suche

magnetyczny) o małych rozmiarach w stosunku do długości fali, połączoną z selektywnym miernikiem napięcia. Schemat układu pomiarowego jest przedstawiony na rys. 1.

Pomiary rozkładu pola elektromagnetycznego wzdłuż masztu potwierdziły w całej rozciągłości hipotezę dotyczącą istnienia maksimów i minimów natężenia pola w przestrzeni otaczającej maszt. Typowe wyniki przedstawiono na rys. 2 ... 4. Kolejne maksima i minima rozkładu nie osiągają jednak jednakowych wartości. Ponadto, rozkład ten jest także zależny od położenia płaszczyzny polaryzacji źródła promieniującego.

Zasadniczym wnioskiem, jaki tu nasuwa się, jest możliwość zwiększenia odsprężenia pomiędzy anteną nadawczą i odbiorczą przez umieszczenie anteny od-



Rys. 5. Mechanizm odbioru i kompensacji zakłóceń własnych

biorczej w miejscu odpowiadającym minimum natężenia pola zakłóceń własnych. Dalsze zwiększenie tłumienia odsprężenia można uzyskać przez zastosowanie odbiorczego systemu antenowego, złożonego z dwóch anten umieszczonych nad sobą wzdłuż pionowej osi masztu. Dla płaskiej fali sygnału użytecznego rozchodzącej

się wzdłuż ziemi anteny będą pracować synfazowo, powodując zwiększenie kierunkowości systemu. Można również założyć, że istnieją takie wzajemne położenia anten wchodzących w skład systemu, dla których sygnały zakłóceń własnych indukowane w obu antenach będą miały równe amplitudy i fazy przeciwne. W miejscu rozgałęzienia toru zasilającego wystąpi więc ich kompensacja. Mechanizm zjawiska został schematycznie przedstawiony na rys. 5.

3.2. Rozmieszczenie anten

Zgodnie z wnioskami poprzedniego punktu przygotowano dwuelementowy model odbiorczego systemu antenowego oraz przeprowadzono szereg prób takiego jego rozmieszczenia na maszcie, aby sygnał odbierany, pochodzący ze źródła zakłóceń, zastępującego własną antenę nadawczą, osiągnął możliwie małą wartość. Stwierdzono przy tym, że optymalne jest umieszczenie obu anten systemu odbiorczego w pobliżu najgłębszego minimum fali stojącej. Wypadkowa wartość sygnału odbieranego zależy w sposób zasadniczy od położenia zarówno jednej jak i drugiej anteny w stosunku do określonego wcześniej położenia minimum. Potwierdza to uczynione wcześniej założenie, że sygnały sumujące się w punkcie rozgałęzienia toru zasilającego osiągają wartość minimalną w przypadku możliwie dokładnego wyrównania ich amplitud oraz przy występowaniu przeciwnych faz obu sygnałów. Stwierdzono przy tym, że możliwe przez to do uzyskania wytłumienie sygnału dochodzi do 30 dB w stosunku do sygnału indukowanego w pojedynczej antenie, umieszczonej w pobliżu maksimum fali stojącej.

W celu dalszego zwiększenia odsprężenia pomiędzy systemami antenowymi bezpośrednio ponad systemem anten odbiorczych umieszczono płaski, poziomy ekran utworzony z prętów przewodzących. Przez właściwy dobór jego położenia można było uzyskać dalsze wytłumienie sygnału, dochodzące do 10 dB.

Amplituda i faza fali odbitej od ziemi, a stąd i rozkład fali stojącej jest zależny od wartości współczynnika odbicia. Na wartość tego współczynnika mają wpływ parametry gruntu u podstawy masztu, które nie są stałe w czasie, przede wszystkim ze względu na zmiany wilgotności. Zostało to stwierdzone w czasie prowadzenia badań. W układzie modelowym nie stwierdzono natomiast wpływu zmian wilgotności gruntu występujących u podstawy masztu na skuteczność procesu kompensacji sygnałów pochodzących, od fal rozprzestrzeniających się wzdłuż masztu. Z wpływem tym należy się jednak liczyć w układach rzeczywistych pracujących na kilkakrotnie mniejszej częstotliwości.

Zjawisko kompensacji sygnałów jest z natury rzeczy selektywne i z pełną jego skutecznością można się liczyć tylko przy jednej częstotliwości. W układach rzeczywistych, w których występuje więcej niż jedno zakłócenie własne, powinna więc to być częstotliwość najbliższa częstotliwości sygnału użytecznego.

3.3. Wnioski z badań przeprowadzonych na modelu

Wyniki uzyskane w czasie badań na modelu pozwalają wyciągnąć następujące wnioski:

- a) Wzdłuż masztów-wsporników nadawczych systemów antenowych zakresu fal metrowych i decymetrowych powstaje przestrzenny rozkład fali stojącej natężenia pola sygnałów emitowanych z anteny wskutek interferencji promieniowania powstającego i odbitego u podstawy masztu. Kolejne maksima i minima rozkładu mają przy tym niejednakowe wartości.
- b) Przy umieszczaniu anten odbiorczych na wspólnym maszcie z antenami nadawczymi istnienie fali stojącej można wykorzystać do zwiększenia tłumienia odsprężenia pomiędzy obu systemami przez umieszczenie anten odbiorczych w pobliżu węzłów natężenia pola zakłóceń własnych.
- c) Znaczne zwiększenie tłumienia odsprężenia można także uzyskać przez wykonanie odbiorczego systemu antenowego w postaci dwóch lub w ogólności parzystej liczby anten odbiorczych rozmieszczonych w pobliżu kolejnych węzłów natężenia pola zakłóceń własnych. W miejscu sumowania sygnałów z poszczególnych anten występuje wówczas zjawisko kompensacji zakłóceń.
- d) Umieszczenie pomiędzy nadawczym a odbiorczym systemem antenowym ekranu prętowego także zwiększa tłumienie odsprężenia.
- e) Rozkład fali stojącej pola zakłóceń własnych wzdłuż masztu jest zależny od parametrów gruntu u podstawy masztu. W badaniach przeprowadzonych na modelu nie stwierdzono ujemnego wpływu zmiany wilgotności gruntu u podstawy masztu na zjawisko wytłumiania zakłóceń własnych. Ze względu na znaczną różnicę częstotliwości, wpływ ten może natomiast wystąpić w warunkach rzeczywistych.

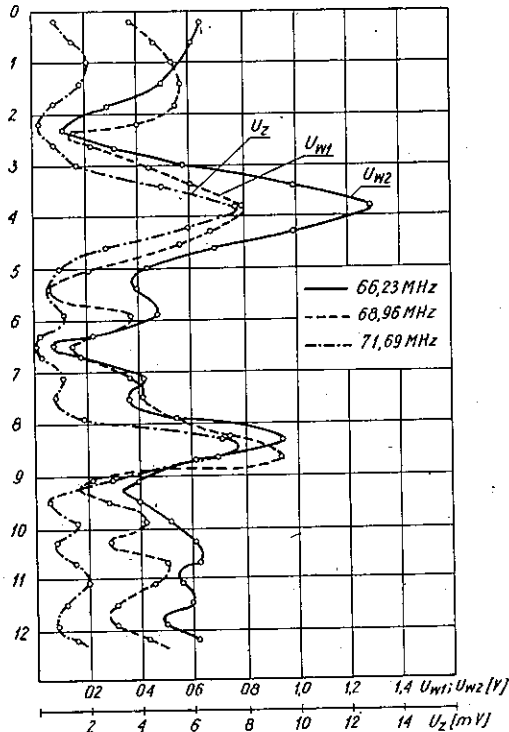
4. BADANIA URZĄDZEŃ W WARUNKACH RZECZYWISTYCH

Sprawdzenie osiągniętych wyników badań na modelu w warunkach rzeczywistych przeprowadzono na jednym z krajowych obiektów nadawczych. Przygotowano układ do odbioru sygnału użytecznego o częstotliwości $f_0 = 72,23$ MHz. Częstotliwości pracy nadajników własnych wynosiły odpowiednio: $f_{w1} = 66,23$ MHz i $f_{w2} = 68,96$ MHz. Nadajniki pracowały z mocą wyjściową równą 6 kW dla każdego programu. Anteny promieniowały przy tym fale spolaryzowane pionowo.

4.1. Określenie rozkładu fali stojącej wzdłuż masztu

Pomiar rozkładu fali stojącej przeprowadzono na długości około $3\lambda''$, pomijając odcinek położony bezpośrednio poniżej dolnego końca nadawczego systemu antenowego. W tym celu przygotowano specjalny układ jezdny wykonany z materiałów

dielektrycznych, który umożliwił przesuwanie sondy pomiarowej wzdłuż masztu. Uzyskane wyniki zostały przedstawione w postaci wykresu na rys. 6. Ogólny charakter przebiegów potwierdza mechanizm zjawiska zaobserwowany na układzie modelowym.



Rys. 6. Rozkład fali stojącej wzdłuż masztu — warunki rzeczywiste

Przebieg o częstotliwości $f_z = 71,7$ MHz oznaczony na rys. 6 jako U_z odpowiada wykrytemu w trakcie badań dodatkowemu sygnałowi zakłócającemu typu interferencyjnego lub intermodulacyjnego. Sygnał ten zanika po wyłączeniu dowolnego z nadajników. Jego poziom jest przy tym niższy niż poziom sygnałów nadawanych średnio o około 40 dB.

4.2. Odbiorczy system antenowy

Jak wynika z badań przeprowadzonych na modelu, odbiorczy system antenowy powinien składać się z dwóch niezależnych, identycznych elementów antenowych umieszczonych w odpowiednich miejscach na maszcie. Przygotowano więc system złożony z dwóch 6-elementowych anten typu Yagi z podwójnym reflektorem. Każda z anten została wyposażona w konstrukcję wsporczą pozwalającą zamontować anteny na maszcie pionowo nad sobą i umożliwiającą dobór azymutu głównej wiązki

promieniowania oraz dobór wysokości zawieszenia i wzajemnej odległości anten.

Sygnaly od zacisków wejściowych anten sprowadzono torami współosiowymi o wyrównanej długości elektrycznej do miejsca rozgałęzienia, gdzie zostały one połączone z zachowaniem warunków dopasowania. Do dalszego wykorzystywania sygnały były doprowadzane jedną wspólną linią współosiową. Linia ta powinna mieć konstrukcję ograniczającą w maksymalnym stopniu przenikanie zakłóceń do przestrzeni międzyprzewodowej.

Analogicznie jak w układzie modelowym zastosowano tu ekrany prętowe i to zarówno nad odbiorczym systemem antenowym, jak i pod nim.

4.3. Wyniki badań rzeczywistego systemu antenowego

Do ilościowej oceny osiągniętych wyników posługiwano się ogólną zależnością na tłumienie odsprężenia, która ma postać:

$$A_k = 10 \lg \frac{P_{Nk}}{P_{wk}} = 10 \lg \frac{P_{Nk}}{U_{wk}^2/R_0} \quad [\text{dB}] \quad (1)$$

gdzie:

A_k — tłumienie odsprężenia k -go zakłócenia własnego wyrażone w decybelach,

P_{Nk} — moc wyjściowa k -go nadajnika własnego,

P_{wk} — moc k -go zakłócenia własnego na wyjściu odbiorczego toru współosiowego,

U_{wk} — wartość skuteczna (zmierzona w warunkach dopasowania) napięcia k -go zakłócenia własnego na wyjściu odbiorczego toru współosiowego.

R_0 — impedancja dopasowania (impedancja charakterystyczna) odbiorczego systemu antenowego.

Przyjmując, że $R_0 = 60 \Omega$, zależność (1) można sprowadzić do następującej postaci roboczej — dogodnej do obliczeń:

$$A_k = [107,8 + 10 (\lg P_{Nk} [\text{kW}]) - 2 \lg U_{wk} [\text{mV}]] \quad [\text{dB}] \quad (2)$$

Uzyskane z szeregu pomiarów średnie wartości sygnałów zakłóceń własnych na wyjściu odbiorczego toru współosiowego i odpowiadające im wartości tłumienia odsprężenia wynosiły:

a) dla pojedynczej anteny umieszczonej w pobliżu maksimum rozkładu fali stojącej:

$$f_{w1} = 66,23 \text{ MHz}; \quad U_{w1} = 8,4 \text{ V}; \quad A_1 = 37,1 \text{ dB}$$

$$f_{w2} = 68,96 \text{ MHz}; \quad U_{w2} = 6,2 \text{ V}; \quad A_2 = 39,7 \text{ dB}$$

$$f_z = 71,69 \text{ MHz}; \quad U_z = 48 \text{ mV}; \quad A_z = x$$

Ponieważ moc wyjściowa sygnału U_z nie jest znana, nie można więc było określić tłumienia odsprężenia dla tego sygnału. Jego poziom jest o około 40 dB niższy

od poziomu właściwych zakłóceń własnych, można więc przyjąć z dużym stopniem prawdopodobieństwa, że wartość tłumienia odsprężenia zakłócenia intermodulacyjnego jest zbliżona do wartości tłumienia odsprężenia właściwych zakłóceń własnych. W dalszym postępowaniu dla tego sygnału będzie oceniany wyłącznie wzrost tłumienia odsprężenia.

Poziom sygnału użytecznego wynosił przy pomiarach od 1,4 do 1,5 mV.

b) dla dwuelementowego odbiorczego systemu antenowego i po przeprowadzeniu procesu kompensacji:

$$f'_{w1} = 66,23 \text{ MHz}; \quad U'_{w1} = 1,4 \text{ V}; \quad A'_1 = 52,5 \text{ dB (+15,4 dB)}$$

$$f'_{w2} = 68,96 \text{ MHz}; \quad U'_{w2} = 0,6 \text{ V}; \quad A'_2 = 60,0 \text{ dB (+20,3 dB)}$$

$$f'_z = 71,69 \text{ MHz}; \quad U'_z = 5,0 \text{ mV}; \quad \Delta A'_z = +19,6 \text{ dB}$$

c) dla dwuelementowego systemu antenowego wyposażonego w ekrany dodatkowe:

$$f''_{w1} = 66,23 \text{ MHz}; \quad U''_{w1} = 0,40 \text{ V}; \quad A''_1 = 63,5 \text{ dB (+26,4 dB)}$$

$$f''_{w2} = 68,96 \text{ MHz}; \quad U''_{w2} = 0,15 \text{ V}; \quad A''_2 = 72,5 \text{ dB (+32,8 dB)}$$

$$f''_z = 71,69 \text{ MHz}; \quad U''_z = 0,18 \text{ mV}; \quad \Delta A''_z = +48,4 \text{ dB}$$

Dla przypadków b) i c) poziom sygnału użytecznego wynosił od 2,0 do 2,1 mV.

Z przytoczonych danych liczbowych wynika wyraźnie skuteczność procesu eliminacji zakłóceń na wzrost tłumienia odsprężenia, który dochodzi nawet do 48,4 dB dla sygnału intermodulacyjnego.

Należy zaznaczyć, że dla zapewnienia poprawnego odbioru sygnałów UKF z modulacją częstotliwościową, za pomocą wysokiej jakości sprzętu profesjonalnego, wymagana wartość tłumienia odsprężenia wynosi od 60 do 80 dB. W przeprowadzonych badaniach warunki te zostały spełnione. W szczególnie trudnych przypadkach można stosować dodatkowe człony filtrujące, wyłumniające niedostatecznie skompensowane części widma zakłóceń własnych. Opracowano i wykonano taki 4-stopniowy filtr pasmowo-przepustowy typu helikalnego, który przy tłumieniu w pasmie przepuszczania nie przekraczającym 3 dB, przy odstrojeniu o 0,9 MHz, wnosił dodatkowe tłumienie rzędu 40 dB.

5. WNIOSKI

1. Podstawowym warunkiem możliwości pracy antenowego systemu odbiorczego zakresu fal metrowych i decymetrowych umieszczonego na wspólnym maszcie z antenami nadawczymi jest zachowanie odpowiednich odstępów między sygnałami (właściwe planowanie sieci). Sieć stacji powinna być tak zaplanowana, aby częstotliwości nie tylko zasadniczych sygnałów emitowanych, lecz także nieuniknionych sygnałów zakłócających typu intermodulacyjnego, znajdowały się w odpowiednim odstępie od widma sygnału odbieranego.

2. Wzdłuż masztów-wsporników nadawczych systemów antenowych powstaje przestrzenny rozkład fali stojącej nateżenia pola sygnałów emitowanych przez antenę. Zjawisko to można wykorzystać dla zwiększenia tłumienia odsprężenia przez umieszczenie anten odbiorczych w pobliżu węzłów nateżenia pola zakłóceń własnych.

3. Przez właściwą konfigurację odbiorczego systemu antenowego w postaci dwóch lub parzystej liczby anten odbiorczych, umieszczonych w pobliżu kolejnych węzłów nateżenia pola, można uzyskać znaczne zwiększenie tłumienia odsprężenia. Występuje przy tym zjawisko kompensacji zakłóceń. Zastosowanie pomiędzy nadawczym a odbiorczym systemem antenowym dodatkowego ekranu prętowego powoduje dalszy wzrost tłumienia odsprężenia.

4. Uzyskane wyniki badań dowodzą, że opisana metoda umieszczania systemów antenowych pozwala z jednej strony na obniżenie dolnej granicy wartości sygnałów użytecznych przydatnych do odbioru, a z drugiej zmniejsza wymagania dotyczące sprzętu odbiorczego do poziomu osiągalnego przy obecnym stanie techniki.

5. Podstawowym kryterium oceny praktycznej przydatności metody jest stabilność uzyskanych parametrów w czasie. Stabilność ta jest przedmiotem obecnie prowadzonych badań.

P. Klimкевич

СОВМЕСТИМОСТЬ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ НА ОБЩЕЙ АНТЕННОЙ МАЧТЕ

Резюме

В статье показано, что вдоль антенной мачты, являющейся опорной конструкцией для передающих антенных систем в области метровых и дециметровых волн выступает пространственное распределение стоячей волны. Замеченные явления подтвердились испытаниями проведенными на моделях.

В течение дальнейших работ над моделями обнаружено, что соответственное расположение приемной антенны или системы приемных антенн в узлах стоячей волны вызывает значительное увеличение защищенности между передающими и приемными антеннами. Это было подтверждено испытаниями проведенными в действительных условиях.

R. Klimkiewicz

COMPATIBILITY OF TRANSMITTING AND RECEIVING ANTENNAS MOUNTED ON A COMMON AERIAL MAST

Summary

It has been proved that along aerial masts used as supporting constructions for transmitting aerial systems in the VHF and UHF range exists a space distribution of standing waves.

These observations have been confirmed by experiments made on models.

Further model researches have demonstrated that the proper emplacement of the aerial or of the receiving aerial system in the nodes of a standing wave results in a strongly marked increase of the decoupling attenuation between the transmitting and receiving aerials.

This has been confirmed by the results of experiments performed in real field conditions.

R. Klimkiewicz

COMPATIBILITÉ DES ANTENNES D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION MONTÉES SUR LE MÊME PYLÔNE

Résumé

On a démontré que le long du pylône d'antenne constituant le support pour les systèmes d'antennes d'émission d'ondes métriques et décimétriques il se produit une distribution spatiale de l'onde stationnaire.

Ces observations ont été confirmées par les essais effectués sur les modèles.

Au cours des travaux sur les modèles on a constaté que le placement convenable d'une antenne ou d'un système d'antennes de réception, dans les noeuds de l'onde stationnaire, provoque une amélioration de l'atténuation de découplage entre les antennes d'émission et celles de réception.

Les résultats des essais effectués dans les conditions réelles le confirment.

R. Klimkiewicz

KOMPATIBILITÄT DER SENDE- UND EMPFANGSANTENNENSYSTEME AUF DEM GEMEINSAMEN MAST

Zusammenfassung

Es wurde festgestellt, dass entlang eines Antennenmastes, das eine Trägerkonstruktion für die Sendeantennensysteme der Meter- und Dezimeterwellen bildet, besteht eine räumliche Verteilung der stehenden Welle. Es wurden die Modellprüfungen gemacht, die die Beobachtungen bestätigt haben.

Bei folgenden Modellprüfungen wurde festgestellt, dass das Unterbringen der Empfangsantenne oder des Empfangsantennensystems auf richtige Weise im Knotenpunkt der Stehenden Welle die ausdrückliche Zunahme der Entkopplungsdämpfung verursacht. Das wurde durch die Resultate der in praktischen Bedingungen durchgeführten Prüfungen bestätigt.

Romuald Białobrzęski

621.317.38.688

BŁĘDY POMIARÓW MOCY ŚREDNIEJ SYGNAŁÓW LOSOWYCH PRZY OGRANICZONEJ DYNAMICE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH MIERNIKA

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 13.XI.1974 r.

W artykule omówiono zagadnienia powstawania błędów pomiaru mocy średniej elektrycznych sygnałów losowych. Przeprowadzono analizę wpływu typu funkcji gęstości prawdopodobieństwa wartości chwilowych badanych sygnałów na wielkość błędów przy ograniczonej dynamice miernika mocy średniej. Wykazano potrzebę precyzyjnego wyboru zakresu pomiarowego przy pomiarach statystycznych.

1. ZASADA POMIARU MOCY ŚREDNIEJ SYGNAŁÓW LOSOWYCH

Wiele spotykanych w technice sygnałów elektrycznych (np. w telefonii, radiofonii, telegrafii i we wszystkich dziedzinach techniki, w których można przekształcić sygnały nieelektryczne na elektryczne) ma charakter sygnałów losowych, to znaczy ich napięcia (lub moce) chwilowe zmieniają się w sposób losowy. Dlatego badanie właściwości sygnałów może opierać się tylko na statystycznych metodach pomiarowych. Jednym z istotnych parametrów statystycznych takich sygnałów jest ich moc średnia.

Moc średnią za okres czasu T wydzieloną na opórze R wyznacza się z zależności:

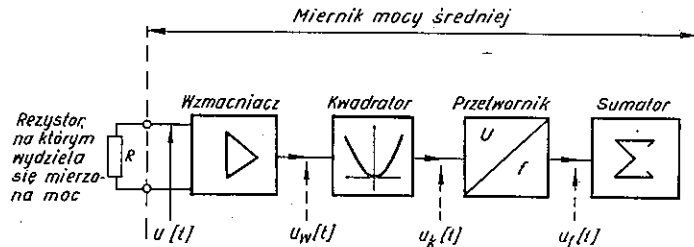
$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_a^{a+T} \frac{u^2(t)}{R} dt \quad (1)$$

gdzie:

- $u(t)$ — chwilowa wartość napięcia badanego sygnału,
- T — czas uśredniania,
- a — dowolna stała.

Zgodnie z powyższym wzorem można przetwarzać i mierzyć moc średnią sygnału losowego za pomocą miernika, którego schemat blokowy jest przedstawiony na

rys. 1¹⁾. Wyznaczona za pomocą takiego miernika moc średnia jest z kolei zmienną losową²⁾, której wartości mogą być poddawane dalszej obróbce statystycznej. Przedmiotem naszego zainteresowania będzie jednak problematyka wyznaczania wartości mocy średniej w pojedynczym pomiarze o czasie trwania równym T , tzn. wyznaczania wartości jednego elementu próby.



Rys. 1. Schemat blokowy miernika, ilustrujący zasadę pomiaru mocy średniej sygnałów losowych

W skład miernika mocy średniej wchodzi następujące podstawowe układy elektroniczne: wzmacniacz, kwadrator, przetwornik napięcie-częstotliwość oraz sumator. W dalszych rozważaniach zajmiemy się tylko wzmacniaczem i kwadratorem z uwagi na charakterystyki tych układów. Zakłada się mianowicie, że błędy wprowadzane przez przetwornik są znacznie mniejsze niż błędy wprowadzane przez wzmacniacz oraz kwadrator i z tego względu nie będą tu rozpatrywane. Sumator jako układ cyfrowy nie wnosi z zasady istotnych błędów pomiaru mocy średniej.

Jednym z istotnych parametrów wzmacniacza i kwadratora jest ich dynamika pracy, tzn. zakres wartości napięć (mocy) chwilowych (ściślej różnica między poziomem maksymalnym i poziomem minimalnym napięć lub mocy chwilowych), które są poprawnie przetwarzane przez cały kanał informacyjno-pomiarowy miernika.

W ogólnym przypadku na charakterystyce dynamicznej zestawu wzmacniacz-kwadrator można wyróżnić następujące zakresy (strefy) przetwarzania sygnałów: zakres „nieczułości” wynikający z ograniczonej rozdzielczości i dryftu układów elektronicznych, zakres poprawnego (założonego) przetwarzania oraz zakres nasycenia (ograniczenia), wynikający z nieliniowości tego zestawu dla dużych sygnałów. Szczegółowe omówienie rzeczywistej charakterystyki dynamicznej zestawu i przyjęte założenia zostaną omówione w następnym punkcie.

¹⁾ Opis miernika mocy średniej opartego na tym schemacie i przeznaczonego do pomiaru telefonicznych i radiofonicznych sygnałów losowych znajdzie czytelnik w artykule doc. dra inż. J. Dudziewicza pt. „Miernik mocy średniej sygnałów losowych” Prace IŁ nr 3 (75).

²⁾ Rozumie się przez to, że wartości mocy średniej \bar{P} będą różne dla różnych wartości (chwil.) a ; zakłada się przy tym, że kolejne wartości parametru a różnią się od siebie co najmniej o T , tj. o czas uśredniania wartości.

2. POWSTAWANIE BŁĘDÓW POMIARU PRZY OGRANICZONEJ DYNAMICIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH MIERNIKA

Znając funkcję rozkładu gęstości prawdopodobieństwa wartości chwilowych sygnału losowego można wyznaczyć odpowiednie momenty statystyczne charakteryzujące ten sygnał. Jednym z takich momentów jest drugi moment, który jest proporcjonalny do mocy średniej tego sygnału. Dalsza analiza zostanie ograniczona do przypadku, gdy przebieg funkcji gęstości prawdopodobieństwa wykazuje symetrię względem wartości średniej (pierwszego momentu) oraz gdy ta wartość średnia jest równa zeru¹⁾. Wobec tego wystarczy rozpatrzyć tylko przedział dodatnich wartości napięć chwilowych.

Jak już wspomniano, przy przeprowadzaniu pomiarów w warunkach rzeczywistych nie jest możliwe poprawne przetworzenie wszystkich chwilowych wartości napięcia (mocy) sygnału, które mogą wystąpić w praktyce. Ograniczenia te, wynikające ze skończonej dynamiki układów elektronicznych miernika, powodują powstawanie błędów pomiaru mocy średniej. Można wykazać istotny wpływ dynamiki układów elektronicznych miernika na błąd pomiaru mocy średniej zależny od rozkładu prawdopodobieństwa wartości chwilowych napięć badanych sygnałów.

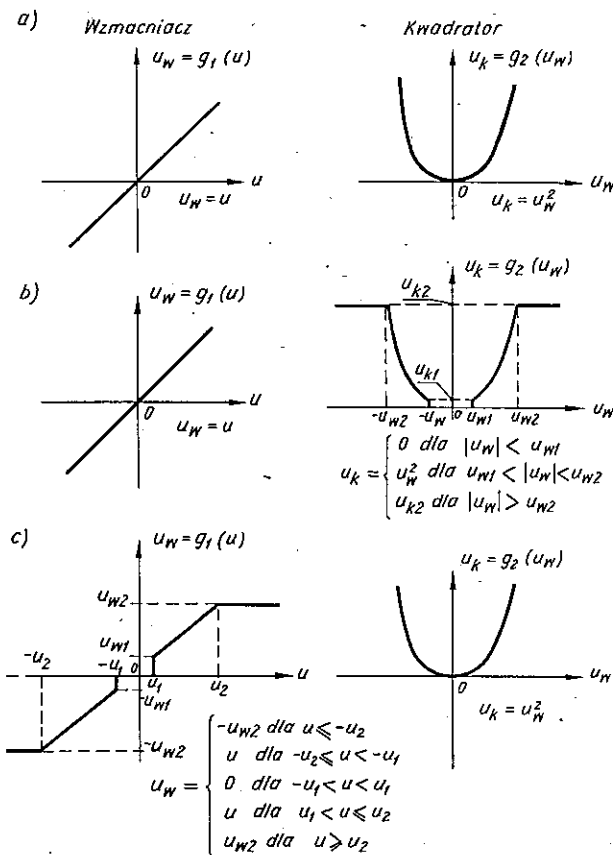
Dynamiczne, idealne charakterystyki rozpatrywanych członów funkcjonalnych (elektronicznych) miernika, tzn. wzmacniacza i kwadratora, można przedstawić jak na rys. 2a, natomiast rzeczywiste charakterystyki dynamiczne mogą być przedstawione z wystarczającym dla naszych celów przybliżeniem, jak na rys. 2b. W przypadku rzeczywistych charakterystyk przyjęto dla wzmacniacza — podobnie jak w przypadku na rys. 2a — liniową (idealną) charakterystykę dynamiczną, natomiast dla kwadratora przyjęto pewne ograniczenia poprawnego przetwarzania.

Dla kwadratora można mianowicie zaobserwować trzy wyróżniające się zakresy w przebiegu jego charakterystyki. Pierwszy — zakres nieczułości dla $|u_w| < u_{w1}$, drugi — zakres założonego (idealnego) przetwarzania dla $u_{w1} < |u_w| \leq u_{w2}$ i trzeci — zakres ograniczenia (nasylenia) dla $|u_w| \geq u_{w2}$. Przyjęcie pierwszego zakresu przebiegu charakterystyki dynamicznej wynika z faktu ograniczonej rozdzielczości i ograniczonej zdolności przetwarzania małych napięć przez układ kwadratora. Oznacza to, że dołączenie do wejścia kwadratora zbyt małego napięcia u_w nie będzie powodowało powstawania napięcia u_k („skutku”) na wyjściu układu (miernika).

Przy rozpatrywaniu zakresu przetwarzania małych napięć istotny wpływ ma również dryft powodujący przesuwanie się progu działania układu. Założenie „uciętej” charakterystyki dynamicznej pierwszego zakresu jest przyjęciem „najgorszego przypadku” z uwagi na to, że każdy realny przebieg (zawarty między idealną charakterystyką kwadratora a osią odciętych) powoduje zmniejszenie błędu przetwarzania.

¹⁾ Założenie zerowej wartości średniej nie stanowi istotnego ograniczenia w sensie możliwości wykorzystania wyników poniższej analizy, ponieważ ewentualna niezerowa wartość średnia, występująca w konkretnym przypadku, może być uwzględniona przez zastosowanie zasady superpozycji.

Przyjęcie drugiego zakresu przebiegu charakterystyki dynamicznej kwadratora wynika z faktu, że w zakresie tym można tak dobrać elementy układu, iż uzyskuje się przebieg charakterystyki, której odstępstwa od charakterystyki idealnej są do pominięcia. Trzeci zakres przebiegu charakterystyki dynamicznej wynika ze zjawiska



Rys. 2. Dynamiczne charakterystyki wzmacniacza i kwadratora

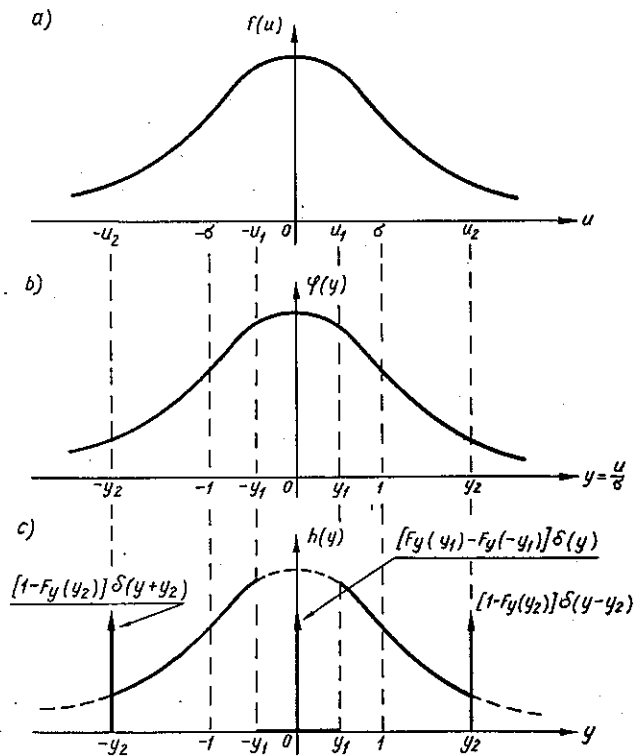
a) charakterystyki idealne, b) charakterystyki rzeczywiste, c) charakterystyki równoważne (z punktu widzenia efektu transmisji)

UWAGA. Dla przejrzystości założono, że współczynnik wzmocnienia wzmacniacza i współczynnik charakterystyki kwadratora są równe jednności.

występowania nieliniowości kwadratora dla dużych sygnałów. Należy tu zauważyć, że przyjęcie określonego kształtu charakterystyki (linii poziomej) w tym zakresie jest pewną idealizacją realnej charakterystyki, gdyż w układach rzeczywistych nie obserwuje się ostrego przejścia charakterystyki z zakresu drugiego do zakresu trzeciego.

W celu uproszczenia rozważań można „przenieść” odpowiednie zakresy charakterystyki dynamicznej kwadratora na charakterystykę wzmacniacza bez wprowadza-

dzania dodatkowych błędów i ograniczeń. Z punktu widzenia transmisji sygnału $u(t)$ przez wzmacniacz i kwadrator można więc uważać, że za pomocą rzeczywistych członów o charakterystykach przedstawionych na rys. 2b, uzyska się równoważny efekt stosując fikcyjne (zastępcze) człony o charakterystykach przedstawionych na rys. 2c. Przyjęcie zastępczych charakterystyk dynamicznych zgodnie z rys. 2c umożliwia wykonanie prostego przekształcenia funkcji gęstości prawdopodobieństwa wartości chwilowych sygnału losowego na wejściu wzmacniacza na odpowiednią funkcję sygnału na jego wyjściu. Operację tę zilustrowano na rys. 3.



Rys. 3. Ilustracja przekształcenia funkcji gęstości prawdopodobieństwa

a) gęstość prawdopodobieństwa napięć chwilowych sygnału badanego u , b) gęstość prawdopodobieństwa znormowanego sygnału badanego $y = \frac{u}{\sigma}$, c) gęstość prawdopodobieństwa znormowanego sygnału na wyjściu wzmacniacza $y = \frac{u_2}{\sigma}$

W zakresie nieczułości nie obserwuje się istnienia sygnału na wyjściu wzmacniacza o charakterystyce według rys. 2c. Powoduje to powstanie impulsu Diraca w przebiegu gęstości prawdopodobieństwa dla $y = 0$, natomiast dla $0 < y < y_1$ można uważać, że mamy do czynienia z gęstością warunkową [3] równą:

$$h(y|0 < |Y| < y_1) = 0 \quad (2)$$

W zakresie wartości $y_1 < y \leq y_2$ nie występuje żadne ograniczenie, przeto gęstość prawdopodobieństwa pozostaje niezmienną.

W zakresie trzecim (nasyceń) mamy do czynienia z przypadkiem ogranicznika [3], a zatem można napisać, że napięciowa charakterystyka dynamiczna $u_w = g_1(u) = \text{const}$ dla $|u| \geq u_2$. Powoduje to powstawanie dwóch impulsów Diraca w przebiegu funkcji prawdopodobieństwa $h(y)$. Jak stąd wynika, istnienie pierwszego i trzeciego zakresu powodować będzie powstawanie błędów pomiaru uwarunkowanych skończoną dynamiką miernika, która wywołuje zmianę funkcji gęstości prawdopodobieństwa mierzonego sygnału. Błędy te będą przy danej dynamice miernika zależne od typu rozkładu sygnału losowego. Poniżej przedstawiono obliczenia tych błędów dla różnych rodzajów rozkładów.

3. ANALIZA BŁĘDÓW POMIARU MOCY ŚREDNIEJ PRZY RÓŻNYCH ROZKŁADACH WARTOŚCI CHWIŁOWYCH BADANEGO SYGNAŁU

3.1. Przypadek sygnału o rozkładzie normalnym

Funkcja gęstości prawdopodobieństwa $f(u)$ rozkładu normalnego (o wartości średniej równej zeru) może być przedstawiona w postaci [3]:

$$f(u) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3)$$

gdzie σ stanowi odchylenie standardowe sygnału losowego u . Dokonując liniowego przekształcenia zmiennej losowej U ¹⁾ za pomocą podstawienia $Y = \frac{U}{\sigma}$ otrzymamy funkcję gęstości prawdopodobieństwa standaryzowanej zmiennej losowej Y o postaci:

$$\varphi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) \quad (4)$$

Drugi moment rozkładu równa się w tym przypadku²⁾:

$$m_2 = \int_{-\infty}^{\infty} y^2 \varphi(y) dy = 1 \quad (5)$$

¹⁾ W niniejszym artykule stosuje się duże litery dla oznaczenia zmiennej losowej (np. Y), a małe litery dla oznaczenia wartości tej zmiennej (np. y).

²⁾ Ponieważ założono w tym przypadku, że wartość średnia $E[U] = E[Y] = m_1 = 0$, wobec tego drugi moment centralny (wariancja) $\mu_2 = m_2 - m_1^2 = m_2 = 6^2$, czyli równa się drugiemu momentowi.

Przy istnieniu ograniczeń, czyli przy przejściu sygnału przez układ o charakterystyce wg rys. 2c, nastąpi:

w pierwszym zakresie — powstanie impulsu Diraca $[F_y(y_1) - F_y(-y_1)] \delta(y)$ w punkcie $y = 0$ ¹⁾ oraz zerowanie gęstości prawdopodobieństwa $h(y)$ dla $0 < |y| < y_1$,

w drugim zakresie — brak zmiany funkcji gęstości prawdopodobieństwa [$h(y) = \varphi(y)$],

w trzecim zakresie²⁾ — powstanie impulsów Diraca $[1 - F_y(y_2)] \delta(y \pm y_2)$ — jednego w punkcie y_2 i drugiego w punkcie $-y_2$, przy czym $F_y(y_2)$ jest wartością dystrybuanty zmiennej losowej Y w punkcie $y = y_2$.

Drugi moment rozkładu o gęstości $h(y)$ można w tym przypadku wyrazić przy zastosowaniu zasady superpozycji jako (por. rys. 3):

$$\begin{aligned} m_2' &= \int_{-\infty}^{\infty} y^2 h(y) dy = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_{y_1}^{y_2} y^2 e^{-\frac{y^2}{2}} dy + 2y_2^2 [1 - F_y(y_2)] = \\ &= \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left\{ y_1 e^{-\frac{y_1^2}{2}} - y_2 e^{-\frac{y_2^2}{2}} + \sqrt{2\pi} [\Phi_0(y_2) - \Phi_0(y_1)] \right\} + 2y_2^2 [0,5 - \Phi_0(y_2)] \end{aligned} \quad (6)$$

gdzie

$$\Phi_0(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^y e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

oraz

$$F_y(y_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{y_2} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

Zatem względny błąd Δ (wyrażony w procentach) pomiaru drugiego momentu — mocy średniej badanego sygnału losowego — wyniesie:

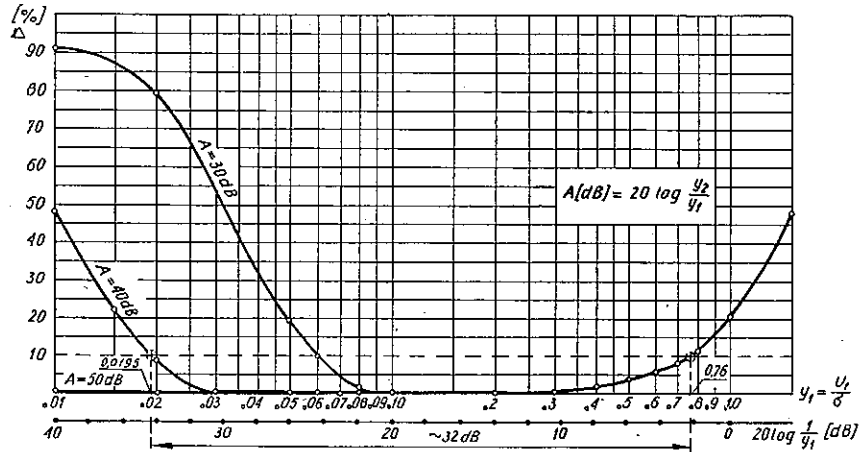
$$\Delta = \frac{m_2' - m_2}{m_2} 100\% = (m_2' - 1) 100\% \quad (7)$$

Dla ustalonych wartości dynamiki przetwarzania $A = 20 \log \frac{y_2}{y_1}$ (wyrażonych w decybelach) można wyznaczyć charakterystyki błędu w zależności od dolnej

¹⁾ Z uwagi na to, że przy obliczaniu momentów impuls Diraca dla $y = 0$ znika, w dalszych obliczeniach zostaje on pominięty.

²⁾ Ściślej — między drugim a trzecim zakresem, tzn. dla wartości $y = y_2 (u = u_2)$.

granicy poprawnego przetwarzania y_1 . Charakterystyki takie zostały przedstawione na rys. 4.



Rys. 4. Charakterystyki błędu pomiaru Δ mocy średniej sygnału o rozkładzie normalnym w funkcji dolnej granicy przetwarzania y_1 dla różnych wartości dynamiki A

3.2. Przypadek sygnału o rozkładzie typu Γ^1)

Funkcja gęstości prawdopodobieństwa może być w tym przypadku wyrażona za pomocą następującej zależności:

$$f(u) = \frac{b^{p+1}}{2\Gamma(p+1)} |u|^p e^{-b|u|} \quad (8)$$

gdzie b i p parametry rozkładu.

Wprowadzając przekształcenie liniowe $Y = \frac{U}{\sigma} = \frac{U \cdot b}{\sqrt{(p+1)(p+2)}}$ otrzymamy gęstość prawdopodobieństwa standaryzowanej zmiennej losowej Y w postaci:

$$\varphi(y) = \frac{(\sqrt{(p+1)(p+2)})^{p+1}}{2\Gamma(p+1)} |y|^p e^{-\sqrt{(p+1)(p+2)}|y|} \quad (9)$$

Drugi moment rozkładu wynosi (por. równanie 5):

$$m_2 = 2 \int_0^{\infty} y^2 \varphi(y) dy = 1$$

¹⁾ Ma się tu na myśli rozkład Γ zmodyfikowany w tym sensie, że dla $u > 0$ funkcja gęstości prawdopodobieństwa jest równa połowie funkcji gęstości prawdopodobieństwa konwencjonalnego rozkładu Γ oraz że funkcja ta jest parzysta.

Podobnie jak w p. 3.1 otrzymamy dla rozkładu ograniczonego:

$$\begin{aligned}
 m'_2 &= \int_{-\infty}^{\infty} y^2 h(y) dy = 2 \int_{y_1}^{y_2} y^2 \varphi(y) dy + 2y_2^2 [1 - F_y(y_2)] = \\
 &= \frac{(\sqrt{(p+1)(p+2)})^{p+1}}{\Gamma(p+1)} \int_{y_1}^{y_2} y^{p+2} e^{-\sqrt{(p+1)(p+2)} y} dy + \\
 &+ 2y_2^2 \left[0,5 - 0,5 \frac{(\sqrt{(p+1)(p+2)})^{p+1}}{\Gamma(p+1)} \int_0^{y_2} y^p e^{-\sqrt{(p+1)(p+2)} y} dy \right]. \quad (10)
 \end{aligned}$$

Wprowadzając nową zmienną losową $V = Y \sqrt{(p+1)(p+2)}$ otrzymamy:

$$\begin{aligned}
 m'_2 &= \frac{1}{\Gamma(p+3)} \int_{v_1}^{v_2} v^{p+2} e^{-v} dv + \\
 &+ 2 \frac{v_2^2}{(p+1)(p+2)} \left[0,5 - 0,5 \frac{1}{\Gamma(p+1)} \int_0^{v_2} v^p e^{-v} dv \right] = \Phi_0(u_2, p+2) - \\
 &- \Phi_0(u_1, p+2) + \frac{v_2^2}{(p+1)(p+2)} [1 - \Phi_0(u_2, p)] \quad (11)
 \end{aligned}$$

gdzie wartość funkcji $\Phi_0(u, p) = \frac{\int_0^u v^p e^{-v} dv}{\Gamma(p+1)}$ odczytuje się z tablic [1].

Dla szczególnego przypadku $p = 0$ uzyskuje się rozkład wykładniczy o gęstości prawdopodobieństwa równej:

$$f(u) = \frac{b}{2} e^{-b|u|} \quad (12)$$

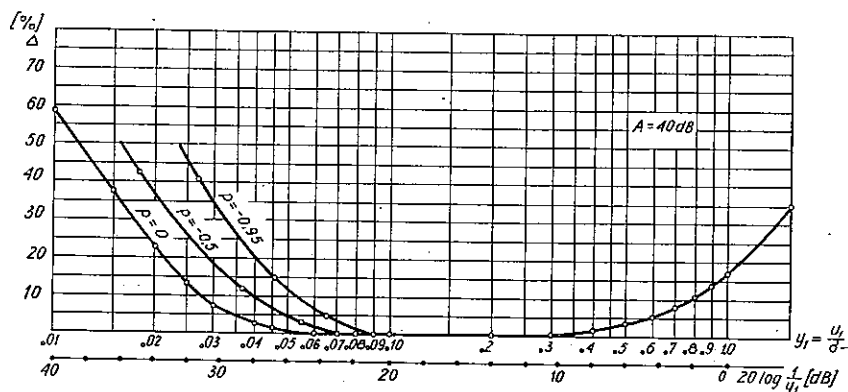
a więc odpowiedni moment rozkładu ograniczonego będzie wynosił:

$$m_2 = \Phi_0(u_2, 2) - \Phi_0(u_1, 2) + \frac{v_2^2}{(p+1)(p+2)} [1 - \Phi_0(u_2, 0)] \quad (13)$$

Błąd pomiaru mocy średniej badanego sygnału wyniesie jak poprzednio:

$$\Delta = (m'_2 - 1) 100\%$$

Dla ustalonej wartości dynamiki przetwarzania $A = 40$ dB przedstawiono na rys. 5 charakterystyki błędu Δ w funkcji dolnej granicy poprawnego przetwarzania y_1 przy ustalonych wartościach parametru $p = 0; -0,5$ i $-0,95$.



Rys. 5. Charakterystyki błędu pomiaru Δ mocy średniej sygnału o rozkładzie typu Γ w funkcji dolnej granicy przetwarzania y_1 dla różnych wartości parametru p i ustalonej wartości dynamiki $A = 40$ dB

4. WPŁYW DYNAMIKI UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH NA ZAKRES POMIARU MOCY ŚREDNIEJ SYGNAŁÓW LOSOWYCH

Moc średnia \bar{P} badanego sygnału jest związana z odchyleniem standardowym σ zmiennej losowej (napięcia) zależnością:

$$\bar{P} = K\sigma^2 \quad (14)$$

gdzie K — współczynnik proporcjonalności zależny od wartości R z wzoru (1).

Z wykresów zależności błędu Δ od dolnej granicy poprawnego przetwarzania y_1 przedstawionych na rys. 4 i 5 można wyznaczyć zależność błędu pomiaru Δ od wartości mocy średniej \bar{P} mierzonego sygnału przy założonej wartości dynamiki A miernika i ustalonej wartości y_1 (lub u_1), tzn. przy ustalonym podzakresie miernika. Zatem posługując się przedstawionymi wykresami można wyznaczyć zakres pomiaru mocy średniej przy założonym granicznym błędzie pomiaru.

Przyjmując na przykład, że dopuszczalny błąd pomiaru mocy średniej $\Delta = 10\%$, można wyznaczyć granice poprawnego pomiaru mocy średniej sygnału losowego (por. rys. 4). W przypadku sygnału o rozkładzie normalnym zakres poprawnego pomiaru (przy błędzie $\Delta = 10\%$ i dynamice $A = 40$ dB) wyniesie około 32 dB, a w przypadku sygnału o rozkładzie typu Γ wyniesie około 29 dB dla $p = 0$; około 26 dB dla $p = -0,5$ i około 23 dB dla $p = -0,95$.

Oznacza to, że przyjęcie dolnej granicy poprawnego przetwarzania napięcia u_1 (a więc wybór podzakresu miernika o danej dynamice A) pozwala wyznaczyć odpowiedni zakres pomiaru mocy średniej z błędem nie przekraczającym dopuszczalnej wartości.

5. WNIOSKI

1. Błąd pomiaru mocy średniej sygnałów losowych przy ustalonej dynamice układów elektronicznych w znacznym stopniu zależy od charakteru rozkładu wartości napięć chwilowych (typu funkcji gęstości prawdopodobieństwa wartości chwilowych napięcia). Błąd ten ma zawsze wartość ujemną.

2. Dynamika stosowanych układów elektronicznych ma ogromny wpływ na powstawanie błędów pomiaru i w sposób decydujący ogranicza zakres (przy przyjętym dopuszczalnym błędzie) poprawnego pomiaru mocy średniej sygnałów losowych.

3. Biorąc pod uwagę, że przeciętny miernik elektroniczny ma dynamikę A równą około 40 dB, należy stwierdzić, że zakres poprawnego pomiaru mocy średniej sygnałów losowych o analizowanych typach rozkładu (z określonym błędem rzędu 10%) zawiera się w granicach, których stosunek wynosi od 1000 do około 400, tzn. od około 30 dB do około 16 dB.

4. W rzeczywistych warunkach pomiaru poszczególne elementy próby (wyniki pomiaru) mogą wykazywać znacznie większy rozrzut wartości mocy średniej niż to wynika z wniosku 3, a zwłaszcza gdy czas uśredniania T będzie mały. Zachodzi więc potrzeba stosowania automatycznego przełączania zakresu pomiarowego, tak aby każdy wynik pomiaru był obciążony co najwyżej założonym błędem granicznym. Zagadnienie to wykracza poza ramy niniejszego artykułu.

WYKAZ LITERATURY

1. *Pearson K.*: Tables of the incomplete Γ — function. University Press Cambridge 1951
2. *Smirnow N. W.*: Tablice normalnego integrala wieroatnostiej. Izd. Akad. Nauk SSSR, Moskwa 1960
3. *Papoulis A.*: Prawdopodobieństwo, zmienne losowe i procesy stochastyczne. WNT Warszawa 1972
4. *Fisz M.*: Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna. PWN Warszawa 1969

P. Бяльозески

ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЙ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СЛУЧАЙНОГО ХАРАКТЕРА ПРИ ОГРАНИЧЕННОЙ ДИНАМИКЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА

Резюме

В статье рассмотрено вопрос возникновения погрешностей измерений средней мощности электрических сигналов случайного характера. Проведено анализ влияния типа функции плотности вероятности временных значений испытуемых сигналов на величину ошибки в случае ограниченной динамики измерителя средней мощности.

Здесь доказана тоже необходимость точного выбора измерительного предела в случае статистических измерений.

R. Białobrzeski

MEASUREMENT ERRORS OF MEAN POWER VALUES OF RANDOM
SIGNALS WITH LIMITED DYNAMICS OF THE METER'S
ELECTRONIC SCHEMES

Summary

The paper deals with the problem of arising of errors in measuring mean power values of random electrical signals. An analysis has been made of the influence of the type of function of probability density of tested transient signals on the error values, with the limited dynamics of the mean power value measuring instrument.

The necessity of a precise choice of the right measuring volume range when performing statistical measurement has been demonstrated.

R. Białobrzeski

ERREURS DE MESURE DE LA PUISSANCE MOYENNE DES SIGNAUX ALÉATOIRES,
LA DYNAMIQUE DES SCHÈMES ÉLECTRONIQUES
D'UN APPAREIL DE MESURE ÉTANT LIMITÉE

Résumé

Dans l'article on a considéré le problème des erreurs de mesure de la puissance moyenne des signaux électriques aléatoires.

Une étude a été faite de l'influence d'un type de fonction de la densité de probabilité de valeurs momentanées des signaux analysés sur la grandeur d'erreur, la dynamique de l'appareil de mesure de la puissance moyenne étant limitée.

On a démontré la nécessité du choix exact de l'étendue des mesures au cours des mesures statistiques.

R. Białobrzeski

FEHLER DER MESSUNGEN DER MITTLEREN LEISTUNG DER ZUFALLSIGNALLE BEI
BEGRENZTER DYNAMIK DER ELEKTRONISCHEN SCHALTUNGEN DES MESSERS

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde das Problem der Entstehung der Messfehler der mittleren Leistung von elektrischen Zufallssignale besprochen. Es wurde die Analyse des Einflusses des Types der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Momentanwerte der geprüften Signale auf die Fehlergrösse bei begrenzter Dynamik des Mittelwertmessers durchgeführt. Es wurde die Notwendigkeit der präzisen Auswahl des Messbereiches bei statistischen Messungen gezeigt.

AUTORZY



Dr *Hubert Trzaska* urodził się w 1939 r. w Wilnie. Od roku 1946 mieszka we Wrocławiu, gdzie w roku 1962 ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej i uzyskał stopień magistra inżyniera łączności.

Pracuje kolejno w Katedrze Techniki Nadawczej, Katedrze Radiotechniki i Zakładzie Anten i Radiotechniki Nadawczej Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej. W roku 1970 uzyskuje stopień doktora nauk technicznych. W swoich pracach zajmuje się głównie problematyką związaną z polami elektromagnetycznymi strefy bliskiej w takich zastosowaniach, jak: radiofale metody geofizyki poszukiwawczej, miernictwo zagrożeń stwarzanych przez pola elektromagnetyczne zwłaszcza w pobliżu źródeł promieniowania oraz wzorcowanie mierników przeznaczonych do pomiarów natężenia pola w strefie bliskiej, a także problemami technologii i przemysłowych zastosowań elektroniki.

Jest autorem lub współautorem ponad 25 publikacji krajowych i zagranicznych, 12 patentów oraz kilkunastu prac nie publikowanych.



Mgr inż. *Romuald Białobrzęski* urodził się w 1939 r. Studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej ukończył w 1966 r. Od roku 1968 pracuje w Instytucie Łączności. Zajmuje stanowisko starszego asystenta n-b. Obecnie pracuje w Zakładzie Z-12 nad zagadnieniami pomiaru parametrów statystycznych sygnałów losowych.

Notka biograficzna mgra inż. Ryszarda Klimkiewicza była zamieszczona w nr. 1/65/ 1972 r. Prac II.

