

*Inf.*

BOINTE - SJ

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

NR 93 / 1986

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 95

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. *Władysław Cetner*, doc. mgr inż. *Adam Moniuszko*,  
doc. dr inż. *Krystyn Plewko* (Z-ca Redaktora Naczelnego)

Adres Redakcji:

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

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1986

ISSN 0020-451X

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności  
Wydawnictwo nieperiodyczne

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1986  
Wydanie 1. Nakład 530+60+20 nadb. Ark. wyd. 7. Ark. druk. 7 (9,33A). Oddano  
do składu w lutym 1986. Podpisano do druku i druk ukończono w październiku 1986.  
Papier druk. sat. IV kl. 70 g 70 × 100 cm  
Zam. P/11/86. K/9718  
Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 71146/86

**Profesor JANUSZ GROSZKOWSKI (1898–1984)**

W dniu 3 sierpnia 1984 roku odszedł od nas na zawsze Janusz Groszkowski, radioelektronik, profesor Politechniki Warszawskiej, doktor honoris causa trzech polskich uczelni, członek rzeczywisty, a w latach 1963–1971 prezes Polskiej Akademii Nauk i szeregu zagranicznych akademii nauk, organizator, kierownik i członek wielu placówek naukowych oraz stowarzyszeń inżynierskich krajowych i zagranicznych, przewodniczący i członek licznych komitetów i rad naukowych, między innymi związanych ściśle z działalnością resortu łączności, laureat Nagród Państwowych I stopnia i Nagrody Specjalnej, odznaczony Złotym Krzyżem Virtuti Militari i wieloma najwyższymi odznaczeniami krajowymi i zagranicznymi. Nauka polska poniosła niepowetowaną stratę – odszedł wspaniały człowiek, wielki uczyony, humanista i patriota.

Profesor Janusz Groszkowski urodził się 21 sierpnia 1898 roku w Warszawie. W roku 1922 ukończył studia w Politechnice Warszawskiej, gdzie jeszcze jako student rozpoczął pracę dydaktyczną. W roku 1919, jako oficer służby czynnej wojsk łączności, został skierowany do Oficerskiej Szkoły Wojsk Łączności we Francji. W roku 1924 uzyskał stopień doktora nauk technicznych, a mając 31 lat otrzymał tytuł profesora nadzwyczajnego. W roku 1935 zostaje profesorem zwyczajnym i dziekanem Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej.

Niezależnie od działalności dydaktycznej Profesor Groszkowski zorganizował



w roku 1928 Instytut Radiotechniczny, którego zostaje pierwszym dyrektorem. Instytut ten, po połączeniu z Laboratorium Teletechnicznym, z Jego inicjatywy przekształcono w roku 1934 w Państwowy Instytut Telekomunikacyjny, podległy Ministrowi Poczty i Telegrafów. Jego dyrektorem pozostał Profesor nadal – z przerwą w okresie okupacji – aż do roku 1951, kiedy PIT uległ podziałowi na Instytut Łączności i Przemysłowy Instytut Telekomunikacyjny. W nowo powstałym Instytucie Łączności Profesor został powołany na przewodniczącego Rady Naukowej, pozostając na tym stanowisku przez 30 lat, do roku 1981. Równocześnie w latach 1956–1981 pełnił funkcję zastępcy przewodniczącego Rady Naukowo-Technicznej przy Ministrze Łączności, a od roku 1981 pozostał członkiem honorowym tej rady.

W okresie okupacji losy rzuciły Profesora Groszkowskiego do Lwowa, gdzie w latach 1939–1941 prowadził wykłady i kierował Katedrą Radiotechniki Politechniki Lwowskiej.

W roku 1942 Profesor wrócił do Warszawy i objął ponownie kierownictwo Zakładu Radiotechniki, działającego wówczas – po zamknięciu Politechniki Warszawskiej przez okupanta – pod osłoną Państwowej Wyższej Szkoły Technicznej. Brał też czynny udział w polskim ruchu oporu, jako doradca naukowo-techniczny do spraw łączności Delegatury Rządu i Armii Krajowej. Współdziałał osobiście w akcji V-2 w zakresie rozszyfrowania urządzeń elektronicznych radiowych i sterujących rakiety i był mózgiem znanej akcji przekazania wywiadu brytyjskiemu części rakiet V-1 i V-2.

W dorobku Profesora znajduje się ponad 350 publikacji naukowych z dziedziny radiotechniki, elektroniki i techniki wysokiej próżni, ogłoszonych w kraju i za granicą. Już w roku 1925 wydał jedną z pierwszych w literaturze światowej monografię „Lampy katodowe i ich zastosowanie w radiotechnice”, stanowiącą wnikliwą syntezę ówczesnej wiedzy o lampach elektronowych. Jego osobisty wkład do nauki światowej jest powszechnie znany.

Na pierwszym miejscu stawał Profesor rozpoczęte około roku 1930, a trwające ponad 30 lat, swoje prace dotyczące nieliniowej teorii generacji i stabilizacji drgań. Jako twórca metody analizy drgań elektrycznych, zwanej powszechnie „metodą harmonicznym Groszkowskiego”, osiągnął autorytet światowy, a Jego monografia „Generacja i stabilizacja częstotliwości” była wielokrotnie wznawiana i tłumaczona na wiele języków obcych.

Niezależnie od wyżej wspomnianych prac rozpoczął Profesor w latach przedwojennych, wspólnie z profesorem Stanisławem Ryżko, serię badań i publikacji z zakresu magnetronów. W wyniku tych prac został skonstruowany pierwszy w świecie magnetron metalowy z obwodami wewnętrznymi, katodą tlenkową i korpusem chłodzonym olejem. Wynalazek ten został wykorzystany przez Anglików w urządzeniach radarowych w początkowym okresie wojny.

Drugą dziedziną elektroniki, w której światowy rozwój wniósł Profesor istotny wkład, jest problematyka próżni, a zwłaszcza zagadnienia pomiarów bardzo niskich ciśnień. Do podstawowych publikacji Profesora należy tu zaliczyć monografię

„Technologia wysokiej próżni”, której pierwsze wydanie ukazało się w roku 1948 i zostało następnie przetłumaczone na język rosyjski, oraz monografię „Technika wysokiej próżni” z roku 1972. Niezależnie od publikacji poświęcił Profesor wiele czasu pracom badawczym, dotyczącym różnych typów próżniomierzy. Szczególnie liczącym się w świecie osiągnięciem było opracowanie nowej głowicy jonizacyjnej, nazwanej „głowicą J.G.”. Licencja na tę głowicę została zakupiona przez firmy zachodnie – francuską i amerykańską.

Niezależnie od własnych prac naukowych Profesor Groszkowski przez całe swoje życie prowadził działalność dydaktyczną. Był nie tylko wybitnym wykładowcą, ale przede wszystkim wychowawcą młodej kadry inżynierskiej i naukowej, kierował wieloma pracami doktorskimi i opiekował się habilitantami. Większość samodzielnych pracowników naukowych i nauczycieli akademickich w dziedzinie elektroniki i telekomunikacji w Polsce to uczniowie i wychowankowie Profesora.

Poza twórczą pracą naukową i dydaktyczną Profesor Groszkowski to także niestrudzony organizator nauki i społecznik. Wśród wielu organizacji i komitetów był między innymi założycielem i prezesem, a ostatnio członkiem honorowym Stowarzyszenia Elektryków Polskich NOT, jak również założycielem, wieloletnim przewodniczącym, a ostatnio honorowym przewodniczącym Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji PAN, jak również przewodniczącym Komitetu Nagród Państwowych.

Przez kilka lat zajmował Profesor Groszkowski odpowiedzialne stanowiska państwowe, między innymi zastępcy przewodniczącego Rady Państwa, przewodniczącego Frontu Jedności Narodu i posła na Sejm PRL. Działalność na niwie publicznej i państwowej nie dała mu jednak satysfakcji, jakiej oczekiwał; przeżył wiele rozczarowań i zrezygnował z funkcji społecznych i państwowych przed upływem kadencji.

Profesor Janusz Groszkowski posiadał ogromny autorytet intelektualny i moralny – stał się symbolem walki o etykę, prawdę i sprawiedliwość. Był człowiekiem odważnym, konsekwentnym w swym postępowaniu, szedł prostą drogą, której celem było zawsze dobro nauki i dobro kraju. Ale przede wszystkim był człowiekiem wielkiego serca i dobroci, skromnym, pogodnym i życzliwym ludziom – wielkim humanistą. Dla wszystkich, którzy mieli szczęście stykać się z Nim i współpracować, pozostanie On na zawsze niedoścignętym wzorem.

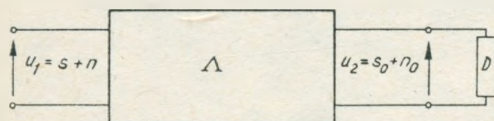
Opracowała: *doc. Wanda Kacprowska*

## PROSTA METODA WYZNACZANIA WSPÓLCZYNNIKA POPRAWY STOSUNKU SYGNAŁU UŻYTECZNEGO DO ZAKŁÓCEŃ PRZEZ CZWÓRNIK LINIOWY

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dn. 13.05.1983 r.

W pracy zaproponowano prostą metodę wyznaczania współczynnika  $\lambda$  poprawy stosunku sygnału użytecznego do zakłóceń przez czwórnik liniowy. Przybliżona równość (9) umożliwia wyznaczenie wartości  $\lambda^2$  zdefiniowanej równością (1) na podstawie eksperymentalnie zmierzonych wartości funkcji  $A$ ,  $\Phi_s$  i  $\Phi_n$ .

Dany jest realizowany czwórnik liniowy  $A$  o odpowiedzi impulsowej  $k$  w stanie obciążenia liniowym dwójnikiem pasywnym  $D$ . Na wejście powyższego czwornika przyłożono przypadkowe napięcie  $u_1$ , a na wyjściu obserwuje się przypadkowo zmieniające się napięcie  $u_2$  (por. rys. 1). Zakłada się, że napięcie  $u_1$  jest sumą przy-



Rys. 1. Czwórnik liniowy  $A$  obciążony dwójnikiem pasywnym  $D$

padkowego sygnału użytecznego  $s$  i przypadkowego sygnału zakłócającego  $n$ , przy czym sygnały  $s$  i  $n$  są statystycznie niezależne. W konsekwencji powyższego napięcie wyjściowe  $u_2$  jest sumą pewnego przypadkowego sygnału użytecznego  $s_0$  i sygnału zakłócającego  $n_0$ . Zakłada się, że sygnały  $s$  i  $n$  są jednocześnie elementami przestrzeni  $L_1(0, \infty)$  i  $L_2(0, \infty)$ . Oznaczając przez  $\mathcal{F}$  przekształcenie Fouriera mamy  $|\mathcal{F}\{k\}| = A$ . Realizowalność czwornika rozumiana jest jako spełnienie warunków:

1.  $A \in L_2(-\infty, \infty)$ ;
2. 
$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\ln A(f)|}{1+(2\pi f)^2} df < \infty.$$

Przy powyższych założeniach definiuje się stosunek  $d_1$  sygnału użytecznego  $s$  do zakłóceń  $n$  na wejściu czwornika jako

$$d_1 = \sqrt{\frac{\varphi_s(0)}{\varphi_n(0)}}$$



i stosunek  $d_2$  sygnału użytecznego  $s_0$  do zakłóceń  $n_0$  jako

$$d_2 = \sqrt{\frac{\varphi_{s_0}(0)}{\varphi_{n_0}(0)}},$$

gdzie  $\varphi_s$ ,  $\varphi_n$ ,  $\varphi_{s_0}$ ,  $\varphi_{n_0}$  są funkcjami autokorelacji sygnałów przypadkowych odpowiednio  $s$ ,  $n$ ,  $s_0$ ,  $n_0$ . Dla przykładu dla sygnału przypadkowego  $s$  mamy  $\varphi_s = \mathcal{F}^{-1}\{P_s\}$ , gdzie

$$P_s(f) = \overline{|\mathcal{F}\{s\}|^2}(f),$$

przy czym kreska pozioma oznacza operację wyznaczania wartości oczekiwanej na zbiorze możliwych realizacji przypadkowego sygnału  $s$  (por. [4]).

Dla tak określonych stosunków sygnałów do zakłóceń  $d_1$  i  $d_2$  definiujemy współczynnik  $\lambda$  poprawy stosunku sygnału do zakłóceń przez dany układ liniowy

$$\lambda = \frac{d_2}{d_1}.$$

Po elementarnych przekształceniach (por. [4]) otrzymujemy

$$\lambda^2 = \frac{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df}{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df}, \quad (1)$$

gdzie  $\Phi_s$  i  $\Phi_n$  są unormowanymi widmami energetycznymi sygnałów  $s$  i  $n$ , tzn.

$$\Phi_s(f) = \frac{P_s(f)}{\varphi_s(0)},$$

$$\Phi_n(f) = \frac{P_n(f)}{\varphi_n(0)}.$$

Wyrażenie współczynnika  $\lambda$  przez  $A$ ,  $\Phi_s$  i  $\Phi_n$  jest praktycznie bardzo wygodne, gdyż funkcje te można określić eksperymentalnie w postaci wykresów czy też tabel, lecz w wielu przypadkach bezpośrednie skorzystanie z zależności (1) dla tego rodzaju danych jest dość problematyczne. Celem pracy jest wykazanie, że istnieje prosta metoda wyznaczania  $\lambda^2$  na podstawie danych  $A$ ,  $\Phi_s$  i  $\Phi_n$ .

Zauważmy, że rozpatrywana w pracy [3] częstotliwościowa dystrybuanta energetyczna sygnału  $\theta$  jest w prosty sposób związana z pojęciem unormowanego widma energetycznego sygnału  $\Phi$ , a mianowicie:

$$\theta_s(f) = \begin{cases} 0, & f < 0, \\ 2 \int_0^f \Phi_s(x) dx, & f \geq 0, \end{cases}$$

$$\theta_n(f) = \begin{cases} 0, & f < 0, \\ 2 \int_0^f \Phi_n(x) dx, & f \geq 0. \end{cases}$$



Funkcje  $\theta_s$  i  $\theta_n$  są funkcjami monotonicznie rosnącymi przybierającymi wartości z przedziału  $[0, 1]$ , wobec czego

$$\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} A^2(f) d\theta_s(f) \quad (2)$$

i

$$\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} A^2(f) d\theta_n(f). \quad (3)$$

Z kolei ponieważ funkcje  $\theta_s$  i  $\theta_n$  są funkcjami monotonicznie rosnącymi, to istnieją funkcje odwrotne  $\theta_s^{-1}$ ,  $\theta_n^{-1}$  określone na  $[0, 1]$  takie, że jeżeli  $w = \theta_s(f)$  i  $v = \theta_n(f)$ , to  $f = \theta_s^{-1}(w)$  i  $f = \theta_n^{-1}(v)$ . Wobec powyższego możliwa jest zamiana zmiennych całkowania z  $f$  na  $w$  w całce (2) i z  $f$  na  $v$  w całce (3), a zatem

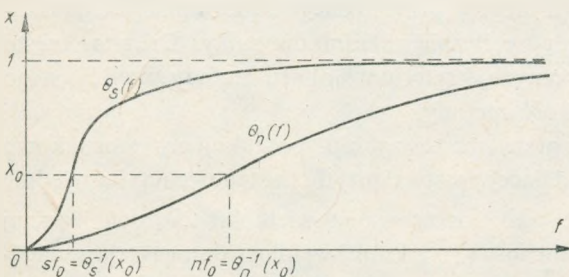
$$\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df = \frac{1}{2} \int_0^1 A^2(\theta_s^{-1}(w)) dw,$$

$$\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df = \frac{1}{2} \int_0^1 A^2(\theta_n^{-1}(v)) dv$$

i równość (1) przybiera postać

$$\lambda^2 = \frac{\int_0^1 A^2(\theta_s^{-1}(x)) dx}{\int_0^1 A^2(\theta_n^{-1}(x)) dx} \quad (4)$$

Niech funkcje  $\theta_s$  i  $\theta_n$  mają wykresy przedstawione na rys. 2, to ustaloną wartość  $x = x_0$  osiągają one dla częstotliwości  ${}_s f_0 = \theta_s^{-1}(x_0)$  i  ${}_n f_0 = \theta_n^{-1}(x_0)$  odpowiednio. Wartość  $x_0$  jest unormowaną miarą części energii całkowitej sygnału użytecznego  $s$  związanej z widmem energetycznym  $\Phi_s$  w przedziale częstotliwości  $[0, {}_s f_0]$ , jak również unormowaną miarą części energii całkowitej sygnału zakłócającego  $n$  związanej z widmem energetycznym  $\Phi_n$  w przedziale częstotliwości  $[0, {}_n f_0]$ . Całkowanie



Rys. 2. Przykładowe wykresy dystrybucyj energii sygnału użytecznego i sygnału zakłócającego

w liczniku i mianowniku wyrażenia (4) jest zatem wykonywane w stosunku do unormowanej miary energii.

Ponieważ dla technicznie realizowalnych układów funkcje  $A^2$  są ciągłe, ograniczone i dostatecznie gładkie, możemy z zadowalającą dla celów praktycznych dokładnością przybliżyć całki sumami, pamiętając że  $\lim_{f \rightarrow \infty} A^2(f) = 0$ .

Oznaczając

$$\int_0^1 A^2(\theta_s^{-1}(x)) dx = S_s + \Delta_s = L_s,$$

$$\int_0^1 A^2(\theta_n^{-1}(x)) dx = S_n + \Delta_n = L_n,$$

gdzie  $S_s$  i  $S_n$  są odpowiednio przybliżonymi wartościami całek, a  $\Delta_s$  i  $\Delta_n$  błędami ich wyznaczenia, w pierwszej kolejności rozpatrzmy wpływ dokładności wyznaczania powyższych całek na dokładność obliczenia wartości  $\lambda^2$ . Zgodnie z przyjętymi oznaczeniami mamy  $\lambda^2 = L_s/L_n$ ; oszacowanie wartości  $\lambda^2$  na podstawie przybliżonych wartości całek oznaczmy przez  $\tilde{\lambda}^2$ , a zatem

$$\tilde{\lambda}^2 = \frac{S_s}{S_n}.$$

Wobec powyższego

$$\Delta = \lambda^2 - \tilde{\lambda}^2 = \frac{S_s + \Delta_s}{S_n + \Delta_n} - \frac{S_s}{S_n} = \frac{\Delta_s}{L_n} - \frac{\Delta_n}{L_n} \tilde{\lambda}^2$$

czyli

$$\frac{\Delta}{\lambda^2} = \frac{\Delta_s}{L_s} - \frac{\Delta_n}{L_n} \cdot \frac{\tilde{\lambda}^2}{\lambda^2}. \quad (5)$$

Wszystkie przybliżone metody całkowania polegają na zastąpieniu całki odpowiednią sumą ważoną wartości funkcji podcałkowej dla określonych wartości zmiennej całkowania. Istnieje wiele takich metod (por. [1, 2, 5, 6, 7]) poczynając od bardzo prymitywnych, jak np. metoda prostokątów do bardzo wyrafinowanych metod kwadratur całkowych. Wszystkie metody przybliżonego całkowania przy dostatecznie dużej liczbie składników sumy mogą zapewnić pożądaną dokładność, a zatem jednym z kryteriów wyboru metody przybliżonego całkowania jest dokładność tej metody przy ustalonej z góry liczbie składników sumy. Drugim, często istotnym w zastosowaniach praktycznych, kryterium doboru metody przybliżonego całkowania może być pracochłonność metody.

W omawianym w niniejszej pracy zastosowaniu poszukujemy stosunkowo prostej (mało pracochłonnej i posiadającej prosty algorytm postępowania) i względnie dokładnej metody wyznaczania  $\lambda^2$  jako oszacowania wielkości  $\lambda^2$  zdefiniowanej równością (4). Biorąc pod uwagę równość (5), z której wynika kompensacja względ-

nych błędów wyznaczania całek w liczniku i mianowniku wyrażenia (4), wybrano w rozpatrywanym przypadku metodę trapezów (por. np. [5]) jako wynik kompromisu między dokładnością a prostotą stosowanej metody przybliżonego całkowania. Przed bezpośrednim zastosowaniem jej do całek w równości (4) pokażemy obliczenie metodą trapezów całki

$$\int_0^1 G(x) dx.$$

Przedział całkowania  $[0, 1]$  dzielimy na  $M$  rozłącznych podprzedziałów o identycznej długości  $1/M$ . Przy takim podziale przedziału  $[0, 1]$  przybliżona wartość całki określona jest zależnością

$$\int_0^1 G(x) dx \cong \frac{1}{2M} \left[ G(0) + G(1) + 2 \sum_{k=0}^{M-1} G\left(\frac{k}{M}\right) \right], \quad (6)$$

przy czym błąd  $R_M$  tego przybliżenia określa równość

$$R_M = -\frac{G^{(2)}(\xi)}{12M^2}, \quad (7)$$

gdzie  $\xi$  jest pewną wartością z przedziału  $(0, 1)$ .

Oznaczając

$$A^2(\theta_s^{-1}(x)) = G_s(x),$$

$$A^2(\theta_n^{-1}(x)) = G_n(x)$$

i stosując metodę trapezów do oszacowania wyrażenia (4), przy założeniu identycznego podziału przedziału  $[0, 1]$  na  $M$  części w przypadku funkcji  $G_s$  i  $G_n$ , otrzymujemy

$$\lambda^2 = \frac{\int_0^1 G_s(x) dx}{\int_0^1 G_n(x) dx} \cong \frac{\frac{G_s(0) + G_s(1)}{2} + \sum_{k=1}^{M-1} G_s\left(\frac{k}{M}\right)}{\frac{G_n(0) + G_n(1)}{2} + \sum_{k=1}^{M-1} G_n\left(\frac{k}{M}\right)} = \tilde{\lambda}^2. \quad (8)$$

Zauważmy, że

$$G_s(0) = A^2(\theta_s^{-1}(0)) = A^2(0),$$

$$G_n(0) = A^2(\theta_n^{-1}(0)) = A^2(0),$$

$$G_s(1) = A^2(\theta_s^{-1}(1)) = A^2(\infty) = 0,$$

$$G_n(1) = A^2(\theta_n^{-1}(1)) = A^2(\infty) = 0,$$

$$G_s(m/M) = A^2(\theta_s^{-1}(m/M)) = A^2({}_s f_m),$$

$$G_n(m/M) = A^2(\theta_n^{-1}(m/M)) = A^2({}_n f_m),$$

gdzie  $m \in \{1, 2, \dots, M-1\}$ . W ostatnich dwóch równościach przez  ${}_s f_m$  oznaczono takie dodatnie wartości częstotliwości, którym odpowiadają wartości częstotliwo-



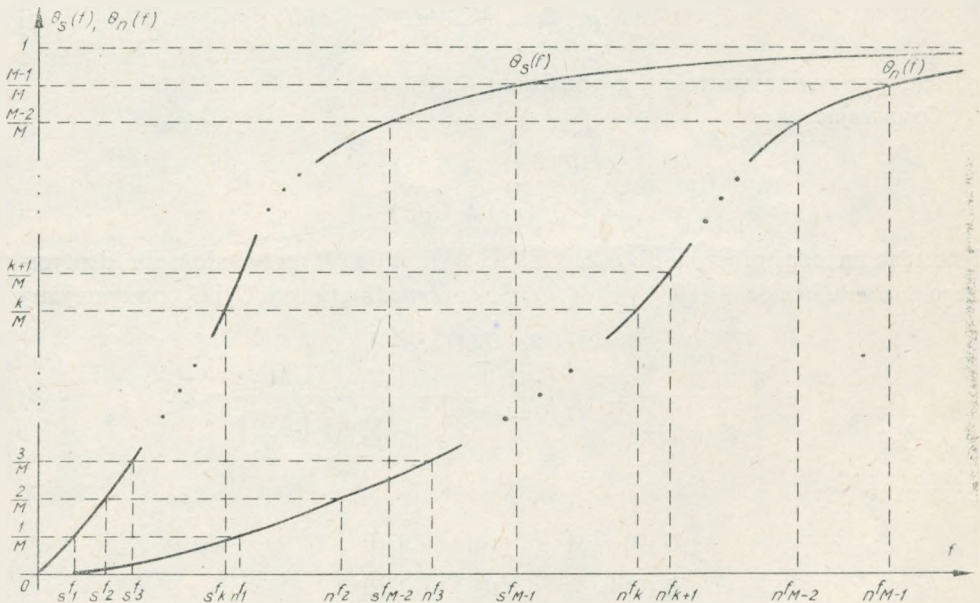
ściowej dystrybuanty energetycznej  $\theta_s$  równe  $m/M$  i analogicznie przez  ${}_n f_m$  oznaczono także dodatnie wartości częstotliwości, którym odpowiadają wartości częstotliwościowej dystrybuanty energetycznej  $\theta_n$  równe  $m/M$ , czyli

$$\bigwedge_{m \in \{1, 2, \dots, M-1\}} \frac{m}{M} = \theta_s({}_s f_m) = \theta_n({}_n f_m).$$

Uwzględniając podane wyżej zależności w równości (8) mamy

$$\lambda^2 \cong \tilde{\lambda}^2 = \frac{\frac{A^2(0)}{2} + \sum_{k=1}^{M-1} A^2({}_s f_k)}{\frac{A^2(0)}{2} + \sum_{k=1}^{M-1} A^2({}_n f_k)}. \quad (9)$$

Wyrażenie (9) jest bardzo dogodnie dla oszacowania wartości  $\lambda^2$  przy przyjętym założeniu, że dane są  $A$ ,  $\Phi_s$ ,  $\Phi_n$ . Na podstawie danych  $\Phi_s$  i  $\Phi_n$  wyznaczamy  $\theta_s$  i  $\theta_n$ . Następnie dla ustalonej wartości  $M$  przedziały wartości funkcji  $\theta_s$  i  $\theta_n$  dzielimy na  $M$  równych części i wyznaczamy na wykresie funkcji  $\theta_s$  częstotliwości  ${}_s f_1, {}_s f_2, \dots$



Rys. 3. Określanie częstotliwości  ${}_s f_k$  i  ${}_n f_k$  na wykresach dystrybuant energetycznych sygnału użytecznego i sygnału zakłócającego

$\dots, {}_s f_{M-1}$ , a na wykresie funkcji  $\theta_n$  częstotliwości  ${}_n f_1, {}_n f_2, \dots, {}_n f_{M-1}$ , co zilustrowano na rys. 3. Dla określonych wyżej częstotliwości  ${}_s f_m$  i  ${}_n f_m$ ,  $m \in \{1, 2, \dots, M-1\}$ , wyznaczamy wartość wyrażenia (9).

Reguła wyznaczania  $\tilde{\lambda}^2$  jest prosta i oprócz tego posiada jedną niewątpliwą zaletę, a mianowicie dla ustalonego typu sygnału użytecznego i ustalonego typu



zakłóceń (czyli dla określonych  $\theta_s$  i  $\theta_n$ ) i ustalonej wartości  $M$  jednoznacznie są określone częstotliwości  $s f_m$ ,  $n f_m$ , wobec czego można je wielokrotnie stosować dla oszacowania wartości  $\lambda^2$  odpowiadających różnym charakterystykom amplitudowym  $A$ .

W wielu zastosowaniach praktycznych wystarcza wybranie wartości  $M$  równej kilkanaście. Sposób obliczania  $\lambda^2$  zilustrowano poniższym przykładem.

#### Przykład.

Niech sygnał  $s$  będzie pojedynczym impulsem prostokątnym o czasie trwania  $\tau$ , tzn.

$$\Phi_s(f) = \tau \frac{\sin^2(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2}$$

i niech

$$\Phi_n(f) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_g^2}{f_g^2 + f^2},$$

przy czym  $f_g = 10/\tau$ . Należy oszacować wartość  $\lambda^2$  dla charakterystyki amplitudowej  $A$  takiej, że

$$A^2(f) = \frac{1}{1 + (f\tau)^2}.$$

Wobec powyższego (por. [3]) mamy

$$\theta_s(f) = \frac{2}{\pi} \left[ \text{Si}(2\pi f \tau) - \frac{\sin^2(2\pi f \tau)}{\pi f \tau} \right],$$

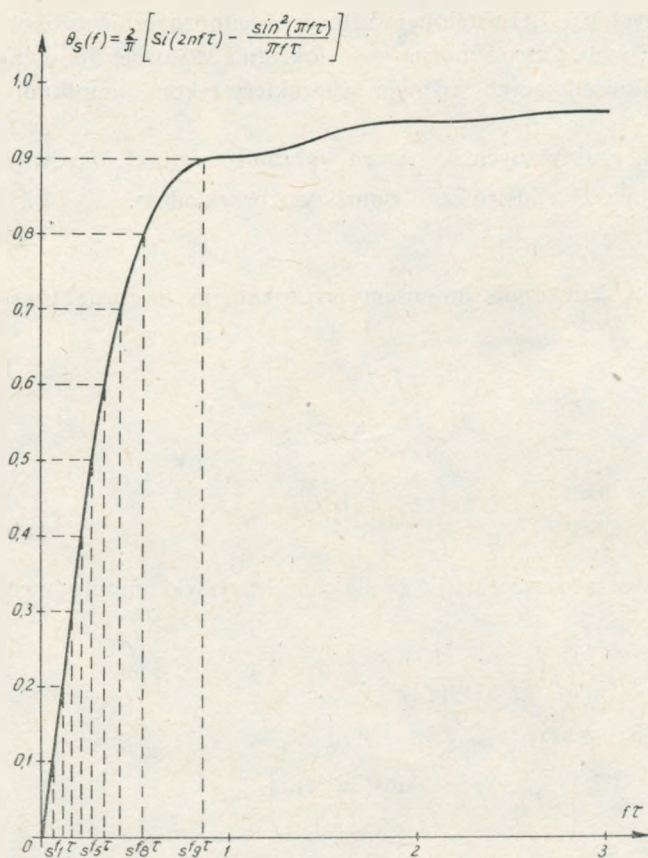
$$\theta_n(f) = \frac{2}{\pi} \arctg(f/f_g) = \frac{2}{\pi} \arctg(f\tau/10).$$

W pierwszej kolejności na podstawie definicji (1) wyznaczamy dokładną wartość  $\lambda^2$ , a mianowicie:

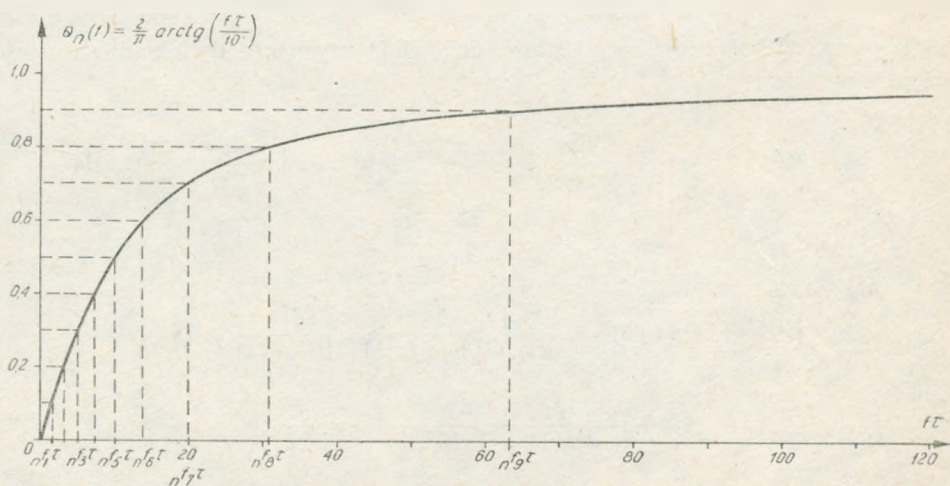
$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df &= \int_0^{\infty} \frac{\tau}{1 + (f\tau)^2} \cdot \frac{\sin^2(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df = \int_0^{\infty} \frac{\sin^2(\pi x)}{(\pi x)^2 (1 + x^2)} dx = \\ &= \frac{2\pi - 1 + e^{-2\pi}}{4\pi}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df &= \frac{10}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\tau}{[1 + (f\tau)^2][10^2 + (f\tau)^2]} df = \\ &= \frac{10}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{dy}{(1 + y^2)(10^2 + y^2)} = \frac{1}{22}; \end{aligned}$$

$$\lambda^2 = 11 \cdot \frac{2\pi - 1 + e^{-2\pi}}{2\pi} = 9,252565.$$



Rys. 4. Określanie częstotliwości  $s_1, \dots, s_9$  na podstawie dystrybuanty energetycznej sygnału użytecznego z przykładu



Rys. 5. Określanie częstotliwości  $n_1, \dots, n_9$  na podstawie dystrybuanty energetycznej sygnału zakłócającego z przykładu

Tablica 1

Wartości  $A^2$  w przypadku  $M = 10$ 

$x$	$m$	$\tau_s f_m$	$A^2(s, f_m)$	$\tau_n f_m$	$A^2(n, f_m)$
0,1	1	0,06	0,996413	1,6	0,280899
0,2	2	0,11	0,988045	3,2	0,088968
0,3	3	0,16	0,975039	5,1	0,037023
0,4	4	0,21	0,957763	7,3	0,018420
0,5	5	0,27	0,932053	10,0	0,009901
0,6	6	0,34	0,896379	13,8	0,005224
0,7	7	0,42	0,850051	19,6	0,002596
0,8	8	0,54	0,774234	30,8	0,001053
0,9	9	0,86	0,574845	63,1	0,000251

Wybieramy  $M = 10$  i na wykresach dystrybuant  $\theta_s$  i  $\theta_n$  wyznaczamy po dziewięć zredukowanych częstotliwości  $\tau_s f_1, \dots, \tau_s f_9$  i  $\tau_n f_1, \dots, \tau_n f_9$  odpowiednio, co zostało zilustrowane na rys. 4 i rys. 5. Wartości tych częstotliwości i odpowiadające im wartości funkcji  $A^2$  zestawiono w tablicy 1. Na podstawie wyników podanych w tablicy 1 otrzymujemy

$$\tilde{\lambda}^2 = \frac{0,5 + 7,944820}{0,5 + 0,444335} = 8,942613,$$

a więc

$$\frac{\Delta}{\tilde{\lambda}^2} = 0,030.$$

Następnie dla porównania wybieramy  $M = 20$  i na wykresach  $\theta_s$  i  $\theta_n$  (rys. 4 i rys. 5) odczytujemy po dziewiętnaście zredukowanych częstotliwości  $\tau_s f_1, \dots, \tau_s f_{19}$  i  $\tau_n f_1, \dots, \tau_n f_{19}$ . Wartości tych częstotliwości i odpowiadające im wartości funkcji  $A^2$  zestawiono w tablicy 2. Na podstawie wyników podanych w tablicy 2 otrzymujemy

$$\tilde{\lambda}^2 = \frac{0,5 + 16,372555}{0,5 + 1,311348} = 9,314914$$

czyli

$$\frac{\Delta}{\tilde{\lambda}^2} = 0,007.$$

Zilustrowana powyższym przykładem metoda wyznaczania współczynnika poprawy stosunku sygnału użytecznego do zakłóceń przez czwórnik liniowy na podstawie równości (9) jest rzeczywiście metodą prostą, gdyż po wyznaczeniu  $M-1$  częstotliwości  $s f_m$  i  $M-1$  częstotliwości  $n f_m$  na wykresach częstotliwościowych dystrybuant energetycznych  $\theta_s$  i  $\theta_n$  wszystkie pozostałe czynności rachunkowe wynikające z równości (9) można zaprogramować na programowanym kalkulatorze.



Tablica 2

Wartości  $A^2$  w przypadku  $M = 20$ 

$x$	$m$	$\tau_{s f_m}$	$A^2(s f_m)$	$\tau_{n f_m}$	$A^2(n f_m)$
0,05	1	0,03	0,999101	0,8	0,609756
0,10	2	0,06	0,996413	1,6	0,280899
0,15	3	0,09	0,991965	2,4	0,147929
0,20	4	0,11	0,988045	3,2	0,088968
0,25	5	0,14	0,980777	4,1	0,056148
0,30	6	0,16	0,975039	5,1	0,037023
0,35	7	0,19	0,965158	6,1	0,026171
0,40	8	0,21	0,957763	7,3	0,018420
0,45	9	0,24	0,945537	8,5	0,013652
0,50	10	0,27	0,932053	10,0	0,009901
0,55	11	0,30	0,917431	11,7	0,007252
0,60	12	0,34	0,896379	13,8	0,005224
0,65	13	0,38	0,873820	16,3	0,003750
0,70	14	0,42	0,850051	19,6	0,002596
0,75	15	0,47	0,819068	24,1	0,001719
0,80	16	0,54	0,774234	30,8	0,001053
0,85	17	0,65	0,702988	41,7	0,000575
0,90	18	0,86	0,574845	63,1	0,000251
0,95	19	1,82	0,231889	127,1	0,000062

Największe błędy popełniamy w tej metodzie przy wyznaczaniu na podstawie wykresów częstotliwościowych dystrybuant energetycznych  $\theta_s$  i  $\theta_n$  częstotliwości  $s f_m$  i  $n f_m$ ,  $m \in \{1, 2, \dots, M-1\}$ , a następnie przy wyznaczaniu na podstawie wykresu funkcji  $A^2$  wartości  $A^2(s f_m)$  i  $A^2(n f_m)$ . Są to oczywiste konsekwencje wykorzystywania wyników otrzymanych eksperymentalnie. Jediną praktycznie możliwą metodą kompensacji tych błędów jest wybieranie stosunkowo dużej liczby  $M$ , co nie stanowi istotnego utrudnienia przy prowadzeniu obliczeń na programowanym kalkulatorze.

## WYKAZ LITERATURY

1. Berezin I. S., Żidkow N. P.: Metody wycislenij. T. 1, Izdatielstwo Nauka, 1966.
2. Courant R.: Differential and Integral Calculus. Tłumaczenie rosyjskie. Izdatielstwo Nauka, 1967.
3. Dymowski S.: Częstotliwościowa dystrybuanta energetyczna przypadkowego sygnału dyskretnego. Archiwum Elektrotechniki, T. XXX, z 4, 1981.
4. Dymowski S.: Układy liniowe poprawiające stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń. Prace Instytutu Łączności, Nr 91.
5. Fichtenholz G. M.: Rachunek różniczkowy i całkowy. T. 2. Państwowe Wydawnictwo Naukowe, 1965.
6. Hamming R. W.: Numerical Methods for Scientists and Engineers. McGraw-Hill, 1962.
7. Kryłow W. I.: Priblizhennoje wycislenije integralow. Izdatielstwo Nauka, 1967.



*Станислав Дымовски*

ПРОСТОЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОБОЗНАЧАЮЩЕГО  
УЛУЧШЕНИЕ ОТНОШЕНИЯ ПОЛЕЗНЫЙ СИГНАЛ ПОМЕХА С ПОМОЩЬЮ  
ЛИНЕЙНОГО ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА

Резюме

В статье предложено простой метод определения коэффициента  $\lambda$ , соответствующего улучшению относительных значений полезных сигналов и помех, путем применения линейного четырехполюсника. Приблизительная ровность (9) позволяет определить значения  $\lambda^2$  на основании уравнения (1) и экспериментально измеряемых функций  $A$ ,  $\Phi_s$  и  $\Phi_n$ .

*Stanislaw Dymowski*

SIMPLE METHOD OF DETERMINING THE COEFFICIENT OF A SIGNAL TO NOISE  
RATIO IMPROVEMENT BY A LINEAR FOUR-TERMINAL NETWORK

Summary

In the paper a simple method of determining the coefficient  $\lambda$ , of signal to noise ratio improvement by a linear four-terminal network, has been proposed.

The approximate equation (9) enables to determine a value of  $\lambda^2$ , defined by the equation (1) on the grounds of experimentally measured values of functions  $A$ ,  $\Phi_s$  and  $\Phi_n$ .

*Stanislaw Dymowski*

SIMPLE MÉTHODE DE DÉTERMINER LE COEFFICIENT D'AMÉLIORATION DU  
RAPPORT SIGNAL UTILE SUR BRUIT PAR UN QUADRIPOLE LINÉAIRE

Résumé

Dans l'article on a proposé une simple méthode de définir le coefficient  $\lambda$ , correspondant l'amélioration du rapport signal utile sur bruit au moyen d'un quadripole linéaire.

L'égalité approximative de l'équation (9) permet de fixer les valeurs  $\lambda^2$ , résultant de l'équation (1) à la base des valeurs expérimentalement mesurées, fonctions  $A$ ,  $\Phi_s$  et  $\Phi_n$ .

*Stanislaw Dymowski*

EINFACHE BERECHNUNGSMETHODE DES VERBESSERUNGSKOEFFIZIENTEN  
DES NUTZSIGNAL/STÖRUNG-VERHÄLTNISSES DURCH LINEAREN VIERPOL

Zusammenfassung

In der Arbeit wurde die einfache Berechnungsmethode des Verbesserungskoeffizienten  $\lambda$  des Nutzsinal/Störung-Verhältnisses durch linearen Vierpol vorgeschlagen.

Ungefähre Gleichheit (9) ermöglicht die Berechnung des durch Gleichheit (1) definierten  $\lambda^2$ -Wertes auf Grund der experimentell gemessenen Funktionen  $A$ ,  $\Phi_s$ , und  $\Phi_n$ .

## APERIODYCZNY WZMACNIACZ TRANZYSTOROWY DUŻEJ MOCY KLASY $D_{ap}$

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 5.IV.1984 r.

W artykule przedstawiono nowe rozwiązania wzmacniacza tranzystorowego dużej mocy, utworzonego z szeregu aperiodycznych wzmacniaczy modułowych klasy  $D_{ap}$ . Wyjściowe prostokątne przebiegi napięciowe ze wzmacniaczy modułowych są sumowane syngazowo i wykorzystywane do pobudzenia drgań w wspólnym szeregowym obwodzie rezonansowym, znajdującym się na wyjściu całego układu. Podano także metodę projektowania i obliczania takich wzmacniaczy. Zostały również przedyskutowane zagadnienia dotyczące: poprawnego sterowania wzmacniaczy kluczowanych, sposobów sumowania mocy wyjściowej wzmacniaczy modułowych oraz realizacji modulacji amplitudowej w opisywanym układzie.

### 1. WPROWADZENIE

Zgodnie z planem rozdziału kanałów częstotliwościowych, przyjętym na Regionalnej Administracyjnej Konferencji Radiofonii Długo- i Średniofalowej (Region 1 i 2, Genewa 1975), administracja łączności PRL złożyła zgłoszenie na ok. 90 stacji radiofonicznych małej mocy (1 kW fali nośnej), które mają pracować na jej terytorium na wspólnie użytkowanych w Europie trzech międzynarodowych kanałach fal średnich, a mianowicie: A — 1485 kHz, B — 1584 kHz oraz C — 1602 kHz.

Przystępując w naszym kraju do realizacji sieci takich stacji, zespół planujący i nadzorujący eksploatację tych urządzeń wysunął dezyderat, że powinny tu znaleźć zastosowanie nadajniki całkowicie tranzystorowe. Urządzenia te mogą pracować bezawaryjnie znacznie dłużej aniżeli oparte na tradycyjnych układach lampowych i wobec tego dobrze nadają się do w pełni bezobsługowej pracy przy sterowaniu zdalnym, co ze względów ekonomicznych jest szczególnie istotne.

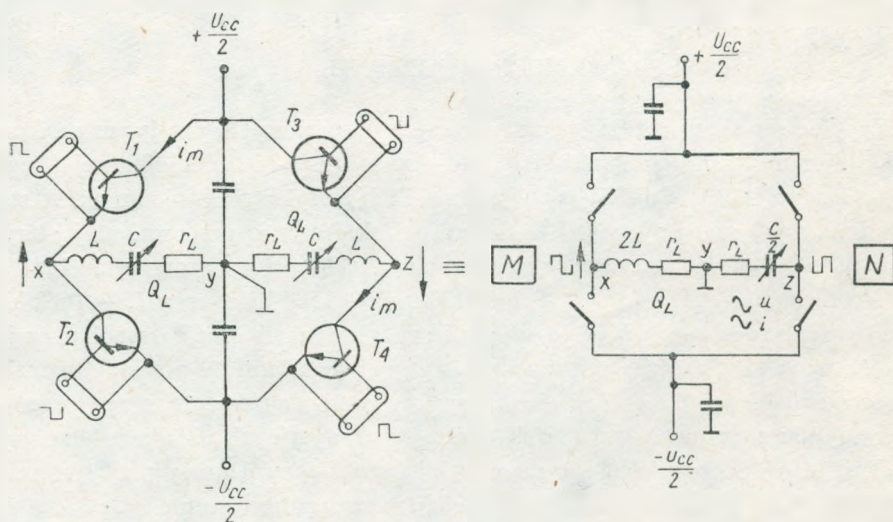
Analizując w Instytucie Łączności wymagania techniczne, wpływające z powyższych dezyderatów, opracowano rozwiązanie, które może pozwolić na realizację urządzeń nadawczych spełniających te wymagania w znacznym stopniu.

### 2. KONCEPCJA ROZWIĄZANIA

Na podstawie wcześniejszej publikacji [15] oraz przeprowadzonej tam dyskusji potwierdzono, że w całkowicie tranzystorowych układach, a zwłaszcza przy dużych mocach wyjściowych sięgających rzędu pojedynczych kilowatów, ze względów

technologicznych i stąd wynikających ograniczeń występujących dotąd przy produkcji tranzystorów nadawczych, nadal zmuszeni jesteśmy stosować układy sumowania mocy z co najmniej kilku wzmacniaczy składowych. W praktyce produkcyjnej dogodnie jest projektować takie rozwiązania z wykorzystaniem konstrukcyjnie identycznych wzmacniaczy składowych, które nawzajem mogą sobie zastępować i wobec tego często nazywa się je wzmacniaczami modułowymi. Ze zrozumiałych względów dąży się do zredukowania liczby tych wzmacniaczy modułowych, a można to osiągnąć poprzez podnoszenie ich mocy jednostkowej. Uwzględniając powyższe rozumowanie w Instytucie Łączności opracowano zarówno nowy koncepcyjnie wzmacniacz modułowy, jak i współpracujące w nim układy sumowania mocy wyjściowej.

Dążąc do uzyskania wysokiej sprawności energetycznej całego urządzenia, co zawsze jest pożądane przy projektowaniu wzmacniaczy modułowych zdecydowano się na wykorzystanie układów pracujących z komutacją napięcia w klasie D. Celem maksymalnego podniesienia mocy jednostkowej użyto w każdym ze wzmacniaczy modułowych, dotąd rzadko w technice nadawczej stosowany, czterotranzystorowy układ mostkowy, którego uproszczony szkic jest pokazany na rys. 1.



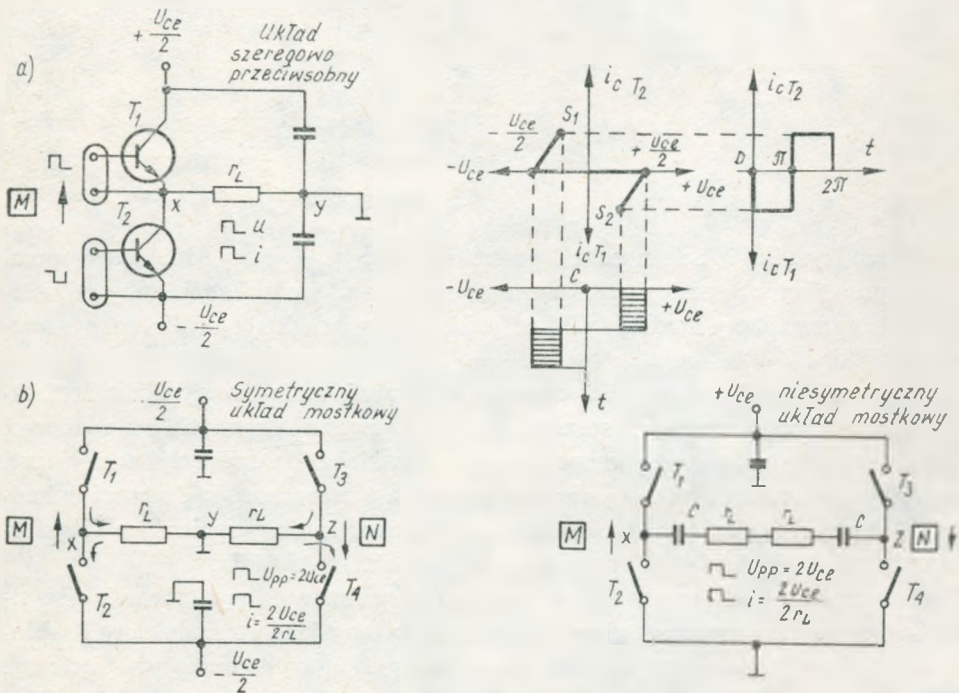
Rys. 1. Rezonansowy wzmacniacz mostkowy klasy  $D_{wcc}$  w czterokluczowym układzie symetrycznym z komutacją napięciową i sterowaniem w przeciwfazie

Łatwo zauważyć, że układ mostkowy można rozpatrywać jako dwa typowe dwukluczowe wzmacniacze składowe, oznaczone na rys. 1 literami  $M$  i  $N$ , które są utworzone przez dwie pary tranzystorów  $T_1/T_2$  oraz  $T_3/T_4$ , pracujące z komutacją napięciową przy sterowaniu w przeciwfazie tak, aby na wspólnej rezystancji obciążenia  $2r_L$  występowała suma obu przebiegów napięciowych. Wszystkie cztery tranzystory mostka są sterowane w bazach cyklicznie powtarzającym się przebiegiem w.cz.



o kształcie dobranym tak, by doprowadzać do wymaganego stopnia nasycenia tranzystory kluczujące w czasie ich przewodzenia.

Układ pojedynczego wzmacniacza modułowego, który współpracuje z analogicznymi wzmacniaczami całości zespołu nadajnika można uprościć, opuszczając indywidualny szeregowy obwód rezonansowy. Na zaciskach wyjściowych wzmacniacza modułowego pozostanie wówczas jedynie rezystancja obciążenia  $2r_L$ . W ten sposób układ kluczowanego wzmacniacza mostkowego stał się aperiodyczny, a na jego zaciskach obciążenia będzie występował prostokątny przebieg napięciowy, komutowany z częstotliwością sterowania tranzystorów kluczujących. Na rys. 2a

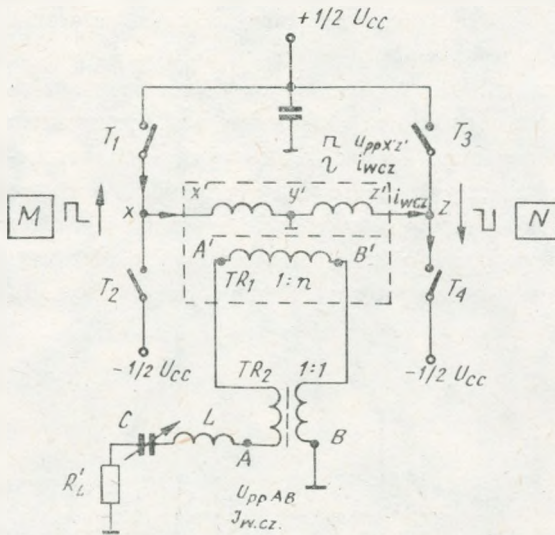


Rys. 2. Dwukluczowy aperiodyczny wzmacniacz składowy klasy  $D_{ap}$  z komutacją napięciową  
 a) symetryczny, b) niesymetryczny układ mostkowego wzmacniacza klasy  $D_{ap}$

przedstawiono taki aperiodyczny układ kluczowanego wzmacniacza składowego, a klasę, w jakiej on pracuje, autor proponuje oznaczyć skrótem  $D_{ap}$ . Rys. 2b uwiadczenia układy mostkowe takich aperiodycznych wzmacniaczy zróżnicowane pod względem sposobu zasilania kolektorów.

Dla dopasowania opisywanych wzmacniaczy modułowych do określonego obciążenia, ze względu na układ mostkowy zastosowano symetryczne, szerokopasmowe transformatory o podwyższającej przekładni napięciowej oraz również szerokopasmowy transformator rewersyjny. Dzięki temu uzyskuje się przejście z układu symetrycznego na niesymetryczny układ wyjściowy, który może być uziemiony jednym





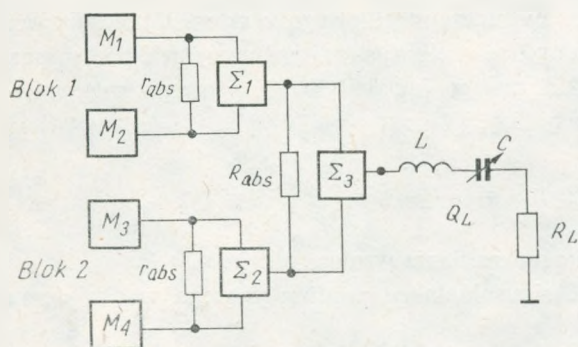
Rys. 3. Aperiodyczny wzmacniacz mostkowy, klasy  $D_{ap}$ , w symetrycznym układzie i jednoimiennym zasilaniu, pracujący z sumowaniem mocy z dwóch dwukluczowych wzmacniaczy składowych  $M$  i  $N$  sterowanych w przeciwfazie. Wzmacniacz na wyjściu obciążony jest szeregowym obwodem rezonansowym  $LCR'_L$  z wykorzystaniem transformatorów  $TR_1$  oraz  $TR_2$  dla dopasowania impedancji

biegunem (rys. 3). W zależności od potrzebnej mocy wyjściowej nadajnika wspomniane prostokątne przebiegi napięciowe są sumowane z określonej liczby poszczególnych wzmacniaczy modułowych, oczywiście również w układach szerokopasmowych.

Warunek szerokopasmowości omawianych transformatorów wynika z konieczności niezniekształconego przenoszenia przebiegów prostokątnych, co jak wiadomo, jest związane z poprawnym przenoszeniem co najmniej aż do dziesiątej harmonicznej przebiegu podstawowego. Opisywane wzmacniacze przeznaczone są do pracy w średniofalowym, radiofonicznym zakresie częstotliwości, zatem wspomniane transformatory powinny poprawnie przenosić pasmo do ok. 10–15 MHz.

Cały zespół wzmacniaczy modułowych, przy synfazowym wysterowaniu wszystkich wzmacniaczy mostkowych może być traktowany jako rozbudowany i wielotranzystorowy, aperiodyczny wzmacniacz klasy  $D_{ap}$ , o komutacji napięciowej. Na zaciskach wyjściowych tego układu utworzonego z zespołu wzmacniaczy modułowych występuje sumowany przebieg prostokątny, odpowiadający łącznej mocy wszystkich wzmacniaczy. Przebieg ten, podobnie jak w typowych kluczowanych napięciowo wzmacniaczach klasy  $D_{wcz}$  [16], jest wykorzystywany do pobudzenia drgań własnych w dostrojonym do częstotliwości komutacji i włączonym na wyjściu, wspólnym szeregowym obwodzie rezonansowym o wymaganej przy obciążeniu użytkowym dobroci  $Q_L \approx 10$  (rys. 4). W ten sposób wielotranzystorowy zespół wzmacniaczy modułowych staje się jednym wzmacniaczem rezonansowym dużej mocy [19]. W związku z tym we wszystkich aperiodycznych wzmacniaczach modułowych przebiegi prądu w.c., jako wymuszone przez wyjściowy obwód rezonansowy, mają w odróżnieniu od przebiegów napięciowych, kształt sinusoidalny.

Amplituda sinusoidalnego przebiegu napięcia, występująca dopiero w układzie



Rys. 4. Układ wielomodułowego wzmacniacza aperiodycznego klasy  $D_{ap}$  z kaskadowym sumowaniem mocy wyjściowej z poszczególnych par mostkowych wzmacniaczy modułowych  $M_1, M_2, M_3$  i  $M_4$  z wykorzystaniem układów hybrydowych  $\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3$ .  $R_{abs}$  oraz  $r_{abs}$  są to rezystory absorbcyjne nierównowagi poszczególnych par wzmacniaczy

na rezystancji obciążenia  $R_L$  szeregowego obwodu rezonansowego, w przedstawionym typie kluczowanego wzmacniacza, praktycznie może być uważana za stałą i prawie niezależną od wartości obciążenia. Natomiast wartość amplitudy prądu  $I_{wcz}$ , płynącego w tym szeregowym obwodzie drgań, jest zdeterminowana wartością wspomnianego obciążenia  $R_L$  i oczywiście wartością sumarycznej amplitudy napięcia w.cz. Najwyższa dopuszczalna wartość prądu  $I_{wcz \max}$  jest ograniczona w zespole danymi katalogowymi producenta kluczujących tranzystorów.

Opisane tu właściwości rozpatrywanego, wielotranzystorowego wzmacniacza pozwalają uważać go za typowe źródło napięciowe.

Zastosowanie aperiodycznych wzmacniaczy modułowych oraz szerokopasmowych układów sumowania pozwoliło znacznie zredukować liczbę strojonych obwodów rezonansowych w wielotranzystorowym układzie wzmacniacza rezonansowego dużej mocy nadajnika. Dzięki temu powstało istotne uproszczenie w stosunku do dotąd stosowanych rozwiązań tradycyjnych, co w znacznym stopniu ułatwia obsługę. Zwłaszcza przy zmianie częstotliwości roboczej w sposób zasadniczy postępowanie to redukuje liczbę elementów wymagających regulacji. Aby przestroić układ na nową częstotliwość roboczą, wystarcza (we współczesnym i również szerokopasmowym generatorze sterującym komutacją) przełączyć odpowiedni piezoelektryczny stabilizator częstotliwości oraz dostroić wspólne dla wszystkich wzmacniaczy modułowych elementy wyjściowego obwodu rezonansowego całości.

### 3. MODUŁOWY WZMACNIACZ MOSTKOWY

Jak wynika z opisu koncepcji rozwiązania, przy sumowaniu mocy wyjściowej wielu aperiodycznych wzmacniaczy modułowych, na wyjściu zespołu uzyskuje się prostokątny przebieg napięciowy, który pobudza do drgań jeden wspólny szeregowy obwód rezonansowy, wymuszający sinusoidalny przebieg prądu. W związku z tym, każdy opisywany aperiodyczny wzmacniacz modułowy, pracujący w układzie mostkowym klasy  $D_{ap}$ , należy zdefiniować jako wzmacniacz o komutacji napięciowej i sinusoidalnym przebiegu prądu. Jego zasadniczy układ przedstawiony jest w maksymalnym uproszczeniu na rys. 3.

Moc wyjściową modułowego wzmacniacza mostkowego, o czterech kluczujących tranzystorach, przy zaniedbaniu na ogół niewielkich strat, można wyrazić podwójną zależnością, wyprowadzoną dla klasycznego już dziś dwukluczowego szeregowo-przeciwsobnego wzmacniacza klasy  $D_{wcz}$  [14]:

$$P_{wcz} = \frac{2u_{cc}}{T} \int_0^{T/2} i_m \sin \omega t dt = \frac{2u_{cc} i_m}{\pi} = 0,4 \frac{u_{cc}^2}{r_L} = 2u_{cc} i_{cc} \quad (1)$$

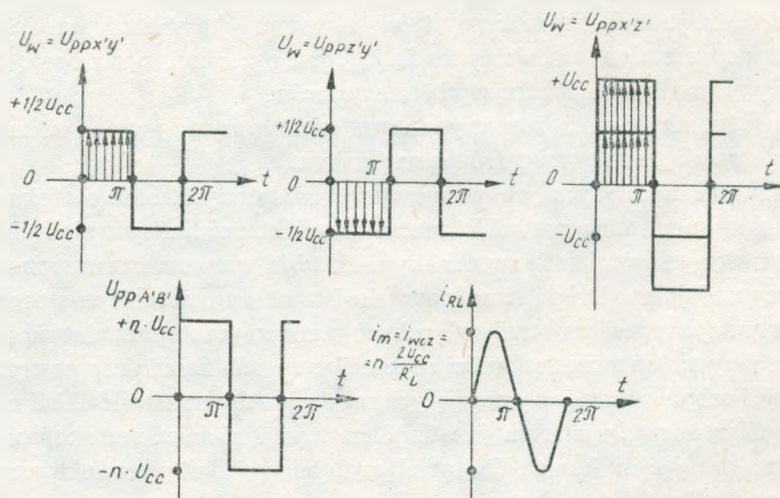
gdzie  $u_{cc}$ ,  $i_{cc}$  – kolejno napięcie i prąd zasilania wzmacniacza,

$i_m = i_{wcz}$  – szczytowa wartość sinusoidalnego prądu płynącego w obciążeniu

$$2r_L = r'_L$$

$r_L$  – obciążenie każdego z dwutranzystorowych wzmacniaczy składowych mostka.

Przebieg napięć i prądów mostkowego wzmacniacza w układzie z rys. 3 przedstawionych w funkcji czasu, bez uwzględnienia strat, pokazano na rys. 5.



Rys. 5. Wzajemna korelacja przebiegów komutacji napięciowej w dwukluczowych wzmacniaczach składowych  $M$  i  $N$  oraz we wzmacniaczu mostkowym z rys. 3 przy sterowaniu w przeciwfazie

Wskutek kluczowania w przeciwfazie obu dwukluczowych wzmacniaczy składowych na przekątnej  $x - z$  mostka, a tym samym na zaciskach wejściowych  $x'z'$  transformatora  $TR_1$ , występuje napięcie o przebiegu prostokątnym i wartości międzyszczytowej  $u_{ppx'z'} = 2u_{cc}$ . Prąd obciążenia  $i_{wcz}$  o przebiegu sinusoidalnym zależy od rezystancji  $r'_L$  i łatwo może być określony z zależności:

$$i_{wcz} = i_m = \frac{u_{pp} x'z'}{r'_L} = \frac{2u_{cc}}{r'_L} = \frac{u_{cc}}{r_L} \quad (2)$$

Szerokopasmowe właściwości transformatora dopasowującego powodują, że napięcie wyjściowe na zaciskach  $A'B'$  ma również z dużym przybliżeniem przebieg



podobny do prostokątnego. Wartość międzyszczytowa tego napięcia  $U_{ppA'B'}$  oraz wartość wyjściowej amplitudy prądu w.cz. oczywiście uzależnione są od przekładni transformatora dopasowującego  $TR_1$ .

Należy zauważyć, że zarówno komutowane prostokątne napięcie wejściowe  $u_{ppx'z'}$ , jak i wyjściowe  $U_{ppA'B'}$  są symetryczne względem punktu zerowego układu wzmacniacza. Dopiero za rewersyjnym transformatorem  $TR_2$  możliwe jest uziemienie zacisku  $B$  bez powodowania zakłóceń w pracy wzmacniacza i napięcie  $U_{ppAB}$  staje się niesymetryczne, co pozwala na dogodne wykorzystywanie go w dalszych częściach całości zespołu.

Operację dopasowania optymalnej wartości obciążenia czynnego elementu kluczującego do zwykle znacznie różniącej się rezystancji dynamicznej  $R'_L$ , wspólnego obwodu rezonansowego całego układu, musi zapewnić odpowiednia przekładnia transformatora  $TR_1$  oraz w kaskadzie z nim współpracujące układy sumowania.

Jak już było powiedziane poprzednio, transformatory  $TR_1$  i  $TR_2$ , ze względu na przenoszenie impulsów prostokątnego napięcia, muszą odznaczać się wymaganą szerokopasmowością. Natomiast transformatory w.cz. wykonane tradycyjnie, głównie ze względu na pojemność międzyzwojową i rozproszone indukcyjności odznaczają się wąskim pasmem przenoszenia i nie są w stanie sprostać postawionym tu wymaganiom.

Dopiero zastosowanie technologii tzw. „Transmission line transformers” – a więc transformatorów szerokopasmowych, o uzwojeniach utworzonych z jednokowych, krótkich odcinków linii transmisyjnej, umieszczonych na magnetowodach o wysokiej przenikalności i połączonych w taki sposób między sobą, aby uzyskać niezbędną przekładnię – umożliwiło osiągnięcie wymaganych parametrów elektrycznych. Dzięki wysokiej przenikalności zastosowanych magnetowodów, nawet przy bardzo krótkich  $\left(1 \ll \frac{1}{4} \lambda\right)$ , kilkunastocentymetrowych odcinkach kabla współosiowego, uzyskuje się wymaganą, na ogół dość znaczną indukcyjność zastępczą tych transformatorów. Również wskutek zastosowania linii transmisyjnej niweluje się szkodliwe indukcyjności i pojemności rozproszone, gdyż wchodzi one do stałych tworzących linię. Moc strat takich transformatorów leży nieomal w granicach błędu pomiarów, ponieważ rezystancje odcinków tworzących go linii, podobnie jak i straty w rdzeniach ferrytowych, przy stosowanych częstotliwościach roboczych są znikome.

W rezultacie, dzięki wykorzystaniu transformatorów opisanych tu w dużym skrócie (obszerniejsze informacje w [1,5–8,10–12]), stało się możliwe zrealizowanie szerokopasmowego wzmacniacza klasy  $D_{ap}$  o znormalizowanej impedancji wyjściowej  $|\hat{Z}| = 50 \Omega$ .

Impedancja charakterystyczna  $|\hat{Z}_0|$  linii transmisyjnej, zastosowanej do wykonania uzwojeń transformatorów zamkniętych na obu końcach dopasowanymi rezystan-



cyjami źródła i obciążenia, powinna być średnią geometryczną tych wielkości i spełniać zależność:

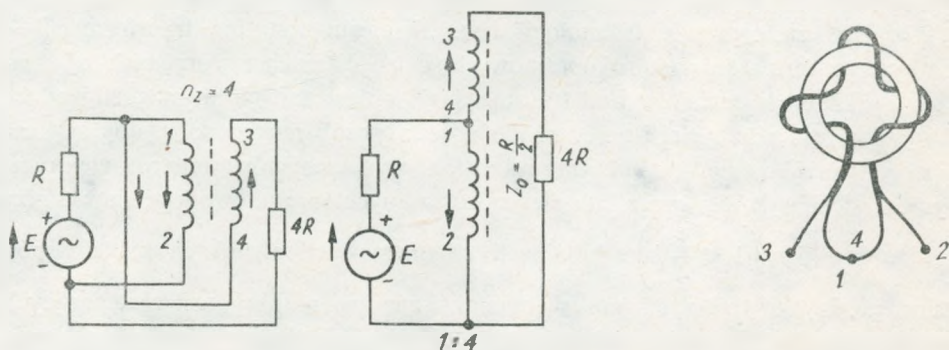
$$|\hat{Z}_0| = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{r_{wej} \cdot R_{wyj}} = r_{źródła} \cdot n_u = r'_L \cdot n_u \quad (3)$$

gdzie  $n_u$  – wymagana przekładnia napięciowa ( $n$  – liczba całkowita),  
 $r'_L$  – rezystancja obciążenia wzmacniacza mostkowego.

Z wyrażenia tego wynika ścisła zależność impedancji charakterystycznej  $|\hat{Z}_0|$  linii użytej do budowy transformatora od jego impedancji wejściowej i wyjściowej. Oznacza to, że stosunek transformowanych impedancji nie może być dowolny, ale zależy od impedancji linii zastosowanej przez konstruktora.

Przekładnia transformatora ma zapewnić wymagany wysoki stopień transformacji, na ogół bardzo małej optymalnej rezystancji obciążenia wzmacniacza klasy  $D_{ap}$ , do znormalizowanej użytkowej wartości (np.  $R'_L = 50 \Omega$ ) impedancji wyjściowej układu wzmacniacza modułowego.

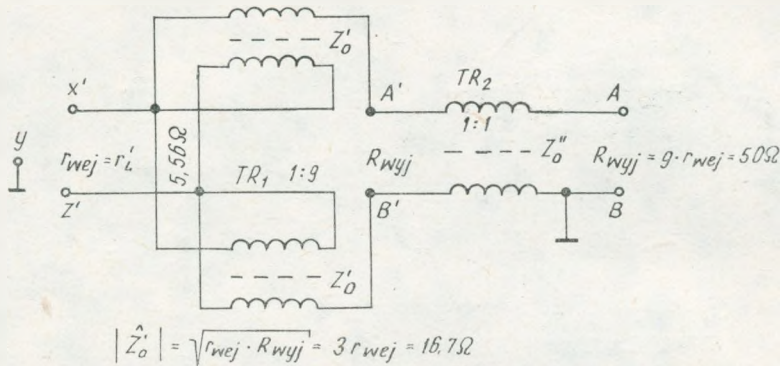
Opisane szerokopasmowe transformatory, z reguły, od strony wejścia są utworzone z kilku równolegle połączonych linii transmisyjnych, których wyjścia, na odwrót są połączone szeregowo między sobą. Układ takiego transformatora oraz jego budowa przy przekładni napięciowej  $n_u = 2$ , a zatem przekładni impedancji  $n_z = 4$ , przedstawiono na rys. 6. Konstrukcyjnie, przy mniejszych mocach, dla budowy szeroko-



Rys. 6. Układ szerokopasmowego transformatora o przekładni impedancji  $n_z = 4$  przedstawiony w wersji tradycyjnej oraz ilustrujący zasadę budowy z wykorzystaniem linii transmisyjnej oraz szkieletu realizację na ferrytowym rdzeniu pierścieniowym

kopasmowych transformatorów dogodnie jest stosować pierścieniowe rdzenie ferrytowe. Przy dużych mocach przenoszonych, gdy niezbędne są większe przekroje rdzeni, zwykle nie wystarczają już pierścienie ferrytowe i transformatory należy realizować w innym układzie.

Na rys. 7 przedstawiono układ elektryczny i cały zestaw transformatorów: dopasowującego  $TR_1$ , o przekładni  $n_z = 9$ , oraz rewersyjnego  $TR_2$ , o przekładni 1:1, dla modułowego wzmacniacza mostkowego o mocy wyjściowej  $P_{wcz} = 600$  W. Moc ta jest uzyskiwana z czterech tranzystorów kluczujących typu BLX 15 Philipsa.



Rys. 7. Zestaw transformatorów szerokopasmowych,  $TR_1$  dopasowującego o przekładni  $n_z = 9$  oraz przejściowego  $TR_2$  o przekładni  $n_z = 1$ , dla modułowego wzmacniacza mostkowego w układzie symetrycznym

Jak z tego rysunku widać, jest to modyfikacja układu transformatorów  $TR$ , dostosowana do obciążenia symetrycznego na wejściu. Realizuje się ją na dwóch magnetowodach utworzonych z cienkich ferrytowych rdzeni walcowych i nasuniętych na nie licznych zewnętrznych rdzeni pierścieniowych, co zapewnia wymagany przekrój. W centralnym otworze tak zbudowanego rdzenia ferromagnetycznego umieszcza się wiązkę trzech współosiowych kabli połączonych równolegle o impedancji charakterystycznej  $|\hat{Z}_0| = 50 \Omega$  każdy, co zapewnia wypadkową impedancję charakterystyczną transformatora  $|\hat{Z}'_0| = \frac{50}{3} = 16,7 \Omega$ . Rezystancja od strony wejścia w tym transformatorze wynosi zatem

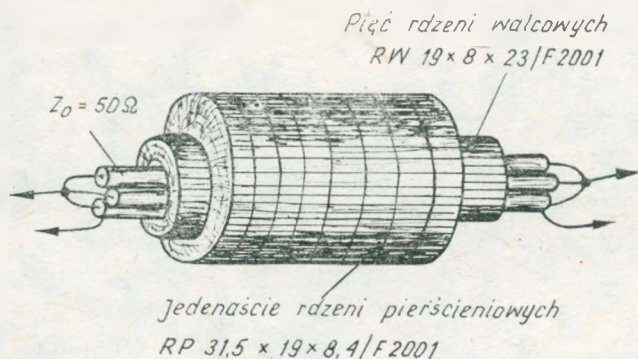
$$r'_L = \frac{|\hat{Z}'_0|}{3} = \frac{16,7}{3} = 5,56 \Omega$$

a na wyjściu odpowiednio  $R'_L = 3(3r'_L) = 50 \Omega$ , co odpowiada impedancji charakterystycznej pojedynczego kabla współosiowego użytego w konstrukcji.

Rewersyjny transformator  $TR_2$  może być wykonany w postaci toroidalnego pierścienia ferrytowego o uzwojeniu stanowiącym krótki odcinek kablowej linii transmisyjnej. Włączenie tego transformatora pozwala na bezodbiowe przejście z symetrycznego mostka na uziemiony jednym biegunem układ wyjściowy. Ponieważ wartość przekładni takiego układu wynosi 1:1, więc wartość impedancji obciążenia wzmacniacza modułowego pozostaje bez zmian.

Szkic rozwiązania konstrukcyjnego dla symetrycznego wzmacniacza mostkowego przedstawiono na rys. 8.

Układ omawianego mostkowego wzmacniacza modułowego klasy  $D_{ap}$ , ze względu na symetrię względem punktu uziemionego, należy zasilac różnobiegunowo z dwóch stabilizowanych źródeł napięcia  $\pm \frac{u_{cc}}{2}$ . Dzięki takiemu symetrycznemu



Rys. 8. Szkic rozwiązania konstrukcyjnego jednego z transformatorów dopasowujących, wchodzącego do symetrycznego zestawu  $TR_1$  wzmacniacza dużej mocy

zasilaniu unika się również konieczności stosowania kondensatorów izolujących w przekątnej mostka. Oba źródła zasilające są połączone między sobą szeregowo i uziemione symetrycznie w punkcie połączenia, co ułatwia ich budowę, gdyż unika się konieczności stosowania wysokonapięciowych stabilizowanych źródeł zasilania, które trudno jest zrealizować z dostępnych elementów standardowych.

Uproszczone układy wzmacniacza modułowego przy różnobiegunowym, symetrycznym zasilaniu mostka, zestawione dla porównania z niesymetrycznym rozwiązaniem jednobiegunowego zasilania, interesującym np. przy modulacji amplitudowej, pokazano na rys. 9. Układ mostkowy trzeba w tym przypadku zastąpić hybrydową sumą dwóch szeregowo-przeciwsobnych wzmacniaczy klasy  $D_{ap}$  pracujących również w przeciwfazie, ale o jednym biegunie uziemionym każdy.

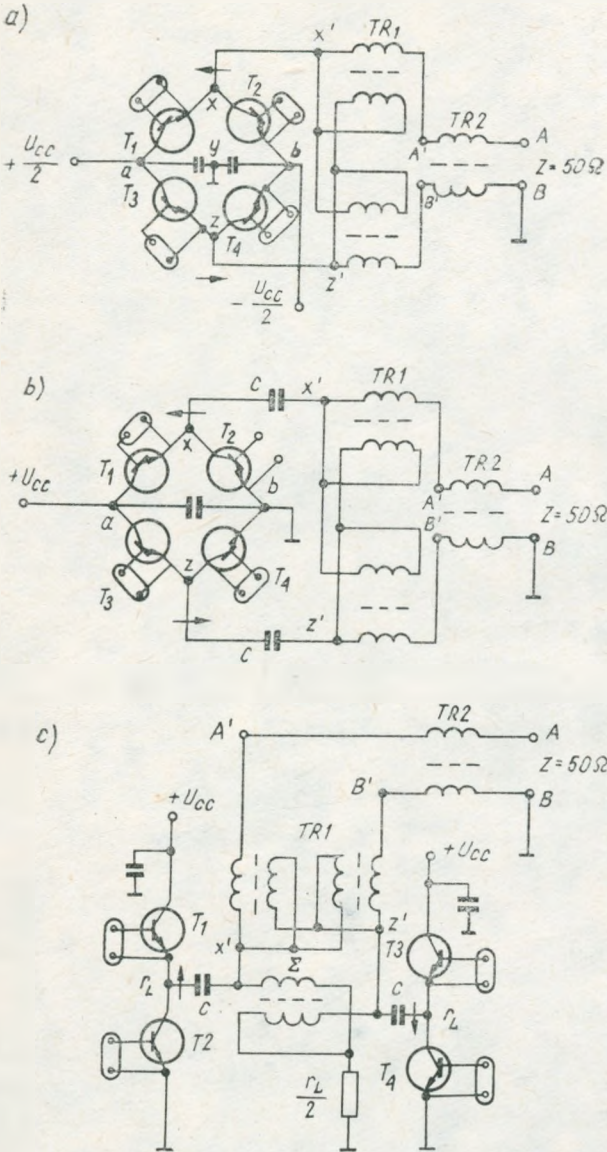
Jak wiadomo [15], chwilowe napięcia występujące na zaciskach czynnych elementów kluczujących w czasie ich kolejnego odcięcia, osiągają co najwyżej wartość pełnego napięcia zasilania mostka  $u_{cc}$ . W związku z tym, stosowane we wzmacniaczach tranzystory mogą pracować przy zasilaniu obwodów kolektora blisko dwukrotną wartością napięcia w porównaniu do zalecanego w katalogach producentów. Wynika to z faktu, że dane tam zawarte zwykle odnoszą się do wykorzystywania tych tranzystorów w typowych rezonansowych wzmacniaczach klasy  $B$  lub  $C$ , gdzie chwilowe napięcia na elementach czynnych są blisko dwukrotnie wyższe aniżeli zalecana wartość napięcia zasilania tych układów.

#### 4. SPOSÓB OBLICZANIA MODUŁOWEGO WZMACNIACZA MOSTKOWEGO KLASY $D_{ap}$

Jak już powiedziano, wzmacniacz mostkowy będzie rozpatrywany jako układ składający się z dwóch kluczowanych w przeciwfazie, szeregowo przeciwsobnych wzmacniaczy połączonych równolegle.

Sposób obliczania wzmacniacza dwukluczowego klasy  $D_{wcz}$ , zwłaszcza w założeniu upraszczającym, gdy pomija się wszystkie straty, był wielokrotnie publiko-



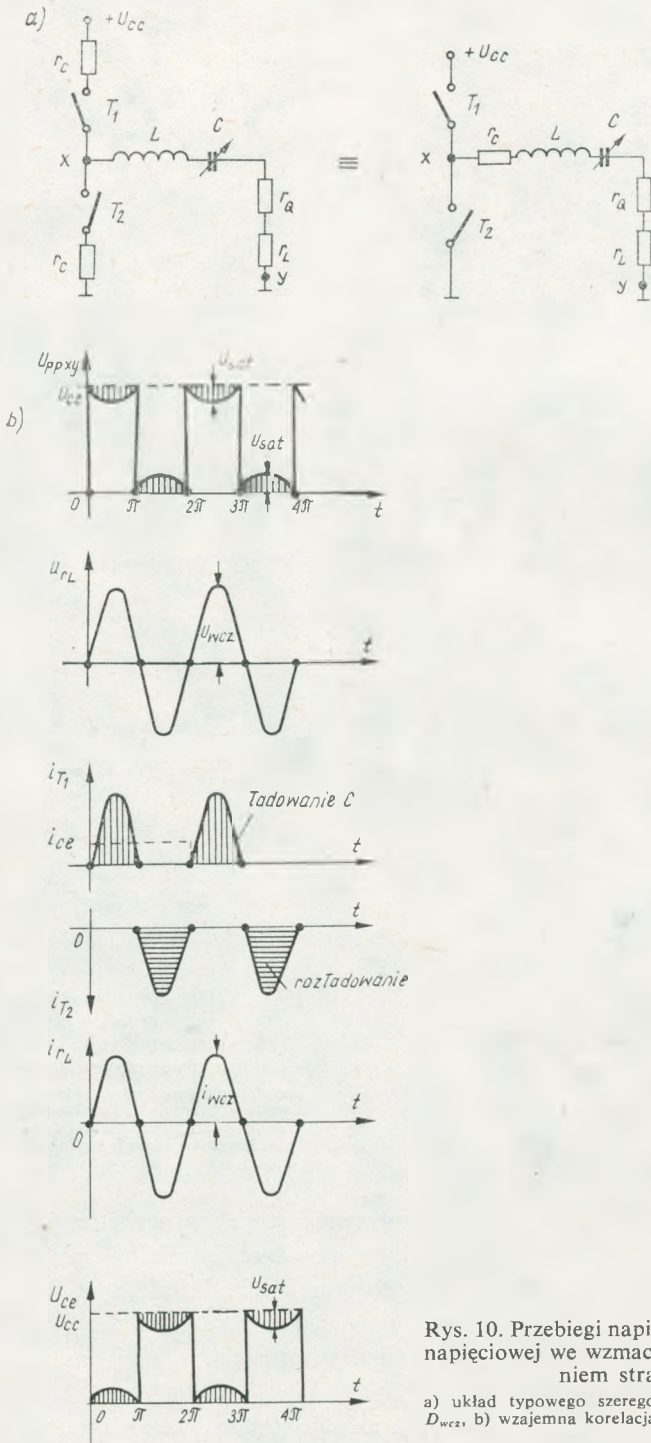


Rys. 9. Uproszczone układy całego wzmacniacza mostkowego zróżnicowane jedynie sposobem zasilania na: a) różnobiegunowy, b) jednobiegunowy, c) zestaw dwóch szeregowo-przeciwnych wzmacniaczy składowych mostka z hybrydowym sumowaniem mocy wyjściowe

wany [2, 3]. Przyjmowano wówczas, że wartość przewidywanych w nim strat jest na tyle mała, iż może być pominięta. W związku z tym sposób obliczania był bardzo uproszczony. Jak się niebawem okazało, powyższe uproszczenie dawało zgodność z pomiarami jedynie w układach laboratoryjnych przy małym poziomie mocy wyjściowej. Wraz ze wzrostem mocy rozbieżności pomiędzy uproszczonymi obliczeniami, a wynikami pomiarów szybko rosły.

Publikacje nowsze [4, 9, 14, 22] rozpatrują już układy wzmacniaczy klasy  $D_{wcz}$



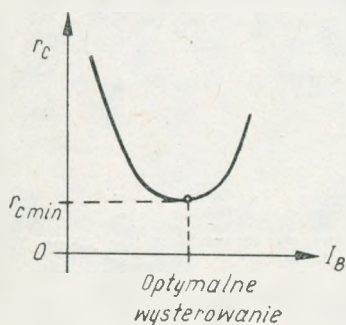


z uwzględnieniem strat powstających w kluczujących tranzystorach. W literaturze technicznej można spotkać rozmaite podejście do tego zagadnienia. Np. wielu autorów amerykańskich reprezentuje pogląd, że w tranzystorach kluczujących, na zaciskach kolektor – emiter, występuje prawie stały spadek napięcia i to niezależnie od wartości przepływającego prądu, natomiast przy kluczowanej pracy tranzystorów typu FET obserwuje się prawie stałą wartość rezystancji zastępczej strat. Autor niniejszej publikacji na podstawie licznych pomiarów laboratoryjnych przeprowadzonych na wielu układach wzmacniaczy klasy  $D_{wcz}$  przychyła się raczej do poglądu, że zwłaszcza przy dużych prądach, rzędu nawet kilkunastu amperów, tranzystory nadawcze przy kluczowaniu mogą być modelowane układem składającym się z idealnego klucza i szeregowej rezystancji zastępczej, której wartość uzależniona jest od stopnia wysterowania w bazie badanego elementu. Przyjęcie takiego założenia zapewniło najlepszą zgodność obliczeń z wynikami pomiarów w laboratorium.

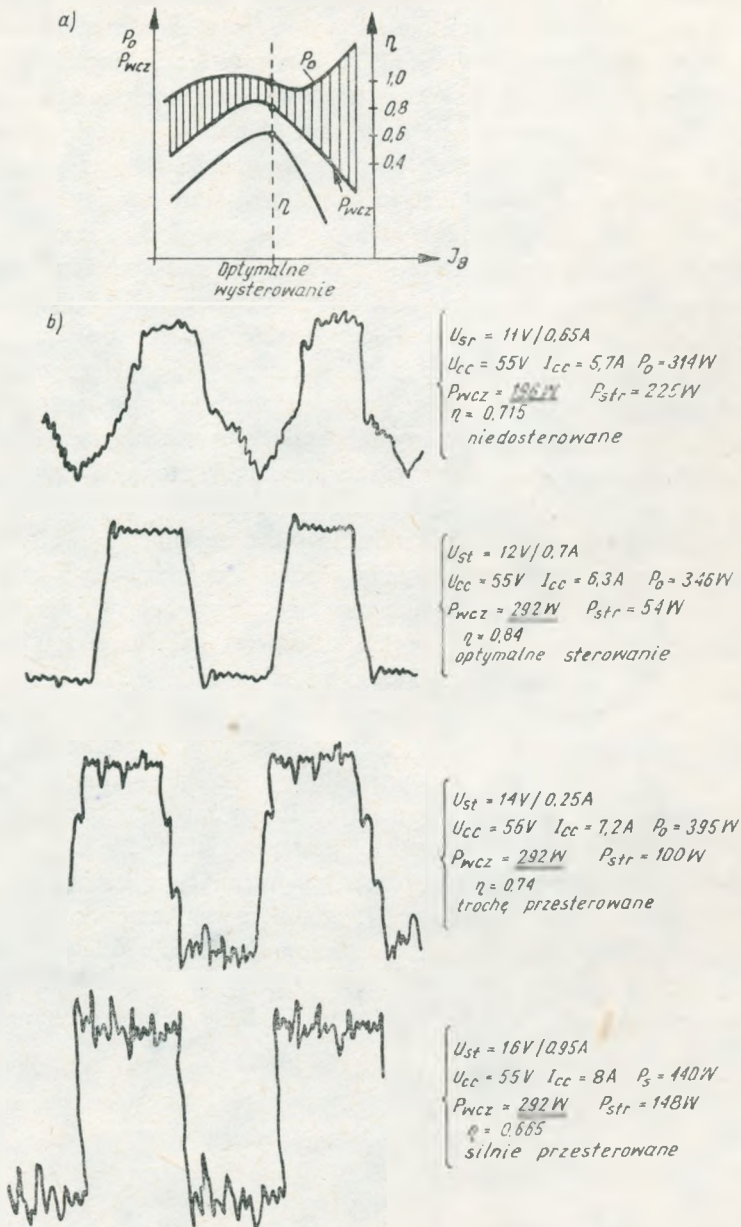
W związku z powyższym podstawowy układ takiego wzmacniacza, o interesującej nas komutacji napięciowej może być przedstawiony tak, jak to podaje rys. 10a, a występujące w nim przebiegi napięcia i prądu w.c.z., pokazuje rys. 10b.

Przy badaniu modeli wzmacniaczy mostkowych dużej mocy ujawniły się dalsze problemy. Stwierdzono, że zgodność wyników pomiarów laboratoryjnych z obliczeniami opartymi na założeniu, że podstawowe straty występują we wzmacniaczach klasy  $D_{ap}$  przy przewodzeniu kluczujących tranzystorów, jest słuszna tylko w ograniczonym zakresie ich wysterowania. Okazało się mianowicie, że wartość zastępczej rezystancji strat  $r_c$ , przedstawiona na schemacie rys. 10a, nie jest wielkością stałą dla określonego typu tranzystorów kluczujących, a w pewnym stopniu zależy od stanu ich nasycenia. Stan ten, niezbędny dla prawidłowego przebiegu komutacji, uzyskuje się wskutek odpowiedniego wysterowania tych tranzystorów w bazach.

Wspomniane zmiany wartości rezystancji zastępczej strat  $r_c$ , w układzie wzmacniacza klasy  $D$ , przyjętego wg rys. 10a, przebiegają w funkcji wysterowania w sposób charakterystyczny przedstawiony na rys. 11, zgodnie z wynikami licznych pomiarów autora. Jak z niego widać, dla określonego poziomu wartość  $r_c$  osiąga wyraźnie minimum. Oznacza to, że wzmacniacz kluczowany klasy  $D_{wcz}$  wysterowany do tego poziomu będzie pracował z optymalną sprawnością. Badając zachowanie wzmacnia-



Rys. 11. Przebieg zmian wartości rezystancji zastępczej strat  $r_c$  w funkcji stanu wysterowania wzmacniacza rezonansowego klasy  $D_{wcz}$



Rys. 12. Przebieg podstawowych parametrów wzmacniacza rezonansowego klasy  $D_{wcz}$  w funkcji stanuysterowania kluczujących tranzystorów

a) charakterystykaysterowania, b) przebiegi komutacji napięcia we wzmacniaczu mostkowym klasy  $D_{ap}$  dużej mocy, obserwowane na oscyloskopie przy zmianachysterowania



cza klasy  $D_{wcz}$  w funkcji wysterowania obserwuje się, poczynając od momentu wejścia tranzystorów w stan nasycenia, aż do określonego optimum, stopniowy wzrost mocy użytecznej i wzrost sprawności energetycznej. Przy dalszym wzroście wysterowania moc pobierana ze źródła nadal rośnie, a moc użyteczna najpierw powoli, a potem coraz szybciej maleje. Oznacza to, że po przekroczeniu optimum wysterowania wzmacniacz kluczowany zaczyna coraz wyraźniej pracować z pogarszającą się sprawnością energetyczną. Opisane tu przebiegi ilustruje rys. 12b.

Należy podkreślić, że w stanie przesterowania tranzystorów kluczujących, opisany tu wcześniej model układu, stanowiący podstawę do proponowanego sposobu prowadzenia obliczeń, przestaje obowiązywać. W związku z tym obliczenia wzmacniacza klasy  $D_{ap}$  należy przeprowadzać dla stanu optymalnego wysterowania, gdy wzmacniacz osiąga optimum sprawności, a o uzyskanych wynikach praktycznie decydują tylko straty występujące przy przewodzeniu prądu w tranzystorach kluczujących. Należy tu zwrócić uwagę, że w średniofalowym zakresie częstotliwości zwykle przy obliczeniach trzeba jeszcze uwzględnić straty powstające w obwodzie rezonansowym.

Po tym wstępie, przystępując do obliczeń, najpierw należy uściślić pojęcie „napięcia nasycenia”, oznaczonego we wzorach jako  $u_{sat}$ , pod którym rozumieć będziemy dynamiczną, a nie statyczną, wynikającą z charakterystyki  $i_c = f(u_{ce})$ , wartość spadku napięcia na zastępczej rezystancji strat  $r_c$  kluczującego tranzystora, w chwili jego przewodzenia, określone dla szczytu półsinusoidalnego impulsu prądu kolektora  $i_m = i_{wcz}$ . W związku z tym możemy napisać następującą zależność:

$$u_{sat} = i_m r_c = i_{wcz} r_c \quad (4)$$

Uwzględnienie strat przy przewodzeniu kluczującego tranzystora oczywiście powoduje obniżenie sprawności wzmacniacza klasy  $D_{wcz}$  z teoretycznej wartości  $\eta_T = 100\%$  do realnie występującej wartości  $\eta_e$ . Wobec powyższego zależność (4) można rozbudować o wyrażenie

$$u_{sat} = u_{wczT}(1 - \eta_e) = u_{cmin} \quad (4a)$$

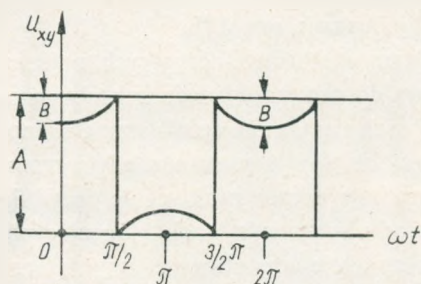
gdzie  $u_{sat}$  odpowiada najmniejszej chwilowej wartości napięcia na kolektorze przy pracy wzmacniacza.

Jak wiadomo, przy obliczeniach uproszczonych, gdy pominiemy występujące straty we wzmacniaczu, to zgodnie z trygonometrycznym szeregiem Fouriera funkcji prostokątnego napięcia o amplitudzie  $u_{cc}$  (występującego przy kluczowaniu z pominięciem strat), jego składowa sinusoidalna osiąga wartość

$$u_{wczT} = \frac{2}{\pi} u_{cc} \quad (5)$$

Przebieg napięcia nasycenia w funkcji czasu, jako iloraz prądu i zastępczej rezystancji strat, która dla określonego wysterowania jest wartością stałą, odwzorowuje swym kształtem impuls prądu kolektora i ma przebieg półsinusoidalny. Wobec tego napięcie komutowane, mierzone pomiędzy punktami  $x$  i  $y$  na przekątnej dwu-

kluczowego układu wzmacniacza (porównaj rys. 10a) będzie miało przebieg o kształcie fali prostokątnej z półsinusoidalnym wklęśnięciem, tak jak to przedstawia rys. 13. To wklęśnięcie, występujące każdorazowo przy przepływie półsinusoidalnego prądu, określone jako spadek napięcia na rezystancji zastępczej strat  $r_c$  tranzystora kluczującego, oznaczyliśmy jako  $u_{sat} = u_{cmin}$ .



Rys. 13. Przebieg kształtu fali prostokątnej o amplitudzie  $A$ , stanowiącej symulację przebiegu komutacji napięcia wzmacniacza klasy  $D_{wcz}$  z kosinusoidalnym wklęśnięciem o amplitudzie  $B$

Szereg Fouriera funkcji fali prostokątnej z wklęśnięciem może być po scałkowaniu współczynnika, dla wyrazu o pulsacji podstawowej, przedstawiony w następującej postaci:

$$F(\omega t) = \frac{A}{2} + \left( \frac{2A}{\pi} - B \right) \cos \omega t - \frac{2A}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2A}{5\pi} \cos 5\omega t \dots \quad (6)$$

Interesujący nas współczynnik przy wyrażeniu o pulsacji podstawowej pozwala na obliczenie zmniejszonej amplitudy napięcia w.cz., występującej na rezystancji obciążenia szeregowego obwodu drgań o dostatecznie dużym  $Q_L$ , z uwzględnieniem strat wynikłych z wklęśnięcia przebiegu kwadratowego. Wartość tej zmniejszonej amplitudy można również wyrazić wprowadzając pojęcie sprawności energetycznej wzmacniacza

$$u'_{wcz} = A \left( \frac{2}{\pi} - \frac{B}{A} \right) = \left( \frac{2}{\pi} u_{cc} - u_{sat} \right) = \frac{2}{\pi} u'_{pp} = \frac{2}{\pi} u_{cc} \cdot \eta_e \quad (7)$$

gdzie  $A = u_{cc}$  oraz  $B = u_{sat}$  dla  $\eta_e < 1$ , a  $\eta_e = \frac{r_L}{\sum(r)} = \frac{r_L}{r_L + r_Q + r_c}$

Wartość  $u'_{pp}$  jest zmniejszona względem teoretycznej amplitudy  $u_{cc}$  prostokątnego przebiegu komutowanego w wyniku uwzględnienia występujących strat.

W związku z powyższym, ten równoważny prostokątny przebieg napięcia o amplitudzie  $u'_{pp}$ , występując pomiędzy punktami  $xy$  lub  $yz$  układu wzmacniacza mostkowego, pobudza do drgań własnych szeregowy obwód rezonansowy o dobroci  $Q_L \ll 10$ . Powoduje to na rezystancji obciążenia  $r_L$  tego obwodu wystąpienie sinusoidalnego przebiegu napięcia o obliczonej powyżej amplitudzie  $u'_{wcz}$ . Mamy zatem zależność:

$$u'_{pp} = \frac{\pi}{2} u'_{wcz} = \frac{\pi}{2} \left( \frac{2}{\pi} u_{cc} - u_{sat} \right) = u_{cc} - \frac{\pi}{2} u_{sat} \quad (8)$$

Należy tu zwrócić uwagę, że spotykane w literaturze zależności w rodzaju  $u''_{pp} = (u_{cc} - 2u_{sat})$  względnie  $u'''_{pp} = (u_{cc} - u_{sat})$  należy traktować jako błędne i wynikające z przyjęcia, przez autorów tych publikacji, zbyt daleko idących uproszczeń.

Podstawowym parametrem przy obliczaniu każdego wzmacniacza w.c.z. pracującego z określoną sprawnością wskutek występowania strat, jest określenie mocy użytkowej oddawanej w rezystancji obciążenia  $r_L$  przy rezonansie w szeregowym obwodzie drgań.

Moc tę obliczymy najdogodniej z zależności:

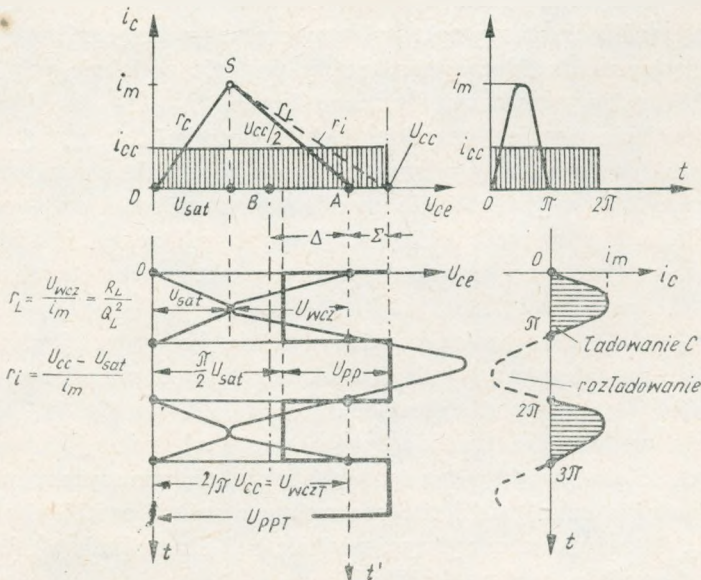
$$P_{wcz} = \frac{u'_{wcz} i'_{wcz}}{2} = \frac{u''_{pp} i'_m}{\pi} = i_{sk}^2 r_L = i_{cc} u_{cc} \eta_e = P_0 \eta_e \quad (9)$$

gdzie moc zasilania wzmacniacza

$$P_0 = i_{cc} u_{cc} = \frac{u_{cc} i_m}{\pi} \quad (10)$$

gdyż  $i_{wcz} = i_m$  oraz  $i_{sk} = \frac{i_m}{\sqrt{2}}$

Mając określone podstawowe parametry ustalające warunki pracy wzmacniacza klasy  $D_{wcz}$ , możliwe jest wykreślenie w polu rodziny charakterystyk  $i_c/u_{ce}$  jednego z tranzystorów kluczujących, zarówno charakterystyki roboczej jak i charakterystyki obciążenia, które podobnie jak we wzmacniaczach klasy  $C$ , nie pokrywają się ze sobą. Na rysunku 14 uwidoczono takie charakterystyki, przy czym przebieg ich,



Rys. 14. Przebieg charakterystyki roboczej  $SOU_{cc}$  i charakterystyki obciążenia  $SA$  kluczującego tranzystora w składowym wzmacniaczu klasy  $D_{ap}$ , z uwzględnieniem strat związanych z napięciem nasycenia  $u_{sat}$  występującym przy przepływie prądu kolektora  $i_m$



jak wiadomo, pokrywa się dla wzmacniacza klasy  $D_{wcz}$  z prostą łamaną łączącą punkty  $S$ ,  $O$ ,  $u_{cc}$  dla charakterystyki roboczej, a z linią prostą  $S$ ,  $A$ , dla charakterystyki obciążenia.

Amplituda impulsu prądu w.c.z. spełnia zależność

$$i_{wcz} = i_m = \frac{u'_{wcz}}{r_L} = \frac{2}{\pi} u_{cc} \frac{1}{\sum(r)} = \pi i_{cc} \quad (11)$$

Punkt  $A$ , leżący na osi odciętych  $u_{cc}$  pola rodziny charakterystyk  $i_c/u_{ce}$  tranzystora, odpowiada wartości teoretycznie osiągalnej amplitudy napięcia w.c.z. (oznaczonej  $u_{wczT}$ ) dla przypadku zaniedbania strat  $u_{sat} = 0$  oraz wzrostu prostokątnego napięcia  $u_{ppT}$  (pobudzającego obwód) do wartości  $u_{ppT} = u_{cc}$ . Na rysunku 14 wyraźnie uwidoczniło różnicę istniejącą pomiędzy wartościami  $u_{wczT}$ , a  $u'_{wcz}$ , występującą na rezystancji obciążenia  $r_L$ .

Odcinek  $\overline{AB}$  oznaczono na rys. 14 literą  $\Delta$ . Ponieważ odcinek  $\overline{OB} = \frac{u_{cc}}{2}$ , więc można napisać zależność

$$\Delta = u_{wczT} - \frac{u_{cc}}{2} = \frac{2}{\pi} u_{cc} - \frac{u_{cc}}{2} = 0,137 u_{cc} \quad (12)$$

Odcinek  $\overline{Au_{cc}}$  oznaczono literą  $\varepsilon$ , stąd:

$$\varepsilon = u_{cc} - u_{wczT} = u_{cc} - \frac{2}{\pi} u_{cc} = 0,363 u_{cc} \quad (13)$$

Oba odcinki  $\Delta$  i  $\varepsilon$  stanowią dla określonego przykładu numerycznego wartości ułatwiające wykreślenie rys. 14.

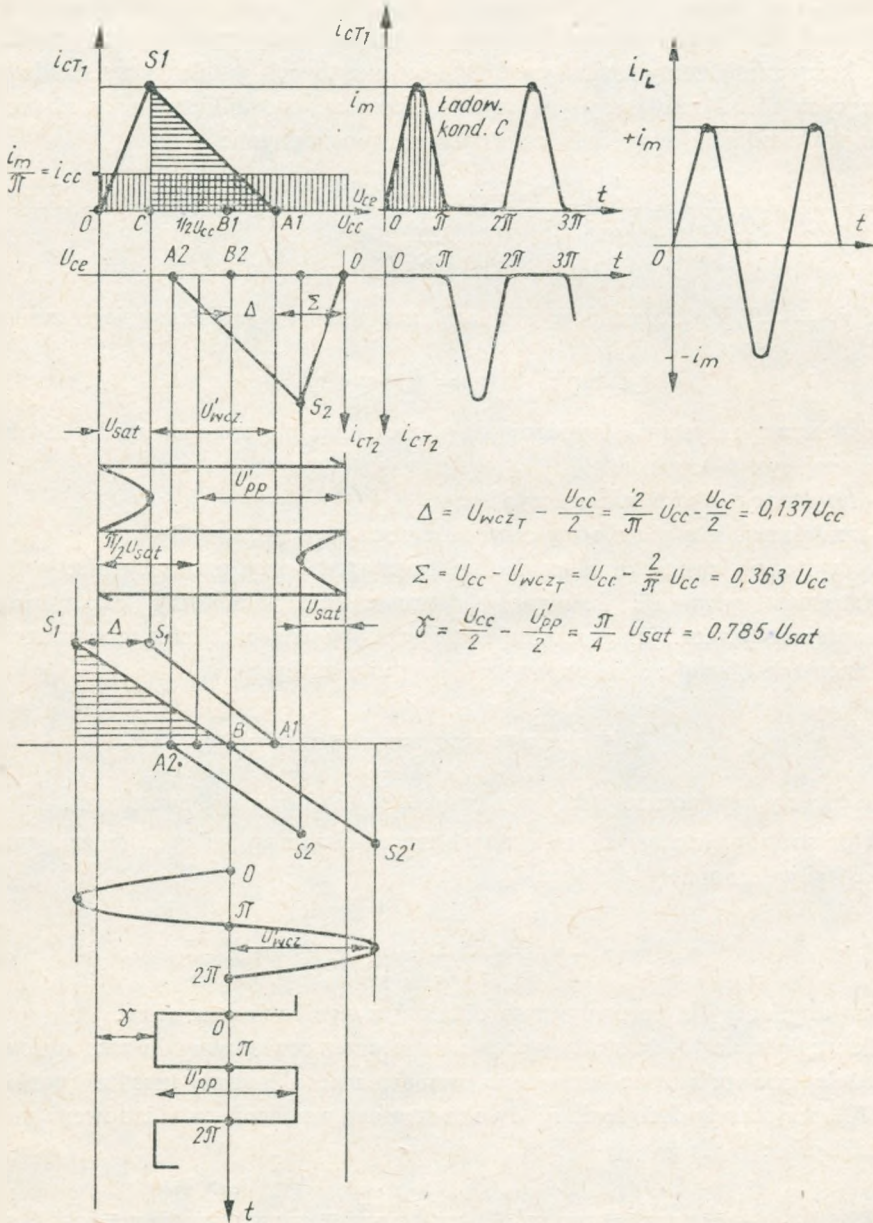
Chcąc wykreślić charakterystykę roboczą oraz charakterystykę obciążenia dla całości wzmacniacza dwukluczowego, należy postąpić podobnie, jak się to robi w przypadku analizy wzmacniaczy przeciwsobnych.

Dla wykreślenia wspólnej charakterystyki roboczej  $S_1$ ,  $0$ ,  $u_{cc}$ ,  $S_2$  na rys. 15 przedstawiono odwzorowanie utworzone z dwóch pól rodzin charakterystyk  $i_c/u_{ce}$ , odwróconych o  $180^\circ$  względem siebie oraz drugie odwzorowanie z uwzględnieniem odwrócenia i przesunięcia o odcinek  $\Delta$  tak, aby punkty  $A1$  oraz  $A2$  dla odpowiednich tranzystorów pokrywały się, tworząc wspólną charakterystykę obciążenia przebiegającą wzdłuż linii prostej  $S'_1$ ,  $B$ ,  $S'_2$ .

Pole trójkąta  $S_1$ ,  $C$ ,  $A_1$  zakreskowane poziomo, jest proporcjonalne do mocy oddawanej  $p'_{wcz}$  wzmacniacza, a pole prostokąta  $0$ ,  $i_{cc}$ ,  $u_{cc}$ , zakreskowane pionowo, proporcjonalne jest do jego mocy zasilania  $p_0 = i_{cc} u_{cc}$ .

Przebieg równoważnego napięcia prostokątnego  $u'_{pp}$  na wyjściu wzmacniacza został na rys. 15 przesunięty w ten sposób, aby stał się symetryczny względem osi czasu i tym samym umożliwiał łatwe porównanie amplitud przebiegów  $u_{wcz}$ ,  $u_{wczT}$ ,  $u_{pp}$  oraz  $u_{sat}$ . W związku z powyższym odcinek, o jaki amplituda  $u'_{pp}$  jest mniejsza od  $u_{cc}$ , oznakowany  $\gamma$ , można określić jako:

$$\gamma = \frac{u_{cc}}{2} - \frac{u'_{pp}}{2} = \frac{\pi}{4} u_{sat} = 0,785 u_{sat} \quad (14)$$



Rys. 15. Przebieg charakterystyki roboczej  $S_1, O, U_{cc}, S_2$  oraz charakterystyki obciążenia  $S_1', B, S_2'$  dla dwukluczowego wzmacniacza składowego o komutacji napięciowej, pracującego w klasie  $D_{np}$

Przebieg prądu  $i_{wcz} = i_m$ , jak wyraźnie z rysunku widać, składa się z dwóch przesuniętych o  $\pi$  półsinusoidalnych impulsów prądu o amplitudach  $i_m$  każdego z tranzystorów. Jeden z impulsów poprzez  $T_1$  i  $r_L$  ładuje ze źródła zasilania pojemność  $C$  obwodu drgań, a drugi rozładowuje ją poprzez  $T_2$  i tę samą rezystancję  $r_L$ .

W związku z tym *sprawność energetyczną* dwukluczowego wzmacniacza klasy  $D_{wcz}$ , który zamierzamy rozpatrywać jako jeden z dwóch wzmacniaczy składowych tworzących układ mostkowy, jak zwykle określamy stosunkiem mocy użytecznej do mocy zasilania, względnie zależnościami pochodnymi:

$$\eta_e = \frac{P_{wcz}}{P_o} = \frac{r_L}{\sum(r)} = \frac{u'_{pp}}{u_{cc}} = \frac{u'_{wcz}}{u_{wczT}} = \frac{u'_{wcz}}{2} = 1 - \left( \frac{u_{sat}}{u_{cc}} \right) \frac{\pi}{2} = 1 - \frac{\pi^2}{2} \frac{r_c}{r_o} \quad (15)$$

gdzie  $r_o = \frac{u_{cc}}{i_{cc}}$  jest rezystancją wzmacniacza widzianą od strony jego zasilania

$$\text{a wyrażenie } \sum(r) = r_L + r_Q + r_c = r_L + r'_c \quad (16)$$

stanowi sumę rezystancji szeregowych obciążających szeregowy obwód drgań (porównaj rys. 10), gdzie

$r_L$  – rezystancja obciążenia rzeczywistego,

$r_Q$  – rezystancja zastępcza strat obwodu rezonansowego,

$r_c$  – rezystancja zastępcza kluczującego tranzystora przy przewodzeniu.

Natomiast *sprawność kolektorową* wzmacniacza określamy jako stosunek całkowitej mocy w.c.z., jaką on oddaje (a więc mocy użytecznej plus moc strat w.c.z. w elementach obwodu rezonansowego), do mocy zasilania:

$$\eta_c = \frac{P'_{wcz}}{P_o} = \frac{P_{wcz} + P_Q}{P_o} = \frac{r_L + r_Q}{\sum(r)} \quad (17)$$

gdzie przez  $P_Q$  oznaczono straty występujące w obwodzie rezonansowym.

Moc strat kolektorowych, związanych z napięciem nasycenia  $u_{sat}$  można wyrazić w postaci zależności

$$P_{cstr} = P_o - P_{wcz} \frac{r_c}{r_Q + r_c} = \frac{1}{2} r_c i_m^2 = u_{sat} \frac{i_m}{2} \quad (18)$$

bardzo dogodnej dla porównywania obliczeń z wynikami pomiarów.

Ze względu na to, że straty wprowadzane przez cewkę obwodu rezonansowego obciążają oba połączone szeregowo wzmacniacze składowe mostka (porównaj rys. 10), rezystancję obciążenia  $r'_L$  dwukluczowego wzmacniacza składowego można wyrazić jako:

$$r'_L = r_L + \frac{r_Q}{2} = \frac{u'_{wcz}}{i_{wcz}} = \frac{u'_{wcz}}{\pi \cdot i_{cc}} = \left( \frac{r_o}{\pi} \right) \frac{u'_{wcz}}{u_{cc}} = \frac{\left( \frac{2}{\pi} u_{cc} - u_{sat} \right)}{\pi \cdot i_{cc}} = \frac{2}{\pi^2} r_o - \frac{u_{sat}}{\pi \cdot i_{cc}} = \frac{2}{\pi^2} r_o - \frac{i_m r_c}{\pi \cdot i_{cc}} = \frac{2}{\pi^2} r_o - r_c \quad (19)$$



Na podstawie powyższych zależności, wyprowadzonych dla pojedynczego i dwukluczowego wzmacniacza składowego, możemy (posługując się rys. 3) łatwo zestawiać wzory dla całości wzmacniacza mostkowego klasy  $D_{ap}$ , o czterech kluczujących w przeciwfazie tranzystorach.

## 5. ZAGADNIENIA ZWIĄZANE ZE STEROWANIEM MODUŁOWEGO WZMACNIACZA MOSTKOWEGO

Rozpatrywany mostkowy wzmacniacz modułowy należy wysterowywać aż do nasycenia, tak aby występował w nim czysty przebieg komutowany. Aby uzyskać ten stan, wzmacniacz mostkowy powinien być wysterowywany w każdej z jego połówek w przeciwfazie, okresowym przebiegiem napięciowym o kształcie odpowiednio optymalizowanym, który powtarza się cyklicznie z częstotliwością komutacji.

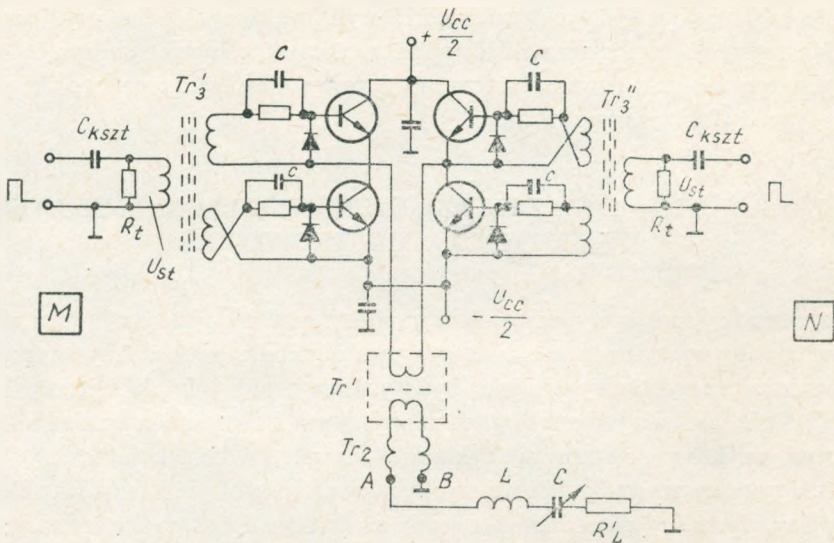
Dzięki symetrycznemu kształtowi tego sterującego przebiegu, można jako element sprzęgający, pomiędzy układami sterowania a obwodami baz tranzystorów kluczujących, zalecić stosowanie transformatorów. Ułatwiają one bowiem dopasowanie impedancji oraz umożliwiają galwaniczną separację pomiędzy obwodami, które łączą łańcuch wzmacniaczy.

Dla ułatwienia obsługi całego urządzenia, w którym stosowane są wzmacniacze modułowe mocy typu aperiodycznego, cały układ sterujący powinien mieć również własności szerokopasmowe, co wyeliminuje potrzebę przestrajania przy zmianie wybranej częstotliwości komutacji układu. Wobec powyższego, wspomniane transformatory powinny być również typu szerokopasmowego. Transformatory takie powinny wykorzystywać magnetowody ferrytowe o wysokiej przenikalności. Ze względu na stosunkowo niewielką moc przenoszoną, rzędu kilkunastu watów w największych wzmacniaczach, nadają się tu doskonale rdzenie pierścieniowe. Uzwojenia powinny być wykonane w postaci dopasowanej do obciążenia, paskowej linii transmisyjnej.

Jak wiemy z pkt. 3, przekładnia takich transformatorów może być tylko liczbą całkowitą. Ze zrozumiałych względów transformatory te użytkujemy z przekładnią obniżającą (np. 4:1), co ułatwia dopasowanie impedancji wejściowej każdego z komutujących tranzystorów mocy układu wzmacniacza mostkowego do wyjścia wzmacniaczy sterujących.

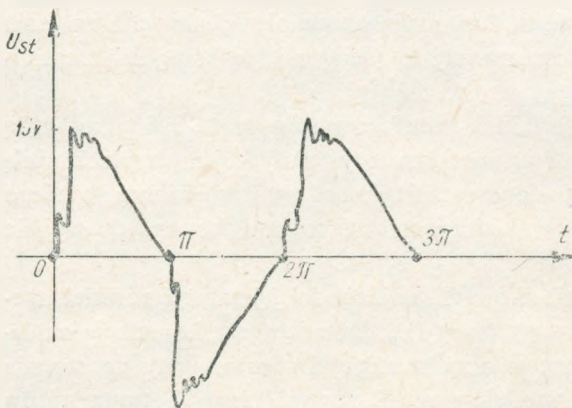
Dla sterowania wzmacniaczy mostkowych, najdogodniej jest użyć również aperiodycznego wzmacniacza impulsowego klasy  $D_{ap}$ , pracującego z komutacją napięciową. Moc wyjściową takich wzmacniaczy sterujących dostosujemy do stopnia wzmocnienia mocy wzmacniacza modułowego. Dla współczesnych tranzystorów nadawczych dużej mocy (mających prąd kolektora rzędu 15–20 A), ten stopień wzmocnienia przy pracy w klasie  $D$  można ocenić na kilkanaście dB.

Przykładem stosowanego rozwiązania układu sterowania może być schemat przedstawiony na rys. 16. Jak z niego widzimy, w pierwotnych uzwojeniach obu



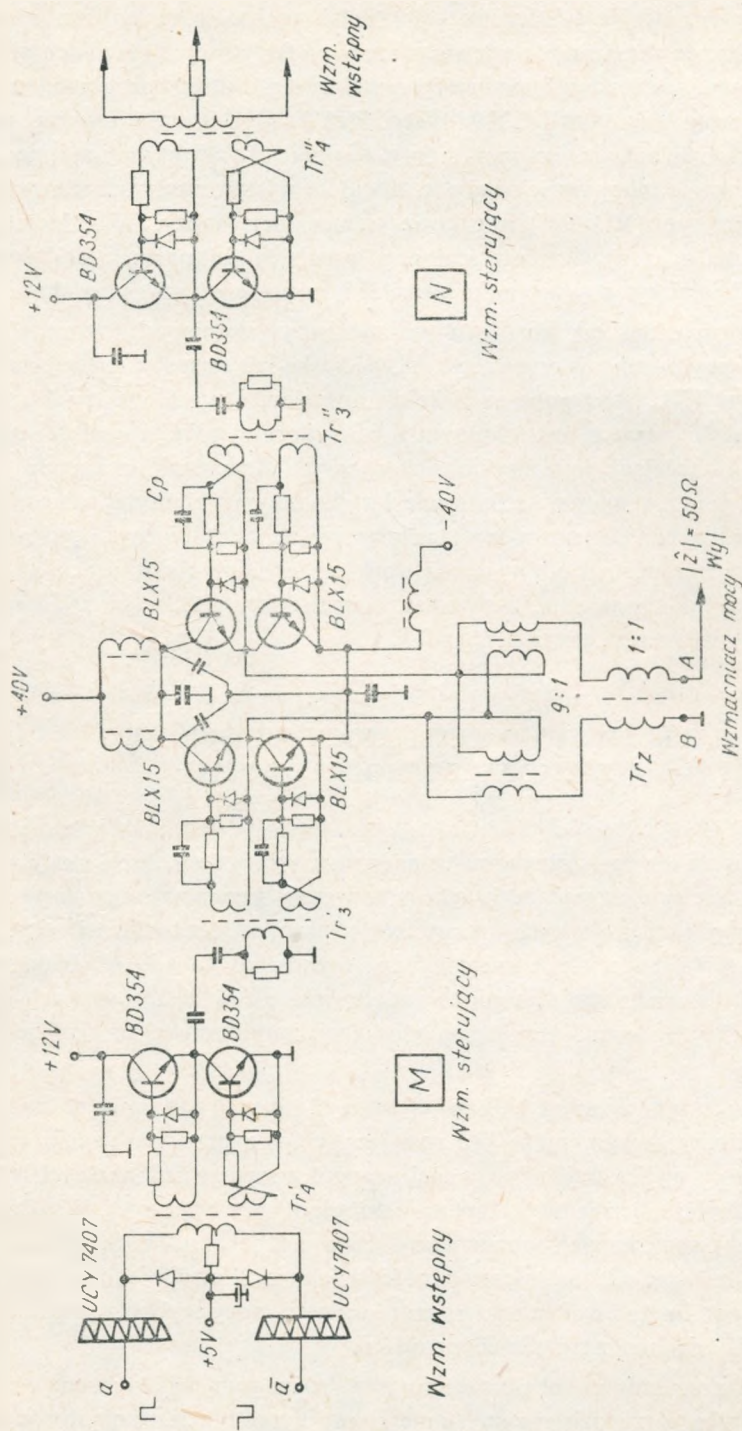
Rys. 16. Układ mostkowego wzmacniacza modułowego uwidaczniający obwody sterowania bez jego obu wzmacniaczy składowych wraz z transformatorami sterującymi  $Tr_3'$  oraz  $Tr_3''$

szerokopasmowych transformatorów sterujących, oznaczonych  $Tr_3'$  oraz  $Tr_3''$ , włączone są szeregowo kondensatory  $C_{kszt}$ , różniczkujące przenoszony prostokątny przebieg napięcia sterującego, doprowadzany z obu wzmacniaczy sterujących klasy  $D_{ap}$ . Dzięki temu, za tymi kondensatorami wspomniany przebieg sterujący ulega zamierzonemu kształtowaniu i obserwowany na oscyloskopie na zaciskach uzwojenia pierwotnego, w uproszczeniu przedstawiony na rys. 17, ma cyklicznie powtarzający



Rys. 17. Przebieg kształtowanego napięcia sterowania baz kluczujących tranzystorów dużej mocy typu BLX 15, obserwowany za kondensatorem  $C_{kszt}$ , na zaciskach rezystora tłumiącego  $R_t$ , w pierwotnym uzwojeniu transformatorów sterujących  $Tr_3'$  oraz  $Tr_3''$

się przebieg trójkątny. Taki kształt okazał się najodpowiedniejszy przy eksperymentalnym optymalizowaniu uzyskiwanej sprawności energetycznej wzmacniacza mostkowego dużej mocy.



Rys. 18. Układ elektryczny symetrycznego wzmacniacza modułowego dużej mocy, klasy  $D_{ap}$ , z rozdzielonym na dwa niezależne i pracujące w przeciwfazie łańcuchami wzmacniaczy sterujących



Omówione wzmacniacze sterujące są z kolei sterowane przez dwa elementy scalone poprzez szerokopasmowe transformatory na ferrytowych rdzeniach pierścieniowych. Elementy te zawierają po sześć bramek mocy z otwartym obwodem tranzystora wyjściowego (np. typu UCY 7407 serii TTL każdy). Bramki powyższe można łączyć po sześć równolegle, co nawet przy zasilaniu 5-woltowym napięciem wystarczy na uzyskanie mocy wyjściowej potrzebnej do wysterowania bez tranzystorów sterujących (np. typu BD 354) mostkowe wzmacniacze mocy. W układzie tego wzmacniacza dla ochrony elementu scalonego powinien się znaleźć układ szybkich diod przeciwdziałający powstawaniu „szpilek” przepięciowych przy komutacji.

Zasadniczy schemat układu toru wzmacniaczy sterujących wzmacniaczem modułowym mocy przedstawiono na rys. 18. W kaskadzie toru sterującego elementy scalone szeregu TTL, stosowane są z kolei inne elementy scalone tegoż szeregu, które steruje się napięciem prostokątnym z generatora sterującego całości układu. Taki generator sterujący jest zwykle złożonym układem, stabilizowanym piezoelektrycznie, zmontowanym w termostacie i wykonanym układowo całkowicie na elementach scalonych. Generator ten, zasilany zwykle ze stabilizowanego napięcia stałego, powinien zapewnić odpowiednią do klasy nadajnika stabilizację częstotliwości komutacji. Jak wiadomo, we wzmacniaczach klasy  $D_{wcz}$  oraz  $D_{ap}$  częstotliwość ta odpowiada częstotliwości jego fali nośnej.

## 6. UKŁAD SUMOWANIA MOCY WYJŚCIOWEJ WZMACNIACZY MODUŁOWYCH

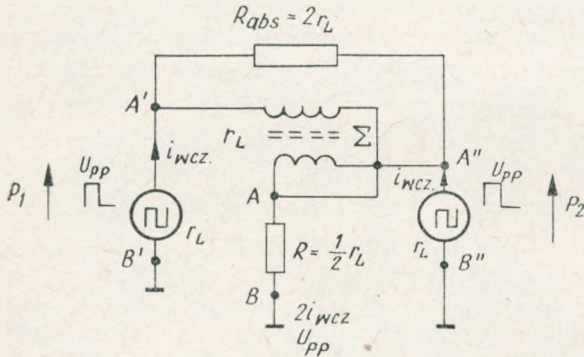
Ze względu na szereg istotnych zalet nadawcze tranzystory dużej mocy są produkowane od szeregu lat wyłącznie jako tranzystory krzemowe typu n-p-n. Użyteczna moc wyjściowa dla tych tranzystorów przy częstotliwościach roboczych leżących poniżej kilkudziesięciu megaherców, wynosi około 150 W. Moc ta jest wystarczająca dla wielu urządzeń służb ruchomych, ale w zastosowaniach stacjonarnych, a zwłaszcza w radiofonii przy modulacji amplitudowej na ogół jest zbyt mała.

W związku z tym postulat całkowitej tranzystoryzacji nadajnika, a zwłaszcza nadajnika radiofonicznego, może być rozwiązany tylko przy stosowaniu techniki sumowania mocy wyjściowej, uzyskiwanej na ogół z szeregu jednakowych wzmacniaczy, które dopiero łącznie mogą zapewnić pożądaną moc wyjściową. W ten sposób niezbędną liczbę sumowanych wzmacniaczy łatwo można określić. Stopień komplikacji układu, ze względu na niezawodność działania i utrudnienie konserwacji, nie może być pominięty i wobec tego w miarę wzrostu mocy szybko występuje ograniczenie możliwości realizacji takich urządzeń.

Technologiczna granica poziomu mocy w rozwiązaniach konwencjonalnych układu nadajnika, przy dzisiejszym stanie rozwoju produkcji tranzystorów dużej

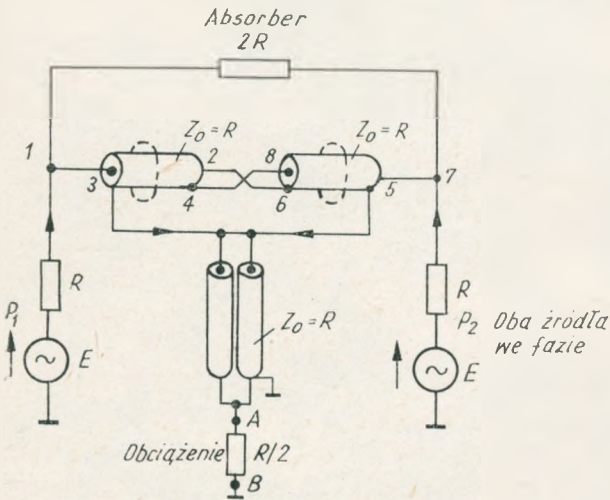
mocy, leży w okolicy 1 kW fali nośnej. Jednak i tu niezbędne jest sumowanie mocy wyjściowej z kilku jednakowych wzmacniaczy modułowych.

Wiele lat temu wypracowano układ hybrydowy, który pozwala łatwo na realizację sumowania mocy wyjściowej z dwóch jednakowych źródeł bez wzajemnego oddziaływania ich na siebie. Znany typowy układ tego rodzaju dla dwóch synfazowo sterowanych źródeł podano na rys. 19.



Rys. 19. Typowy hybrydowy układ sumowania mocy wyjściowej z dwóch jednakowych wzmacniaczy  $P_1$  oraz  $P_2$ , o rezystancji wyjściowej  $r_L$  każdy, które przy synfazowym wystęrowaniu oddają moc do wspólnego obciążenia  $R_L = \frac{1}{2} r_L$ ; rezystor oznaczony  $R_{abs} = 2r_L$  stanowi w tym układzie absorber mocy nierównnoważenia

W interesującej nas technice prostokątnych przebiegów napięciowych, dzięki stosowaniu szerokopasmowych transformatorów z liniami transmisyjnymi na ferromagnetycznych magnetowodach o wysokiej przenikalności, z powodzeniem można wykorzystywać układ hybrydowego sumowania i uzyskuje się również dobre rezultaty. Praktycznym przykładem takiego szerokopasmowego układu sumowania może być rozwiązanie przedstawione na rys. 20. Jak z niego widać, układ hybrydowy utworzono z wykorzystaniem dwóch identycznych odcinków współosiowej linii kablowej o  $|\hat{Z}| = 50 \Omega$ , umieszczonej wewnątrz dwu tulei ferrytowych, zapewniają-



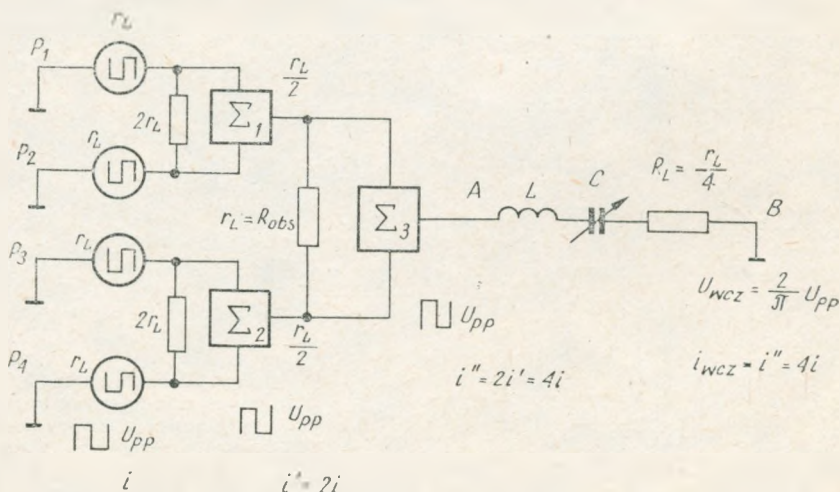
Rys. 20. Rozwiązanie hybrydowego układu sumowania mocy wyjściowej z dwóch jednakowych wzmacniaczy  $P_1$  oraz  $P_2$ , w wykonaniu szerokopasmowym, przy użyczeniu z kabli współosiowych na rdzeniu ferrytowym

cych wymaganą indukcyjność obu połówek, które są połączone szeregowo między sobą ze skrzyżowanymi końcówkami. Na obu wlotach przyłącza się kabel wyjściowy układu. Dla zapewnienia prawidłowego dopasowania impedancja tego kabla powinna być o połowę niższa od impedancji połówek linii ferrytowej, a więc w przytoczonym przypadku powinna wynosić  $|\tilde{Z}_{wyj}| = 25 \Omega$ , co łatwo zrealizować łącząc równolegle dwa typowe kable współosiowe  $|\tilde{Z}| = 50 \Omega$ .

Chcąc podnieść poziom mocy wyjściowej ponad dwukrotną wartość mocy pojedynczego wzmacniacza modułowego trzeba zastosować kaskadowe sumowanie układów hybrydowych. Odpowiedni przykład takiego rozwiązania przedstawia rys. 21. Należy stwierdzić, że w omawianym przypadku układ całości zaczyna się komplikować.

Liczne znane dotąd układy sumowania mocy wyjściowej, z wyjątkiem hybrydowego, stanowią odrębne i dodatkowe czwórniki rezonansowe, poprzez które łączone są ze sobą wyjścia rezonansowych wzmacniaczy jednostkowych. W związku z tym przy eksploatacji tych znanych układów występuje konieczność nie tylko strojenia każdego ze wzmacniaczy, ale zazwyczaj również złożonego w budowie, rezonansowego układu sumowania mocy wyjściowej.

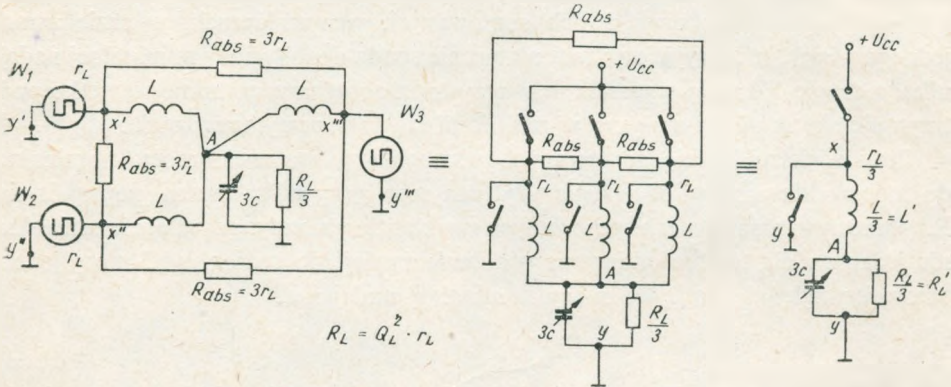
Dążąc do bardziej przejrzystych rozwiązań, nawet przy większej liczbie kluczowanych wzmacniaczy modułowych klasy  $D_{ap}$ , można zastosować wcześniej opatentowany przez autora i opublikowany gwiazdzisty układ sumowania [20], który podobnie jak i układ hybrydowy, w razie awarii któregoś ze wzmacniaczy spełnia warunek samoczynnego rezerwowania, z zachowaniem ciągłości eksploatacji nadajnika [20]. W tych przypadkach jedynie moc wyjściowa dostarczana do anteny ulega określonemu obniżeniu. Stopień tego obniżenia mocy wyjściowej uzależniony jest od liczby promieni układu gwiazdy.



Rys. 21. Kaskadowy układ hybrydowego sumowania mocy wyjściowej poszczególnych par wzmacniaczy w złożonym, wielomodułowym wzmacniaczu aperiodycznym klasy  $D_{am}$



Na rys. 22 przedstawiono zasadniczy elektryczny układ takiego sumowania, opracowany dla trzech wzmacniaczy modułowych z komutacją napięcia w klasie  $D_{ap}$ . W podanym tu nowym rozwiązaniu widzimy, że sumowanie mocy wyjściowej następuje w nim dzięki odpowiedniemu sprzęgnięciu obwodów rezonansowych typu



Rys. 22. Gwiazdowy układ sumowania mocy wyjściowej wzmacniaczy, przykładowo utworzony z trzech jednakowych wzmacniaczy klasy  $D_{wcz}$  lub  $D_{ap}$ , ze wspólnym wyjściowym obwodem

rezonansowym typu gamma i wspólnym obciążeniem  $R'_L = \frac{R_L}{3}$  gdy  $R_L = Q_L^2 \cdot r_L$

gamma, poszczególnych wzmacniaczy modułowych. Indywidualne indukcyjności szeregowych obwodów rezonansowych typu gamma, poszczególnych wzmacniaczy, łączone są w jednym punkcie w gwiazdę. Do tego punktu, oznaczonego literą „A”, dołączona jest wspólna dla całości nadajnika gałąź pojemnościowa z rezystancją obciążenia  $R_L$ , w której uzyskiwana jest moc wyjściowa całego układu. Rezystory absorbcyjne  $R_{abs}$  dzięki którym układ spełnia warunek samoczynnego rezerwowania w razie awarii jednego ze wzmacniaczy modułowych, są włączone pomiędzy ekwipotencjalnymi punktami (x) leżącymi pomiędzy parami komutujących tranzystorów poszczególnych wzmacniaczy modułowych. Wobec powyższego, przy normalnej pracy całego układu nadajnika, w rezystorach absorbcyjnych nie płynie żaden prąd. Dopiero z chwilą wystąpienia awarii tranzystorów, a więc stanu zwarcia lub przerwy w układzie któregoś ze wzmacniaczy modułowych, sytuacja zmienia się samoczynnie; rozgałęziony układ sumowania przekształca się w ten sposób, że obciążenie widziane przez nadal czynne wzmacniacze nie ulega zmianie, a przez zespół rezystorów absorbcyjnych zaczyna płynąć prąd w.cz. Moc oddawana przez nadal czynne wzmacniacze dzieli się na moc wykorzystywaną użytecznie w antenie nadajnika i moc strat wydzielaną w rezystorach absorbcyjnych.

W ten sposób proces sumowania mocy wyjściowej w układzie gwiazdy nie wymaga żadnego strojenia dodatkowych czwórników. Jak zwykle obowiązuje dostrojenie jednego wspólnego obwodu rezonansowego całości sumowanych wzmacniaczy modułowych. Obwód ten utworzony jest z równolegle połączonych indukcyjności,

stanowiących ramiona gwiazdy, oraz sumy pojemności indywidualnych obwodów szeregowych każdego ze wzmacniaczy modułowych. W razie awarii, przy uszkodzeniu jednego ze wzmacniaczy modułowych, we wszystkich układach sumujących, które spełniają warunek samoczynnego rezerwowania, występuje większe obniżenie mocy użytecznej aniżeli by to wynikało z różnicy mocy nominalnej układu i wzmacniacza uszkodzonego. I tak przy dwóch sumowanych wzmacniaczach, w razie awarii jednego z nich, moc wyjściowa automatycznie spada do 1/4 mocy nominalnej nadajnika, a drugie 1/4 mocy wydziela się w rezystorze absorbera, co mimo wszystko podtrzymuje skutecznie wymaganą w radiofonii ciągłość pracy urządzenia.

Przy większej liczbie sumowanych wzmacniaczy stosunek mocy nominalnej do mocy oddawanej w obciążeniu użytecznym w przypadku awarii, poprawia się. Przy trzech wzmacniaczach sumowanych w układzie gwiazdy, gdy ulegnie uszkodzeniu jeden z nich, to moc oddawana w antenie zmaleje do poziomu 4/3 mocy jednostkowej, względnie do 0,445 mocy nominalnej nadajnika.

Tablica 1

**Zestawienie mocy użytecznej i mocy strat w funkcji liczby ramion układu gwiazdy, przy uszkodzeniu, a więc w stanie przerwy lub zwarcia jednego ze wzmacniaczy modułowych zasilających jedno z tych ramion**

$n$ – liczba ramion gwiazdy	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Moc oddawana przez układ przy uszkodzeniu jednego ze wzmacniaczy modułowych o mocy $p$	0,5p	1,33p	2,25p	3,2p	4,55p	5,14p	6,15p	7,1p	8,1p
Moc oddawana przy uszkodzeniu jednego ze wzmacniaczy modułowych wyrażona w ułamku mocy nominalnej	0,25p	0,445p	0,56p	0,64p	0,7p	0,735p	0,77p	0,79p	0,81p
Moc strat w absorberach	0,25p	0,223p	0,187p	0,16p	0,142p	0,123p	0,108p	0,1p	0,09p

W tablicy 1 podano moc użyteczną w funkcji liczby ramion układu gwiazdy, poczynając od  $n = 2$  do  $n = 10$ , przy uszkodzeniu jednego ze wzmacniaczy modułowych zasilającego jedno z tych ramion.

## 7. UWAGI DOTYCZĄCE MODULACJI MODUŁOWYCH WZMACNIACZY APERIODYCZNYCH

Sprawnie pracujący wzmacniacz modułowy, ze względu na osiągalne dziś kluźujące tranzystory dużej mocy, może być przeznaczony do pracy co najwyżej w średniofalowym zakresie radiofonicznym (550 kHz do 1650 kHz), więc naj-

prostsza do realizacji modulacja częstotliwości nie może tu wchodzić w rachubę. Natomiast modulacja amplitudowa, w tym układzie może być rozwiązana konwencjonalnie przez zastosowanie odpowiedniego wzmacniacza modulującego napięcie zasilania kolektorów modułowych wzmacniaczy klasy  $D_{ap}$ . Oczywiście, w tym przypadku, unikając stosowania podwójnej liczby wzmacniaczy modulujących, należałoby zrezygnować ze stosowania dogodnego, różnoidalnego zasilania kolektorów każdego ze wzmacniaczy mostkowych, a pracować w układzie pojedynczych wzmacniaczy składowych, z jednym biegunem uziemionym, których moc wyjściowa może być sumowana, np. w układzie hybrydowym [13, 18, 20].

Dla utrzymania wysokiej sprawności energetycznej całości nadajnika, należałoby w roli wzmacniacza lub wzmacniaczy modulujących użyć jednego z kilku możliwych do wykorzystania typów wzmacniaczy częstotliwości akustycznych, najlepiej klasy  $D_{mcz}$ . Są one jednak dość skomplikowane w budowie i kłopotliwe w użyciu.

Ostatnio pojawiło się jeszcze jedno możliwe rozwiązanie problemu modulacji amplitudowej wzmacniacza klasy  $D_{ap}$ , określane nazwą szeregowych wzmacniaczy modulujących w układzie progresywnym. Układy te pracują bez transformatorów lub dławików modulujących jako wtórnik włączony w szereg całego obwodu zasilania wzmacniaczy modulowanych, tworząc źródło zmieniającego się w rytmie sygnałów modulujących napięcia zasilania. Normalnie sprawność energetyczna takiego układu odpowiadałaby sprawności wzmacniacza klasy A, a więc wartości bardzo niskiej i przy większych mocach zbyt energochłonnej, aby znajdować zastosowania praktyczne. Jednak dzięki zasadzie progresywności, która sprowadza się do rozdziału traktu wzmocnienia dodatnich i ujemnych połówek sygnału modulującego, odpowiadających mocy fali nośnej i mocy szczytowej, zrealizowano wysokosprawny energetycznie układ tego typu modulatora.

Na marginesie tych uwag należy podkreślić, że dotychczasowe prace nad rozwiązaniem problemu modulacji amplitudowej wzmacniaczy klasy  $D_{ap}$  lub  $D_{wcz}$  metodą konwersji systemu z AM na HF/PDM, nie wyszły dotąd poza stadium prób laboratoryjnych i najeżone są licznymi trudnościami, które potęgują się przy wzroście poziomu mocy w.cz.

Powyższe, interesujące technicznie zagadnienia są dość obszernymi tematami i nie mieszczą się w ramach niniejszego opracowania, zatem przewidziano je do publikacji w terminie późniejszym.

## 8. WNIOSKI KOŃCOWE

Opisana dość szczegółowo realizacja aperiodycznych wzmacniaczy w.cz. pracujących w klasie  $D_{ap}$  została zbadana w związku z pracami nad w pełni tranzystorowym nadajnikiem radiofonicznym fal średnich, prowadzonymi w latach 1981–1983 w Zakładzie Radiokomunikacji Instytutu Łączności w Warszawie. Osiągnięte wyniki zostały poparte licznymi pomiarami laboratoryjnymi, które potwierdziły zgodność



podanych tu rozważań z praktyką wystarczającą dla celów inżynierskiego projektowania takich układów.

Reasumując nasuwa się jeszcze kilka ogólniejszych wniosków.

1. Sumowanie mocy przy prostokątnych przebiegach napięciowych, na wyjściu z poszczególnych szerokopasmowych wzmacniaczy modułowych pracujących w układzie  $D_{ap}$  umożliwia znaczne uproszczenie układowe prowadzące do wyeliminowania strojonych obwodów rezonansowych w całym trakcie wzmacniaczy w.cz. nadajnika. Dopiero na wyjściu tak rozwiązanego układu niezbędny jest jeden wspólny, szeregowy obwód rezonansowy, o niezbędnej dobroci  $Q_L$  przy obciążeniu.
2. Aperiodyczny modułowy wzmacniacz klasy  $D_{ap}$  dużej mocy powinien być zasilany w miarę możliwości ze stabilizowanego zasilacza sieciowego.
3. Po uruchomieniu wstępnym i wyregulowaniu warunków komutacji poszczególnych tranzystorów mocy układ jest na tyle stabilny, że nie wymaga dalszej dodatkowej ingerencji personelu obsługującego. W związku z powyższym wzmacniacze tego typu mogą być użytkowane w sterowanych zdalnie układach nadajników bezobsługowych.
4. Przy znacznych odstrojeniach od normalnego, czysto rezystancyjnego obciążenia użytkowego, należy oczekiwać spadku sprawności energetycznej całego urządzenia i wzrostu strat w tranzystorach komutujących wzmacniaczy modułowych w.cz. W związku z tym tranzystory te powinny być zabezpieczane diodami włączonymi równolegle o odwrotnej polaryzacji i odpowiednimi czujnikami przed nadmiernym wzrostem temperatury radiatorów kolektorowych.

## 9. PRZYKŁAD OBLICZENIOWY ILUSTRUJĄCY PRZEPROWADZONE PRAKTYCZNIE BADANIA UKŁADÓW

W modelu użytkowym uruchomionym na częstotliwości komutacji  $f = 1,6$  MHz, który przeszedł szczegółowe próby laboratoryjne, zastosowano cztery tranzystory nadawcze dużej mocy, typu BLX-15 Philipsa. Informacje katalogowe tych tranzystorów podają następujące dane:

$V_{CBOM}$	max	110 V	$I_{C/AV}$	max	6,5 A
$V_{CERM}$	max	110 V	$I_{CM}$	max	20 A
$V_{CEO}$	max	53 V	$f_T$	typ	275 MHz
$V_{EBO}$	max	4 V	$C_c$		220 pF
			$P_{tot}$		220 W

Powyższe tranzystory normalnie są przeznaczone do pracy w konwencjonalnym rezonansowym wzmacniaczu klasy B przy zasilaniu  $U_{cc} = 50$  V i rezystancji obciążenia  $r_L = 50 \Omega$ . Dostarczają wówczas normalnie ok. 150 W mocy użytecznej każdy, przy częstotliwości roboczej leżącej poniżej 100 MHz.

Model użytkowy wzmacniacza mostkowego klasy  $D_{ap}$  postanowiono zasilac różnobiegunowo napięciem stabilizowanym  $\pm 40$  V. W związku z tym, sterując

oba wzmacniacze składowe mostka w przeciwfazie, przy przebiegu komutacji, w chwili odcięcia poszczególnych tranzystorów, na końcówkach kolektor-emiter występuje napięcie  $U_{cc} = 2 \times 40 \text{ V}$ , co jest eksploatacyjnie dopuszczalne.

Optymalizując wysterowanie układu wzmacniacza ustalono, że przy zasilaniu jego obu wzmacniaczy sterujących napięciem  $u_{st} = 12 \text{ V}$  przy łącznym poborze prądu  $i_{st} = 0,7 \text{ A}$ , układ wzmacniacza zachowuje się prawidłowo, co można było sprawdzić obserwując oscyloskopem kształt prostokątnego przebiegu napięcia, mierzonego w czasie komutacji pomiędzy zaciskami  $xz$  mostka.

Z pomiarów wynikało, że przy zasilaniu wzmacniacza mostkowego napięciem  $u_{cc} = 80 \text{ V}$  oraz przy wspomnianych warunkach optymalnego wysterowania prąd zasilania wynosił  $i_{cc} = 9,4 \text{ A}$ , co odpowiadało mocy zasilania  $p_0 = 750 \text{ W}$ . Przy dostrojeniu do roboczej częstotliwości komutacji na obciążeniu wzmacniacza wynoszącym  $R_L = 50 \Omega$  występowało napięcie w.cz. o amplitudzie  $U_{wcz} = 245 \text{ V}$ . Odpowiadało to mocy użytecznej równej  $P_{wcz} = 600 \text{ W}$ . W związku z tym uzyskiwana sprawność energetyczna wzmacniacza wynosiła  $\eta = \frac{600}{750} = 0,8$ , co odpowiadało mocy strat w każdym z komutujących tranzystorów rzędu  $P_{str} = 37,5 \text{ W} < 220 \text{ W}$ .

Celem obliczeniowego sprawdzenia prawidłowości dobrania warunków wysterowania tranzystorów kluczujących wzmacniacza mostkowego porównujemy z jednej strony moc użyteczną, oddawaną do rezystancji obciążenia, obliczoną ze znanej rezystancji  $R_L = 50 \Omega$  oraz spadku napięcia na niej  $U_{wcz} = 245 \text{ V}$ , co daje  $P'_{wcz} = 600 \text{ W}$ , a z drugiej strony obliczeniową wartość mocy, jaką może oddać wzmacniacz mostkowy przy określonym prądzie zasilania. Ponieważ, jak wykazał pomiar, łączny prąd zasilania wzmacniacza wynosił  $i_{cc} = 9,4 \text{ A}$ , więc szczyt impulsu prądu tranzystora, zgodnie z (10) w każdym z dwóch wzmacniaczy składowych wyniesie

$$i_m = \pi \cdot i_{cc} = \pi \frac{9,4}{2} = 14,7 \text{ A} \text{ zatem } i_{sk} = 10,4 \text{ A}$$

Zastosowany we wzmacniaczu zespół dopasowujący jego obciążenie obejmuje główny szerokopasmowy transformator  $Tr_1$  oraz transformator rewersyjny  $Tr_2$ . Łącznie oba transformatory mają przekładnię impedancji wynoszącą 1:9, a więc przekładnię prądową 3:1. Wobec powyższego prąd w.cz. płynący w wyjściowej rezystancji obciążenia użytecznego  $R_L$  układu wzmacniacza mostkowego ma wartość

$$I_{sk} = \frac{i_{sk}}{3} = 3,47 \text{ A}$$

czyli moc wyjściowa, obliczona wychodząc z prądu zasilania, ma wartość

$$P'_{wcz} = I_{sk}^2 R_L = 3,47^2 \cdot 50 = 600 \text{ W}$$

co odpowiada wcześniej przeprowadzonemu pomiarowi.

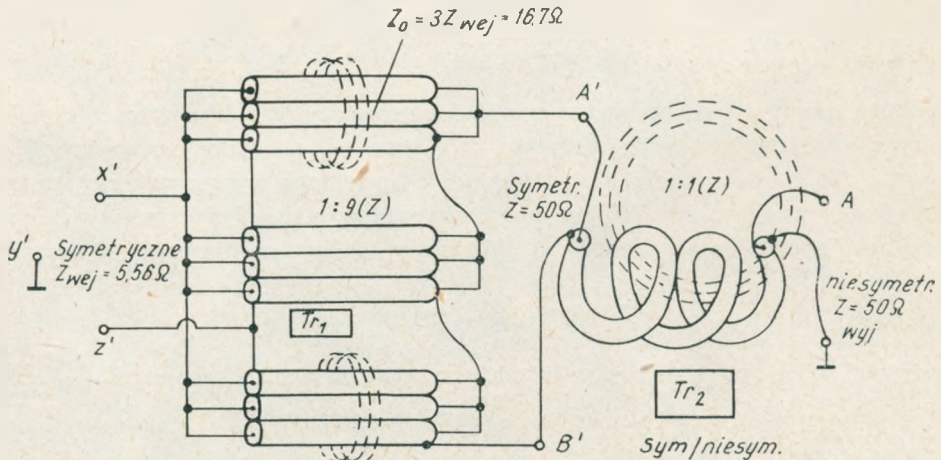
Z powyższego porównania wynika jednoznacznie, że wartość innych strat komutacyjnych dzięki właściwemu stopniowi wysterowania komutujących tranzystorów jest w tym przypadku na tyle mała, iż może być pominięta i dalsze obliczanie

można przeprowadzać, uwzględniając jedynie wartość napięcia nasycenia  $u_{sat}$ , występującą przy przewodzeniu komutującego tranzystora, co prowadzi do powstania podstawowych strat we wzmacniaczu klasy  $D_{ap}$ . Inaczej mówiąc, o sprawności pracy wzmacniacza w tych warunkach będą decydować jedynie straty występujące przy przewodzeniu kluczujących tranzystorów i przepływie prądu  $i_m$  w ich zastępczych, szeregowych rezystancjach  $r_c$ .

W modelu zespół szerokopasmowych transformatorów, dopasowujących wzmacniacz mostkowy, wykonano z kabli współosiowych o typowej impedancji charakterystycznej  $|\hat{Z}_0| = 50 \Omega$ . Realizując transformator dopasowujący, o wysokiej wymaganej tu przekładni impedancji 1:9, ustala się tym samym jego impedancję wejściową  $r_{wej} = \frac{Z_{wyj}}{9} = 5,56 \Omega$ . Powyższa wartość, widziana od strony wejścia zespołu transformatorów dopasowujących, powinna odpowiadać optymalnemu obciążeniu dwóch szeregowo połączonych wzmacniaczy składowych mostka. Równocześnie optymalna impedancja charakterystyczna szerokopasmowego transformatora  $Tr_1$  powinna spełniać równanie (2)

$$|\hat{Z}_0| = \sqrt{r_{wej} R_{wyj}} = \sqrt{5,56 \cdot 50} = 16,7 \Omega$$

Zauważmy, że wartość ta została tak dobrana, aby zgodnie z zależnością  $\frac{50}{3} = 16,7 \Omega$  uzwojenie transformatora można było wykonać z linii transmisyjnej utworzonej z trzech połączonych równolegle identycznych odcinków kabla współosiowego o impedancji charakterystycznej  $|\hat{Z}_0| = 50 \Omega$ . Taki sposób połączenia kabli tworzących szerokopasmowy zespół transformatorów dopasowujących można przedstawić w postaci uproszczonego schematu pokazanego na rys. 23.



Rys. 23. Układ zespołu szerokopasmowych transformatorów obejmujący dopasowujące transformatory  $Tr_1$  o przekładni wypadkowej 1:9 oraz transformator rewersyjny  $Tr_2$ , o przekładni 1:1, o uzwojeniach wykonanych z kabli współosiowych o impedancji charakterystycznej

$$|\hat{Z}_0| = 50 \Omega$$



Dwa z trzech odcinków tak utworzonej linii transmisyjnej wprowadzone są do wnętrza dwu tulei ferrytowych, z których każda jest złożona z szeregu rdzeni pierścieniowych. Powstały w ten sposób transformator o przekładni impedancji 1:9 przy pomiarach od strony wyjścia wykazywał indukcyjność szeregową  $L_{szere} = 160 \mu\text{H}$ , a od strony wejścia indukcyjność równoległą  $L_{rów} = 20 \mu\text{H}$ . Na podstawie uzyskanych wyników pomiarów indukcyjności można ocenić odpowiednie wartości oporów biernych w stosunku do rezystancji obciążenia, które one boczniują

$$x_{L_{szere}} = 6,28 \cdot 1,6 \cdot 160 = 1600 \Omega = 50 \Omega \times 32\text{-krotnie}$$

$$x_{L_{rów}} = 6,28 \cdot 1,6 \cdot 20 = 200 \Omega = 5,56 \Omega \times 36\text{-krotnie}$$

Jak widać, wartość tych stosunków jest dostatecznie wysoka, co pozwala na poprawną pracę wzmacniacza mostkowego i przenoszenie bez zniekształceń prostokątnych przebiegów napięciowych przy transformacji.

Obciążenie wyjściowe obliczanego wzmacniacza mostkowego utworzone było z prostego obwodu szeregowego, dostrojonego do częstotliwości komutacji. Cewka obwodu drgań miała indukcyjność  $L = 27,3 \mu\text{H}$ , czyli induktancję  $X_L = L = 10 \times 10^6 \cdot 27,3 \cdot 10^{-6} = 273 \Omega$ . Dobroć samej cewki wynosiła  $Q_u = 200$ , wobec tego zastępcza szeregową rezystancja strat własnych cewki wynosiła

$$R_Q = \frac{x_L}{Q_u} = \frac{273}{200} = 1,35 \Omega.$$

W porównaniu do wartości rezystancji obciążenia użytecznego wartość ta jest na tyle duża, że w obliczeniach należy ją uwzględnić i sumaryczną wyjściową rezystancję obciążenia wzmacniacza mostkowego należy skorygować do wartości

$$R'_{wyj} = R'_L = \frac{X_L}{Q_L} = R_L + R_Q = 50 + 1,35 = 51,35 \Omega$$

W związku z tym dobroć obciążonego obwodu drgań, na wyjściu wzmacniacza mostkowego, wynosiła w rzeczywistości

$$Q'_R = \frac{X_L}{R'_L} = \frac{273}{51,35} = 5,33$$

co stanowi wartość niezbyt wielką, ale jeszcze dopuszczalną w urządzeniach nadawczych.

Pojemność obwodu rezonansowego w badanym modelu w postaci próżniowego i regulowanego kondensatora specjalnego, była ustawiona na około  $C \approx 360 \text{ pF}$ . Straty tego typu kondensatora obwodu drgań są na tyle małe, że przy naszych obliczeniach mogą być pomijane.

Należy tu podkreślić, że w układach użytkowych wzmacniaczy dużej mocy klasy  $D_{ap}$  szeregowy obwód rezonansowy często może być nieco bardziej rozbudo-

wany, np. przez dodanie dodatkowego ogniwa typu  $\pi$ , co może znacznie poprawić stopień odfiltrowania harmonicznych w.cz. (porównaj [20]).

Ponieważ wielkość prądu  $I_{wcz}$  na wyjściu zespołu transformatorów dopasowujących wzmacniacza mostkowego łatwo można obliczyć, więc korzystając z pomiarów napięcia  $U_{wcz}$  znajdujemy, że

$$I_{wcz} = I_m = \frac{U_{wcz}}{R_L} = \frac{245}{50} = 4,9 \text{ A},$$

a wartość skuteczną tego prądu  $I_{sk} = 3,47 \text{ A}$ .

Spadek napięcia na zastępczej rezystancji strat  $R_Q$  cewki obwodu drgań obliczymy jako  $\Delta U_Q = I_{wcz} R_Q = 4,9 \cdot 1,35 = 6,6 \text{ V}$ , co odpowiada  $\Delta U_{Qsk} = 4,67 \text{ V}$ .

Moc strat w cewce obwodu drgań wynosi

$$P_Q = I_{sk}^2 R_Q = 3,47^2 \cdot 1,35 = 16,5 \text{ W}.$$

Wobec tego obwód wyjściowy zespołu transformatorów dopasowujących wzmacniacza mostkowego dostarcza do obciążenia łączną moc

$$P'_{wcz} = P_{wcz} + P_Q = 600 + 16,5 = 616,5 \text{ W}.$$

Prąd w obwodzie pierwotnym zespołu transformatorów dopasowujących z uwzględnieniem przekładni wynosi  $i_{wcz} = i_m = 4,9 \cdot 3 = 14,7 \text{ A}$ , co odpowiada  $i_{sk} = 3,47 \cdot 3 = 10,4 \text{ A}$ .

Na skutek przyjętej przez nas interpretacji sposobu przedstawiania wzmacniacza mostkowego, w tymże pierwotnym obwodzie występują rezystancje dwóch szeregowo połączonych wyjść wzmacniaczy składowych obejmując zarówno pełne obciążenie, jak i straty wynikające z przewodzenia obu szeregowo połączonych tranzystorów przy komutacji

$$\sum (r) = 2r'_L + 2r_c = 2r'_L + r_Q + 2r_c.$$

Każdy z tych wzmacniaczy pracuje zatem na sumę rezystancji:

$$\sum \left( \frac{r}{2} \right) = r'_L + r_c = \left( r_L + \frac{r_Q}{2} \right) + r_c = \frac{50}{2 \cdot 9} + \frac{1,35}{2 \cdot 9} + r_c = 2,85 + r_c$$

zauważamy przy tym, że łączne obciążenie mierzone na zaciskach  $x'z'$  wnoszone przez zespół transformatorów dopasowujących wynosi

$$2r'_L = 2r_L + r_Q = 2(2,775 + 0,075) = 5,7 \Omega.$$

Moc zasilania każdego z dwóch wzmacniaczy składowych stanowi oczywiście  $\frac{1}{2} P_0 = \frac{750}{2} = 375 \text{ W}$ . Moc ta odpowiada 1/2 mocy użytecznej oddawanej do rezystancji obciążenia plus moc strat każdego ze wzmacniaczy składowych. Ponieważ straty w całym wzmacniaczu mostkowym wynoszą

$$P_{str} = 2P'_{st} = P_0 - P_{wcz} = 750 - 600 = 150 \text{ W},$$

więc na każdy ze wzmacniaczy składowych przypada  $P'_{str} = 75 \text{ W}$ .

Uwzględniając skuteczną wartość prądu w.cz.  $i_{sk}$ , płynącego w szeregowo połączonych, od strony wyjścia, wzmacniaczach składowych piszemy

$$P'_{str} = i_{sk}^2 \left( \frac{r_Q}{2} + r_c \right) = 10,4^2 \left( \frac{1,35}{2,9} + r_c \right) = 8 + 67 = 75 \text{ W},$$

zatem wartość zastępczej szeregowej rezystancji  $r_c$  każdego z tranzystorów kluczujących przy przewodzeniu wynosi  $r_c = \frac{75-8}{108} = 0,62 \Omega$ , czyli suma rezystancji w pierwotnym obwodzie każdego wzmacniacza składowego wyniesie  $\sum \left( \frac{r}{2} \right) = r_L + \frac{1}{2} r_Q + r_c = 2,775 + 0,075 + 0,62 = 3,47 \Omega$ .

Obecnie można łatwo określić z (3) wartość napięcia nasycenia, przy którym pracują tranzystory wzmacniaczy składowych

$$u_{sat} = i_{wcz} \cdot r_c = 14,7 \cdot 0,62 = 9,15 \text{ V}$$

Występującą na zaciskach AB wartość amplitudy prostokątnego napięcia komutacji  $U_{ppAB}$ , która dzięki obwodowi rezonansowemu na wyjściu wzmacniacza zapewni uzyskanie szybkozmiennego napięcia wyjściowego  $U_{wcz}$ , znajdziemy ze wzoru (6) podstawiając do niego wartości wynikające z podwyższającej przekładni transformatora  $Tr_1$  oraz przeliczonej wartości napięcia zasilania.

$$U_{ppAB} = U_{pp} = 2 \cdot 3 \cdot U_{cc} - \frac{\pi}{2} \cdot 2 \cdot 3 \cdot u_{sat} = 2 \cdot 3 \cdot 80 - \frac{\pi}{2} \cdot 6 \cdot 9,15 = 480 - 86 =$$

$$3 \cdot u_{ppx'y'} = 3 \cdot 131,3 = 394 \text{ V}$$

$$U_{wczAB} = U'_{wcz} = \frac{2}{\pi} U_{pp} = 0,637 \cdot 394 = 252 \text{ V} = U_{wcz} + U_Q = 245 + 6,6 \text{ B}$$

$$U'_{sk} = \frac{252}{2} = 126 \text{ V}$$

$$U_{wczTAB} = U'_{wczT} = \frac{2}{\pi} U'_{cc} = 0,637 \cdot 480 = 306 \text{ V}$$

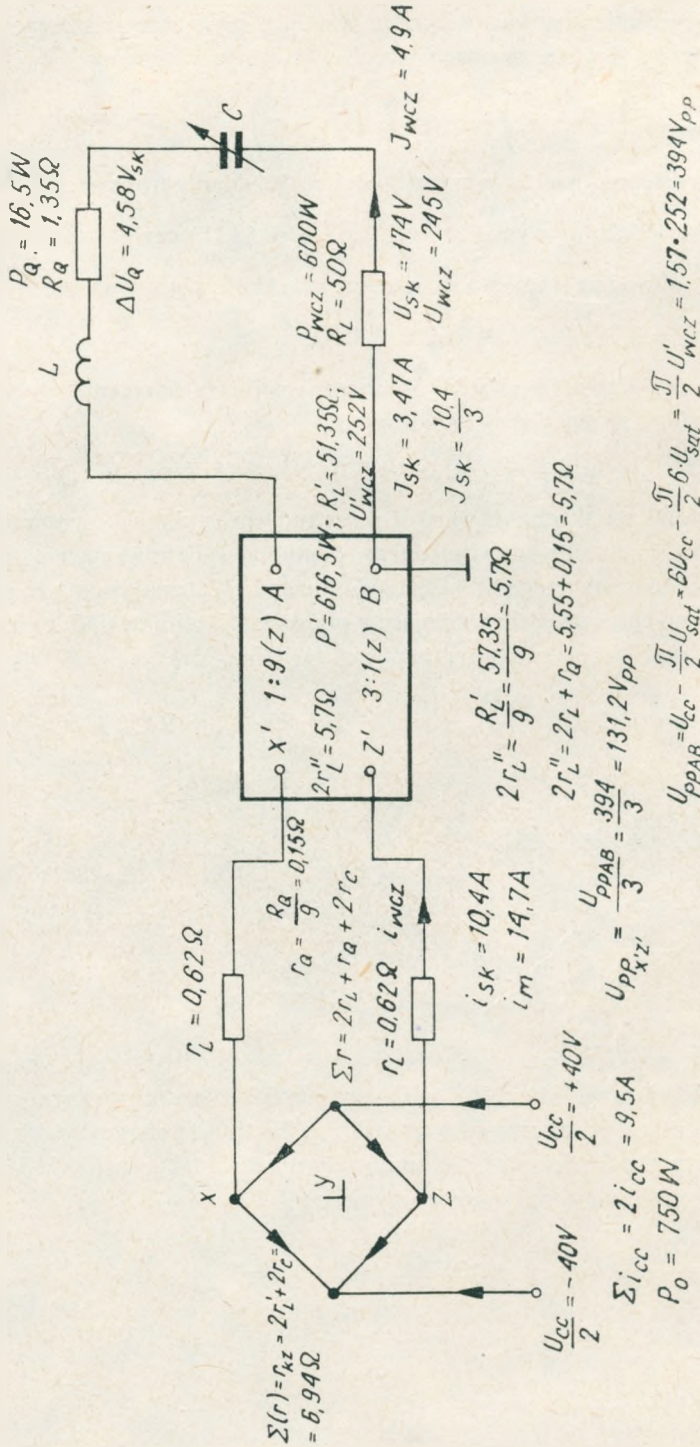
Poszczególne napięcia i prądy w wybranych punktach układu szerokopasmowego wzmacniacza mostkowego klasy  $D_{ap}$ , podane w przykładzie numerycznym, pokazano na rys. 4. Natomiast po stronie pierwotnej zespołu transformatorów dopasowujących, czyli na zaciskach  $x'z'$ , wartość amplitudy prostokątnego napięcia komutacji, uwzględniając przekładnię napięciową, wyniesie:

$$u_{ppx'z'} = \frac{U_{pp}}{3} = \frac{394}{3} = 131,3 V_{pp} = 2 \left( U_{cc} - \frac{\pi}{2} u_{sat} \right) = 131,3 V_{pp}$$

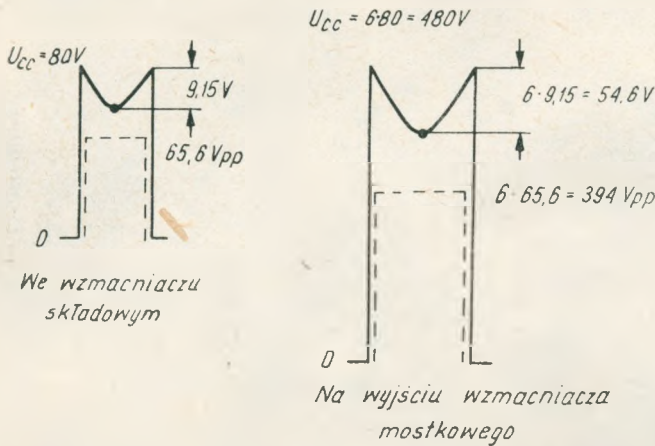
$$u_{ppT} = u_{cc} = 80 V_{pp}$$

$$u_{wczT} = \frac{2}{\pi} u_{ppT} = 0,637 \cdot 80 = 51 \text{ V}.$$





Rys. 24. Poszczególne napięcia i prądy w wybranych punktach układu szerokopasmowego 600 W wzmacniacza pracującego w symetrycznym układzie mostkowym z numerycznym przykładem omówionego w pkt. 9



Rys. 25. Przebiegi napięcia komutowanego we wzmacniaczu mostkowym, dla przykładu numerycznego

Zestawienie powyższych wartości przedstawiono poglądowo na rys. 25.

Obecnie dla dwukluczowego wzmacniacza składowego możemy, opierając się na dokonanych obliczeniach, zestawić szkic przebiegu charakterystyk roboczej i obciążenia. Przedstawiono go na rys. 26.

Moc zasilania  $P_0$  dostarczoną do wzmacniacza mostkowego dzieli się na moc użyteczną oraz moc strat w obwodzie drgań i moc strat w tranzystorach

$$P_0 = P_{wcz} + P_Q + P_{str} = P'_{wcz} + P_{str} = 600 + 16,5 + 133,5 = 750 \text{ W}$$

Moc strat, odpowiadających optymalnemuysterowaniu wzmacniacza mostkowego, jest sumą strat dwóch wzmacniaczy składowych

$$P_{str} = 2 \cdot i_{sk}^2 \cdot r_c = 2 \cdot 10,4 \cdot 0,62 = 133,5 \text{ W}$$

Moc użyteczną wydzieloną w rezystancji obciążenia  $R_L$  obliczyć możemy z następujących zależności:

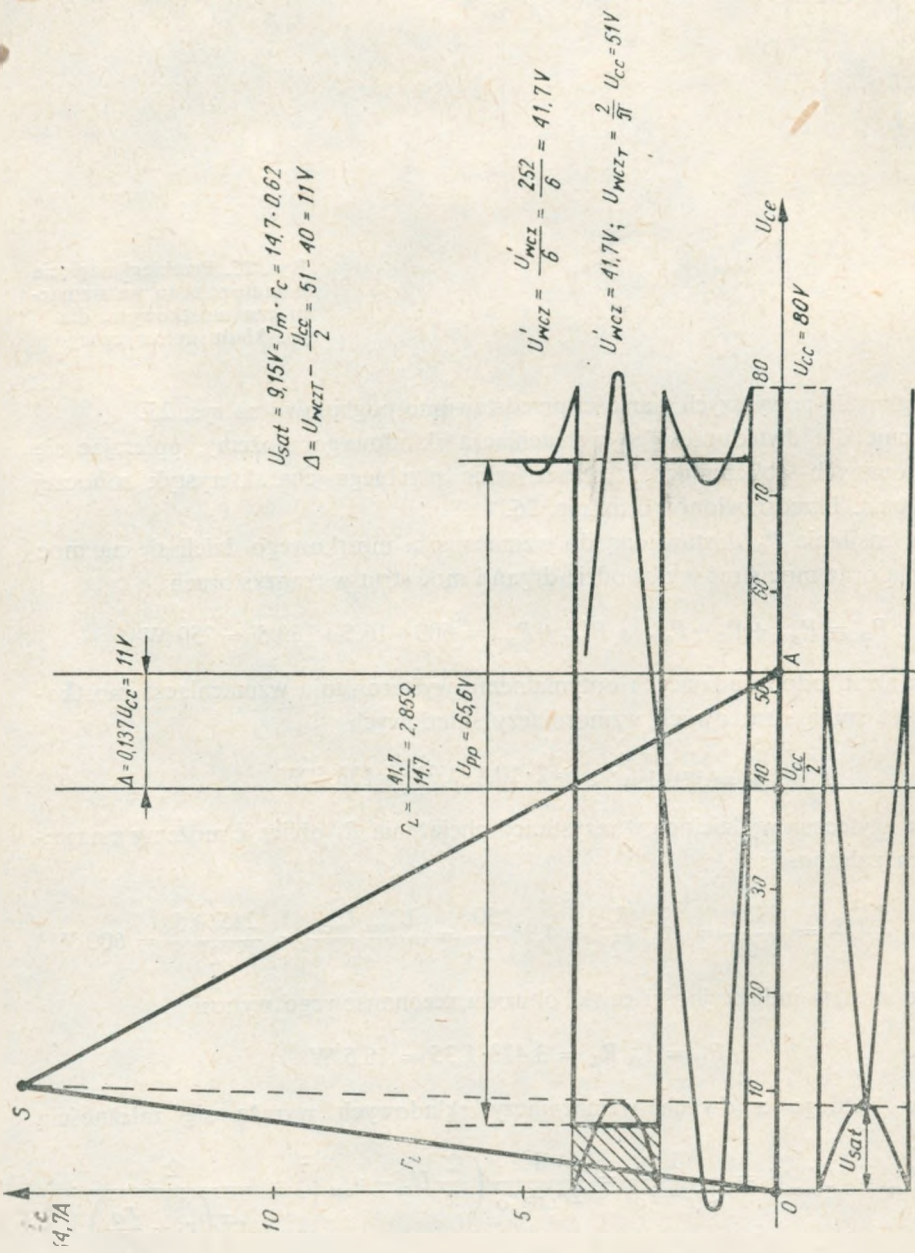
$$P_{wcz} = \frac{U_{wcz}^2}{2R_L} = \frac{245^2}{2 \cdot 50} = I_{wcz}^2 \frac{R_L}{2} = 4,9^2 \frac{50}{2} = \frac{U_{wcz} I_{wcz}}{2} = \frac{245 \cdot 4,5}{2} = 600 \text{ W}$$

Moc strat w indukcyjności cewki obwodu rezonansowego wynosi

$$P_Q = I_{sk}^2 R_L = 3,47^2 \cdot 1,35 = 16,5 \text{ W}$$

Moc każdego z dwóch wzmacniaczy składowych wyraża się zależnością

$$\begin{aligned} 1/2 P'_{wcz} &= (U'_{wcz})^2 = \frac{1}{2r_L + r_Q} = \frac{1}{2r_L + r_Q} \left( \frac{2}{\pi} U_{cc} - u_{sat} \right)^2 = \frac{2}{\pi^2 \left( r_L + \frac{r_Q}{2} \right)} \cdot \\ &\cdot \left( U_{cc} - \frac{\pi}{2} u_{sat} \right)^2 = \frac{0,203}{2,775 + 0,075} (80 - 14,3)^2 = 308 \text{ W.} \end{aligned}$$



Rys. 26. Charakterystyki robocze i obciążenia dwukluczowego wzmacniacza składowego klasy  $D_{ap}$ , tworzącego symetryczną połowę mostka rozpatrywanego w pkt. 9



Sprawność kolektorową wzmacniacza mostkowego można obliczyć kilkoma sposobami, wychodząc kolejno z zależności (25)

$$\begin{aligned}\eta_c &= \frac{P'_{wcz}}{P_0} = \frac{616,5}{750} = \frac{R_L + R_Q}{\sum R} = \frac{50 + 1,35}{62,47} = \frac{r_L + r_Q}{\sum r} = \frac{2,775 + 0,075}{3,475} = \\ &= \frac{U_{pp}}{U_{cc}} = \frac{394}{480} = \frac{u_{pp}}{u_{cc}} = \frac{65,6}{80} = \frac{U'_{wcz}}{U'_{wczT}} = \frac{252}{306} = 1 - \left( \frac{u_{sat}}{u_{cc}} \right) \frac{\pi}{2} = \\ &= 1 - \left( \frac{9,15}{80} \right) 1,57 = 1 - \left( \frac{\pi^2}{2} \right) \frac{r_c}{r_o} = 1 - 4,93 \frac{0,62}{17} = 0,82 = \\ &82\% \text{ gdzie } r_o = \frac{80}{4,7} = 17 \Omega\end{aligned}$$

Napięcie nasycenia  $u_{sat}$  każdego z tranzystorów mostka obliczymy z danych ogólnych z zależności (3):

$$u_{sat} = u_{wczT}(1 - \eta) = 0,637 \cdot 80 (1 - 0,82) = 51 \cdot 0,18 = 9,15 \text{ V}$$

Teoretyczną moc wzmacniacza mostkowego można obliczyć przy zaniedbaniu strat z zależności (1):

$$\begin{aligned}P_{wczT} &= \frac{2U_{cc} I_n}{\pi} = \frac{2 \cdot 80 \cdot 14,7}{\pi} = \frac{2U'_{cc} I_{wcz}}{\pi} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 80 \cdot 4,9}{\pi} = 2 \cdot U_{cc} I_{cc} = \\ &= 2 \cdot 80 \cdot 4,7 = 0,4 \frac{U_{cc}^2}{\sum r} = 0,4 \frac{80^2}{3,475} = 750 \text{ W}\end{aligned}$$

Sprawność energetyczną wzmacniacza mostkowego obliczamy z zależności (24):

$$\begin{aligned}\eta_e &= \frac{P_{wcz}}{P_0} = \frac{600}{750} = \frac{R_L}{R_L + R_Q + 2 \cdot R_c} = \frac{50}{50 + 1,35 + 2 \cdot 9 \cdot 0,62} = \frac{50}{62,47} = \\ &\frac{2r_L}{2r_L + r_Q + 2r_c} = \frac{2 \cdot 2,775}{5,55 + 0,15 + 1,24} = 0,8 = 80\%\end{aligned}$$

Można również napisać  $\eta_e = \frac{U_{wcz}}{U_{wczT}} = \frac{245}{480 \cdot 0,637} = \frac{245}{306} = 0,8$

Wypadkowa rezystancja obciążenia wzmacniacza mostkowego, mierzona pomiędzy zaciskami wejściowymi  $x'z'$ , wg zależności (16) wynosi:

$$r'_L = \frac{R'_L}{9} = \frac{51,35}{9} = 2r_I + r_Q = 2 \cdot 2,775 = 0,15 = 5,7 \Omega$$

Jak omówiono w pkt. 9, powyższa rezystancja powinna odpowiadać wejściowej rezystancji zespołu transformatorów dopasowujących wzmacniacza, wykonanych z zastosowaniem typowych kabli współosiowych. Występujące tu niedopasowanie  $r_{wej} = \frac{50}{9} = 5,56 \Omega$ ;  $r'_L = 5,7 \Omega$  jest nieznaczne, gdyż wynosi zaledwie  $0,14 \Omega$ , co stanowi ok. 3% i nie ma praktycznego znaczenia przy projektowaniu wzmacniacza.

## WYKAZ LITERATURY

1. Application information No 530, PHILIPS, Design of HF Wideband Power Transformes, s. 5-19.
2. Artym A. D.: Kluczowyje generatory garmoniczeskich kolebanij. Energia, Leningrad 1972, s. 1-166.
3. Baxandall P. I.: Transistor sine-wave LC oscillator. Proc. IRE part B Sup., 16 May 1959, s. 748-758.
4. Chudobiak W. J., Page D. F.: Frequency and Power Limitations of Class D Transistor Amplifier. JEEE Journal of Solid state circuits, Vol. Sc4, February 1969, s. 25-37.
5. Dutkowski H., Lenzion E., Paczkowski E.: Zagadnienia projektowania szerokopasmowych transformatorów do układów elektronicznych w radiokomunikacji. Biuletyn Informacyjny, Elektroniczne podzespoły biernie, nr 3 ITR, 1977, s. 31-36.
6. Dutkowski H., Paczkowski E.: Transformatory szerokopasmowe z magnetowodami pierścieniowymi o dużej przenikalności. Elektronika, nr 2, 1978, s. 77-79.
7. Kempe N.: Breitbandtransformatoren auf der Grundlage von Wellenleitern. Radio Fernsehen Elektronik, No 24, 1975, s. 804-807.
8. Orłowski A.: Przyczynek do projektowania transformatorów szerokopasmowych. Prace Instytutu Łączności, nr 86, 1980, s. 39-72.
9. Osborn M. R.: Design of tuned transistor power amplifiers. Electronic Engineering, August 1968, s. 436-443.
10. Pitzalis O.: Practical Design Information for Broadband Transmission Line Transformers. Proc. of the IEEE, 1968, s. 738-739.
11. Ruthroff C. L.: Same Broad-Band Transformers. Proc. of IRE, 1959, s. 1337-1342.
12. Sevick J.: Broadband matching transformers can handle many kilowatts. Elektronice, No 25, 1976, s. 123-128.
13. Sypniewski S.: Amplitudowa modulacja tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych klasy D. Prace Instytutu Łączności, z. 78/1975, s. 38-56.
14. Sypniewski S.: Analiza pracy stopnia końcowego nadajnika radiofonicznego wykorzystującego układy klasy D we wzmacniaczu rezonansowym i modulatorze. Dysertacja doktorska. Instytut Łączności, Warszawa 1976, s. 1 do 153.
15. Sypniewski S.: Nowy aperiodyczny wzmacniacz kluczowany dużej mocy. Prace Instytutu Łączności, z. 86/1980, s. 73-97.
16. Sypniewski S.: Półprzewodnikowe wzmacniacze rezonansowe klasy D z komutacją napięcia i prądu. Prace Instytutu Łączności, z. 4/68/1972, s. 1-67.
17. Sypniewski S.: Szeregowe obwody rezonansowe wzmacniaczy klasy  $D_{wcz}$ . Rozprawy Elektrotechniczne, z. 4, 1979, s. 1021-1046.
18. Sypniewski S.: Układ nadajnika radiofonicznego z modulatorem rezonansowym klasy D o komutacji napięcia i modulacji amplitudowej. Patent PRL, nr 108885/79.
19. Sypniewski S.: Układ sumowania mocy szerokopasmowych wzmacniaczy w.cz. klasy D z komutacją napięcia oraz transformacją wartości obciążenia. Patent PRL, nr 119437/78.
20. Sypniewski S.: Układ sumowania mocy wyjściowej kilku rezonansowych wzmacniaczy pracujących w klasie D o komutacji napięcia. Patent PRL, nr 85121/75.
21. Sypniewski S.: Wozmożnost primienienia usiltitelej w kluczewom režymie w sowremiennych radiowieszczatelnych pieredatczikach. Radio i Telewizja OIRT, No 1, 1978, s. 27-35.
22. Walewski K.: Tranzystorowe wzmacniacze mocy klasy D. Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej, nr 186, Elektronika, z. XXVIII/1972, s. 111-120.

Станислав Сынневски

## АПЕРИОДИЧЕСКИЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ КЛАССА $D_{ap}$

### Резюме

В статье представлено новое решение транзисторного усилителя большой мощности, построенного на ряде аperiodических модульных усилителей класса  $D_{ap}$ . Выходные прямоугольные волны напряжения модульных усилителей суммируются синфазно и используются для возбуждения колебаний в общем последовательном резонансном контуре на выходе схемы.

Приводится методика проектирования и расчета таких усилителей.

Рассмотрено также вопросы связанные с правильным возбуждением усилителей работающих в ключевом режиме, вопросы суммирования выходной мощности модульных усилителей и реализации амплитудной модуляции в описываемой схеме.

Stanisław Syniewski

## APERIODIC, SWITCHED-MODE, SOLID STATE HIGH POWER CLASS $D_{ap}$ HF AMPLIFIER

### Summary

After introduction in the paper some new aperiodic, voltage switched, solid state high power amplifier is presented. It consist of many bridge circuits moduls of combined square voltage waveform outputs used to drive series-resonant circuit of common power. Analisis of the performance and as well a mathematical method of calculation of such a high power aperiodic amplifier also been discussed for the needs of amplifiers designing. The operating line and load line of the switching transistor is presented. Various ather problems also has been discussed, in particular the minimizing of colector losses and the optimal driving of switched power transistors. Means of combined power outputs from two or more amplifiers moduls and the modulation problems are explained.

In the end part of the paper a calculation results have been compared with the laboratory measurements results of a 600 watts bridge class  $D_{ap}$  amplifier.



Stanisław Sypniewski

## UN AMPLIFICATEUR APERIODIQUE HAUT FRÉQUENCE DE FORT PUISSANCE CLASSE $D_{ap}$ À SEMI-CONDUCTEURS

### Résumé

Dans l'article on a présenté un nouveau amplificateur de fort puissance classe  $D_{ap}$  composé de quelques modul amplificatrice a circuit pont transistorisés aveque sommation de la puissance sur la charge commune d'un seul circuit de résonance.

On a expliqué les principes de fonctionnement et on a discuté les formules mathématique pour calculé les parametrs d'un telle type d'amplificateur. Aussitot on a présenté les caractéristique de charge du semi-conducteurs commutant classe  $D$  et les conditions meilleur de commande des éléments non linéaires utilisés. Additionnelment on a discuté les méthodes de sommation de la puissance de quelques amplificateurs classe  $D$  sur la charge commune en utilisent un circuit hybrid ou étoile. Aussi on a expliqué le facon de produire des signals AM.

En fin on a présenté et discuté les calculs de l'amplificateur modul 600 Watts complet et on a comparé les résultats des mesures d'un model laboratoire.

Stanisław Sypniewski

## APERIODISCHER HALBLEITER HOCHLEISTUNGSVERSTÄRKER DER IM SCHALTERBETRIEB DER $D_{ap}$ KLASSE ARBEITET

### Zusammenfassung

In dem Artikel nach der Einführung ist ein neuer aperiodischer Hochleistungsverstärker der in schalterbetrieb arbeitet besprochen. Der Gesamtverstärker enthält mehrere modulare Brückeneinheiten die in Summenschaltungen Rückwirkungsfrei mit arbeiten und die Gesamte Leistung liefern.

Auf diesem Grund ist seine Arbeitsweise erklärt sowie die zum Entwurf nötige mathematischen Formeln erläutert. Es sind auch die Arbeitskennlinien und die Lastwiderstandsgerade der Schalttransistoren angegeben. Das Problem der optimalen Aussteuerung der Schalttransistoren wird diskutiert. Es wurde auch die Erzeugung der Amplitudenmodulation besprochen und zum Abschlus sind die wichtigsten Eigenschaften des Neuen Verstärkers zusammengestellt und im Anhang ein Beispiel des Hochleistungsmodularverstärkers für 600 Watt berechnet und mit Labormessungen verglichen.

## REFRAKCJA FAL NA PODSTAWIE METEOROLOGICZNYCH SONDOWAŃ ATMOSFERY

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 26.VI.1984 r.

W ramach badań radioklimatu Polski określono charakterystyki refrakcji fal elektromagnetycznych w dolnej warstwie atmosfery od poziomu 0 do wysokości 1000 m, wykorzystując wyniki sondowań atmosfery, przeprowadzonych przez Służbę Meteorologiczną dla wielkoskalowych prognoz pogody na stacjach w Legionowie, Poznaniu, Koszalinie i Wrocławiu w latach 1961–1970. Charakterystyki te w postaci rozkładów prawdopodobieństwa wskaźnika refrakcji na wybranych wysokościach i średniego gradientu tego wskaźnika w określonych warstwach nie były dotąd znane. W publikacji przedstawiono, między innymi, rozkłady grad  $N$  w warstwie 0–100 m, istotnej dla ziemskich linii radiowych oraz w warstwach 0–500 m i 0–1000 m dla godzin 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup> w odniesieniu do wszystkich miesięcy roku. Z charakterystyk wynika, że największa zmienność grad  $N$  występuje w porze letniej, przy czym zmienność ta jest większa nocą niż dniem. Spośród czterech wymienionych punktów pomiarowych najsilniejszą zmienność gradientu zanotowano we Wrocławiu, zaś w Legionowie grad  $N$  zachowuje się najbardziej stabilnie.

### 1. WPROWADZENIE

Badania zmienności gradientu wskaźnika refrakcji fal elektromagnetycznych w dolnej warstwie atmosfery (grad  $N$ ) stanowią fragment pracy mającej na celu zbadanie radioklimatu na obszarze Polski. Dotychczas sporządzono mapę zmienności wskaźnika refrakcji  $N$  na powierzchni gruntu [11], która opiera się na rutynowych, wieloletnich pomiarach Służby Meteorologicznej [13]. Wskaźnik refrakcji wiąże się z ciśnieniem atmosferycznym powietrza  $P$  (mb), ciśnieniem pary wodnej w powietrzu  $e$  (mb) i temperaturą powietrza  $T$  (K) zależnością:

$$N = 77,6P/T + 3,73 \cdot 10^5 e/T^2 = D + W$$

gdzie

$D$  – składnik tzw. „suchy”,

$W$  – składnik „wilgotny” wskaźnika  $N$ .

Zmienność parametrów atmosfery (przede wszystkim temperatury i zawartości pary wodnej), szczególnie tuż przy gruncie, wpływa na fluktuację wskaźnika refrakcji

$N$  mierzonego w wybranym punkcie przestrzeni. Niejednorodności atmosferyczne wynikają z turbulencji powietrza, z pojawiania się tzw. termików, a także są związane z cyrkulacją powietrza w chmurach konwekcyjnych i w końcu z przemieszczaniem się systemów barycznych. Niejednorodności te charakteryzują się bardzo szeroką rozpiętością skali „czasu życia” (od sekund do tygodni) i skali rozmiarów (od centymetrów do setek km). Przemieszczając się względem punktu pomiaru wywołują one fluktuację wskaźnika  $N$  odpowiednią do swojej skali. Ze względu na propagację fali wzdłuż trasy linii radiowej i transmisję informacji należy brać pod uwagę wartość grad  $N$  uśrednioną, zarówno w skali czasu jak też i przestrzennie – horyzontalnie i pionowo. Ponieważ długości odcinków linii radiowych zawierają się w przedziale od 20 do 80 km, więc istotne byłoby uśrednienie grad  $N$  wzdłuż trasy w przedziałach rzędu dziesiątków km, a ze względu na wysokość trasy nad gruntem – uśrednienia w przedziale rzędu dziesiątków m.

Okres uśredniania w czasie można ocenić z wymagań na niezawodność linii radiowej. Jeśli dopuścić sumaryczny czas trwania głębokich interferencyjnych zaników sygnałów w najgorszym miesiącu do 1 minuty (ok.  $4 \cdot 10^{-4}$  miesiąca), to należy mieć możliwość rozróżniania zaników o czasie trwania rzędu dziesiątków  $s$ . Wobec tego można dopuścić uśrednianie fluktuacji punktowej wartości  $N$  w przedziale rzędu dziesiątków  $s$ .

W wyniku ograniczonych możliwości pomiaru refrakcji atmosfery, w literaturze najczęściej publikuje się wartości wskaźnika  $N$  mierzonego „punktowo” sondą o stałej czasu rzędu dziesiątków sekund oraz „punktowe” wartości grad  $N$  uśrednione pionowo w przedziale określonym przez wysokości  $h_1, h_2$  dolnego i górnego skraju warstwy atmosfery, w której gradient jest określany, jak przedstawia wzór:

$$\text{grad } N = \frac{N_{h_2} - N_{h_1}}{h_2 - h_1} \text{ N/km} . \quad (1)$$

Dotychczas nieznanne są wyniki badań uśrednionej horyzontalnie wartości  $N$  na odcinkach o długości dziesiątków km. CCIR publikuje jedynie jej szacunkowe wartości uzyskane drogą pośredniej oceny [5]. Wobec braku charakterystyk refrakcji opisujących zjawisko refrakcji w czasie i w przestrzeni często operuje się modelami tego zjawiska.

Wartość wskaźnika refrakcji powietrza  $N$  ulega zmianie wraz z wysokością punktu pomiaru nad powierzchnią gruntu. Można przyjąć, że w standardowej atmosferze wskaźnik ten maleje wykładniczo wraz z wysokością  $h$ , jak określa wzór

$$N(h) = N_s \exp(-h/h_0) \quad (2)$$

w którym  $N_s$  – wartość wskaźnika na powierzchni gruntu;  $h_0$  – stała.

W modelu przeciętnej atmosfery  $N_s = 315$  N/km, zaś  $h_0 = 7,36$  km, jakkolwiek np. w strefie klimatu umiarkowanego  $N_s$  może się wahać od 300 do 350 N/km.

Tor fali radiowej w warstwie powietrza jest uzależniony od przebiegu gradientu  $N$  w tej warstwie. Dla ziemskich linii radiowych jest istotna wartość grad  $N$  w war-



stwie do ok.  $h = 100$  m. Biorąc jednak pod uwagę linie satelitarne, ziemskie linie pozahoryzontowe i radiolokatory trzeba liczyć się ze zmianami  $N$  w warstwie grubszej. Często stosowanym parametrem propagacyjnym jest średni grad  $N$  w warstwie 1-kilometrowej do wysokości  $h = 1$  km, który określa się zgodnie z symboliką stosowaną przez CCIR jak niżej [8]

$$\text{grad } N = \Delta N = N(1) - N_s = -N_s[1 - \exp(-1/h_0)]$$

gdzie  $N(1)$  – wskaźnik refrakcji na wysokości  $h = 1$  km.

W klimacie umiarkowanym przeciętnie grad  $N = -40$  N/km.

Pomiary grad  $N$  są znacznie trudniejsze i kosztowniejsze niż pomiary  $N_s$ , ze względu na konieczność wieloletnich pomiarów  $N$  na wybranych wysokościach  $h$ . Niezbędne są wieże o wysokości kilkuset m lub balony na uwięzi. Do badań zmienności grad  $N$  w atmosferze można wykorzystać sondowania atmosfery przeprowadzane codziennie w określonych porach doby. Są one wykonywane sondą meteorologiczną zawieszoną pod swobodnie wznoszącym się balonem. Jednak sondowania te, przeprowadzane w kilku punktach kraju dla wielkoskalowych badań stanu pogody i opracowywania prognoz pogody, nie pozwalają na ogół uchwycić zmian  $N$  w niejednorodnościach atmosfery małej skali (warstwy o grubości dziesiątków metrów)\*. Tym niemniej dzięki systematycznemu, wieloletniemu wykonywaniu tych sondowań stają się one u nas jedynym źródłem informacji, pozwalającym na dokonanie wstępnej oceny zmienności grad  $N$  w przyziemnej warstwie atmosfery w zależności od regionu kraju, a także od pory roku w przekroju wieloletnim.

Należy wspomnieć, że od dawna bada się możliwości uniknięcia kłopotliwych pomiarów  $N$  nad powierzchnią gruntu niezbędnych do określenia grad  $N$ , przez sprawdzanie związku między grad  $N$  w wybranej warstwie i  $N_s$  przy gruncie. Jednak badania za granicą wykazały, że związek między tymi wielkościami nie jest zadowalająco ścisły. Wiadomo natomiast, że uśrednione za okres miesiąca wartości  $N_s$  i grad  $N$  w warstwie 1 km były silnie powiązane [2, 4]. Można stwierdzić, że istnieje statystyczna zależność między  $N_s$  i grad  $N = \Delta N$  w postaci

$$\Delta N = -A \exp(BN_s) \quad (3)$$

gdzie

$2,1 < A < 9,3$  i  $0,045 < B < 0,0094$  w zależności od klimatu [8]. Zagadnienie to jest nadal badane [14].

Fakt zmniejszania się wartości  $N$  wraz ze wzrostem wysokości w atmosferze prowadzi do tego, że trasa fali radiowej w atmosferze jest zagięta w stronę powierzchni Ziemi. Ponieważ rozpatrywanie zakrzywionego toru fali w odniesieniu do kulistej Ziemi jest kłopotliwe, przyjmuje się często modele geometryczne, w których bądź tor fali jest prostoliniowy, zaś Ziemia ma zastępczy promień krzywizny  $R_{sk}$ , bądź Ziemia jest płaska, zaś tor fali ma określony promień krzywizny. Modele takie

\*. Ze względu na stałą czasu czujnika temperatury (ok. 10 s) i czujnika wilgotności (ok. 40 s) oraz prędkość wznoszenia (ok. 6 m/s) w czujniku zachodzi całkowanie temperatury w „bramce” o wysokości ok. 60 m i wilgotności – w bramce o wysokości ok. 240 m.

można tworzyć, jeśli przyjąć, że tor fali jest zawarty w warstwie, w której grad  $N$  jest stały.

I tak dla modelu z prostoliniową propagacją fali [2, 8] mamy zależność

$$\frac{1}{R_{sk}} = \frac{1}{R} + \frac{dn}{dh} = \left(157 + \frac{dN}{dh}\right) 10^{-6} \quad (4)$$

gdzie:

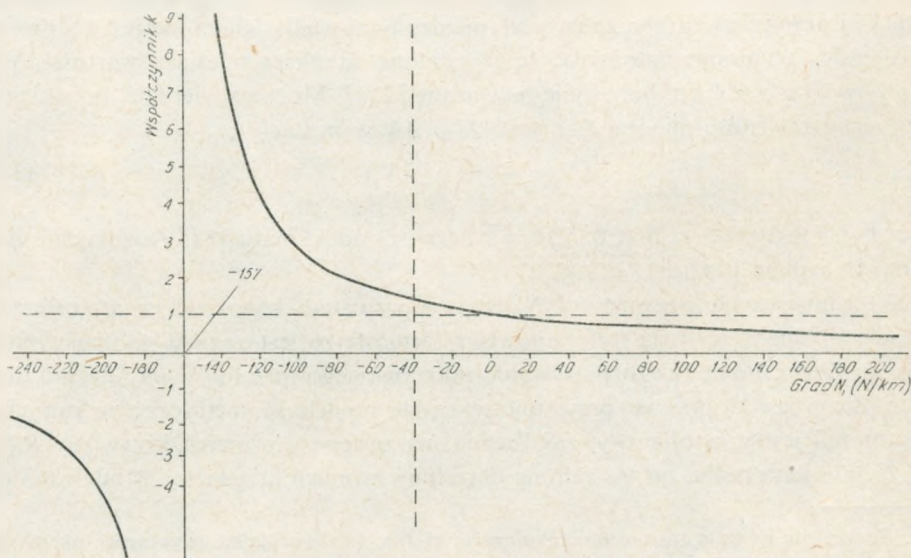
$R$  – promień Ziemi = 6370 km, zaś  $n$  – współczynnik refrakcji, który wiąże się ze wskaźnikiem  $N$  zależnością:

$$N = (n - 1) 10^6. \quad (5)$$

W zagadnieniach propagacji fal i przy projektowaniu linii radiowych wykorzystuje się pojęcie współczynnika skutecznego promienia Ziemi  $k$ , który jest ilorazem  $R_{sk}/R$  i wiąże się z pionowym gradientem  $N$  [2, 8], jak przedstawia wzór

$$k = R_{sk}/R = \left(1 + R \frac{dN}{dh} 10^{-6}\right)^{-1}. \quad (6)$$

Zmierzone poniżej wysokości 100 m wartości grad  $N$  zawierają się w przedziale od  $-$  do  $+$  kilka tysięcy  $N/\text{km}$ . Skrajne wartości są bardzo mało prawdopodobne, lecz wystąpienie ich powoduje silne zmiany toru fali. Z punktu widzenia projektowania linii radiowych o wysokiej niezawodności znajomość tych właśnie mało prawdopodobnych wartości grad  $N$  jest najbardziej istotna. Zmiany wartości  $k$  w zależności od grad  $N$  wg wzoru (6) przedstawia rys. 1. Standardowe warunki refrakcji



Rys. 1. Zależność współczynnika zastępczego promienia Ziemi  $k$  od grad  $N$

zachodzą, gdy grad  $N = -40 \text{ N/km}$ , przy czym wtedy  $k = k_{st} = 4/3$ ; ( $R_{sk} = 4/3R$ ).

Przy grad  $N > -40 \text{ N/km}$  (a więc  $0 < k < 4/3$ ) występuje efekt subrefrakcji, natomiast gdy  $-157 \text{ N/km} < \text{grad } N < -40 \text{ N/km}$ , czyli gdy  $\infty > k > 4/3$  – zachodzą zjawiska superrefrakcji. Dla wartości grad  $N = -157 \text{ N/km}$   $R_{sk} = \infty$  (wzór 4) oraz  $k = \infty$  (wzór 6), zaś fala ma tor styczny do płaskiej Ziemi. Gdy grad  $N < -157 \text{ N/km}$ , to wtedy  $k < 0$ , przy czym tor fali ma promień krzywizny mniejszy od promienia Ziemi, fala odbija się od Ziemi wielokrotnie, gdyż powstają warunki do tworzenia się duktów.

Na zakończenie tego wprowadzenia w zagadnienia refrakcji fal z punktu widzenia radioklimatu należy jeszcze zaznaczyć, że na ogół jak już wspomniano we wstępie pomiary grad  $N$  są dokonywane w określonym „punkcie” i uzyskane z pomiarów statystyczne charakterystyki refrakcji odnoszą się do danego punktu podczas gdy trasa fali, szczególnie w linii ziemskiej, przebiega dziesiątki kilometrów blisko powierzchni gruntu, gdzie grad  $N$  może zmieniać się dość znacznie. Istotne jest w związku z tym uchwycenie zmienności „średniego trasowego gradientu”, który ma mniejszą zmienność niż gradient mierzony w „punkcie”. Prób określenia średniej wartości grad  $N$  wzdłuż trasy linii radiowej metodą pośrednią dokonywano we Francji w latach sześćdziesiątych [5].

Pomiary wykonano na trasie nadmorskiej w rejonie kanału La Manche, w warunkach gdy strefa Fresnela była częściowo przesłaniana przez wybrzuszenie kuli ziemskiej. Moc sygnału odbieranego zależała od stopnia przesłonięcia strefy Fresnela oraz od szorstkości powierzchni przesłaniającej, a więc od falowania morza. Korzystając z teorii dyfrakcji fal dla przypadku cylindrycznej przeszkody obliczono wartości „trasowego gradientu refrakcji” w zależności od tłumienia fali na trasie i określono rozkład tych wartości. Okazało się, że w takich warunkach trasowy gradient zawierał się między wartościami  $-100 \text{ N/km}$  i 0, co odpowiadało warunkowi  $k < 1$ .

## 2. BADANIA REFRAKЦИИ ZA GRANICĄ I W POLSCE

W latach pięćdziesiątych badania refrakcji były już prowadzone w licznych krajach świata w różnych strefach klimatycznych. Pozwoliło to na opublikowanie w 1960 roku map średniej wartości  $N$  w poszczególnych miesiącach roku odniesionej do powierzchni morza dla całej kuli ziemskiej, a w 1966 roku także atlasu zawierającego między innymi niektóre charakterystyki rozkładów grad  $N$  w warstwie 0–100 m na globie ziemskim, jak np. mapy z obszarami, na których w określonym procencie czasu występuje grad  $N < -157 \text{ N/km}$  lub grad  $N < -100 \text{ N/km}$  lub grad  $N > 0$  [1]. W tych latach został określony wykładniczy model atmosfery ziemskiej i model zmienności  $N$  od wysokości  $h$  wg (2), [4]. W owym czasie badano też związki między  $N$ , i grad  $N$  w warstwie przyziemnej [2, 3, 4]. I tak np. w RFN stwierdzono na pod-



stawie analizy wyników meteorologicznych sondowań atmosfery w latach 1953–1958 o godz. 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup>, że w rejonie stacji Emden, Hanower i München współczynnik korelacji średnich miesięcznych  $N_s$  i logarytmu  $\Delta N$  był równy od 0,72 do 0,78 [2]. Według podobnych analiz w USA współczynnik korelacji był równy 0,93 [4].

W końcu lat sześćdziesiątych zaczęto zwracać większą uwagę na konieczność określenia mało prawdopodobnych, silnie różniących się od mediany wartości grad  $N$ . Wiązała się ta tendencja ze wzrostem wymagań na niezawodność linii radiowych. Badano refrakcję za pomocą specjalnie skonstruowanych sond zawieszonych pod balonem na uwięzi. Przykładem takich badań są pomiary przeprowadzone w Wielkiej Brytanii w latach 1963–65 [9]. Wykonywano je w godz. 0<sup>00</sup>, 6<sup>00</sup>, 12<sup>00</sup>, 18<sup>00</sup> poczynając od poziomu 0 do wartości 1200 m w odstępach wysokości co 75 m. Podobne pomiary przeprowadzone w roku 1975 [6] pozwoliły wykryć sytuację, w której cienka warstwa powietrza o ostro zarysowanych granicach na wysokości 30 m i 50 m była przyczyną zmian grad  $N$  od ok.  $-40$  N/km na wys.  $h = 30$  m do  $-2666$  N/km a następnie do  $+1300$  N/km i w końcu ponownie  $-40$  N/km na wysokości  $h = 50$  m [8]. Fala skierowana wzdłuż tej warstwy uległaby rozszczepieniu, przy czym część energii oddaliłaby się od powierzchni Ziemi (silna subrefrakcja), a część skierowałaby się w kierunku powierzchni i uległaby wielokrotnemu odbiciu pod tą warstwą (zjawisko falowodowe). Podobne badania pozwalające na określenie rozkładu prawdopodobieństwa grad  $N$  na skrajach tego rozkładu, odnoszące się do warstw atmosfery na różnych wysokościach, są prowadzone okresowo w licznych punktach globu ziemskiego.

W Polsce badania refrakcji, ograniczone do rejonu Koszalina, rozpoczął w 1965 r. W. Pawłowski [15], który również opracował dokument CCIR prezentujący rozkłady prawdopodobieństwa  $N$  i grad  $N$ , a także współczynnika zastępczego promienia Ziemi  $k$ , oparte na sondowaniach atmosfery dokonywanych przez Służbę Meteorologiczną o godz. 12<sup>00</sup> GMT w latach od 1961 do 1970 [7]. Rozkłady te zostały określone w warstwie o grubości 1 km w punktach 99%, 90%, 50%, 10% i 1%.

Pewne charakterystyki oparte na sondowaniach w Legionowie, dokonywanych w latach od 1961 do 1965, przedstawił E. Strauch [17]. Są to między innymi, średnie miesięczne  $N$  i grad  $N$  na wybranych powierzchniach izobarycznych. W końcu lat siedemdziesiątych IŁ podjął zadanie opracowania przy współpracy z IMGW statystycznych charakterystyk refrakcji w odniesieniu do całego obszaru kraju w warstwie atmosfery do wysokości 3 km. Zmienność średniomiesięcznego wskaźnika  $N_s$  przy gruncie, określona na podstawie 45-letnich pomiarów w okresie 1931–1975 w 36 punktach kraju, została przedstawiona w opracowaniu [13], wykonanym na zlecenie IŁ przez IMGW. Zmienność dobową  $N_s$  i rozkłady  $N_s$  oparte na 5-letnim okresie pomiarów dokonywanych przez Służbę Meteorologiczną w niektórych punktach kraju, podano w opracowaniu [11].

Z kolei w sprawozdaniach [10] przedstawiono wyniki analiz sondowań atmosfery wykonywanych przez Służbę Meteorologiczną w Legionowie, Poznaniu i Wrocławiu w latach 1961–70 o godz. 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup> GMT i w Koszalinie tylko o godz. 11<sup>00</sup>. Są to

obliczone na EMC rozkłady prawdopodobieństwa  $N$  na wybranych wysokościach, rozkłady grad  $N$  w warstwach do wysokości 3 km, korelacje między  $N_s$  i grad oraz korelacje między miesięcznymi medianami  $N_s$  i grad  $N$ . Obliczono także współczynniki regresji grad  $N$  względem  $N_s$  odpowiednio do równania (8).

### 3. DANE PIERWOTNE

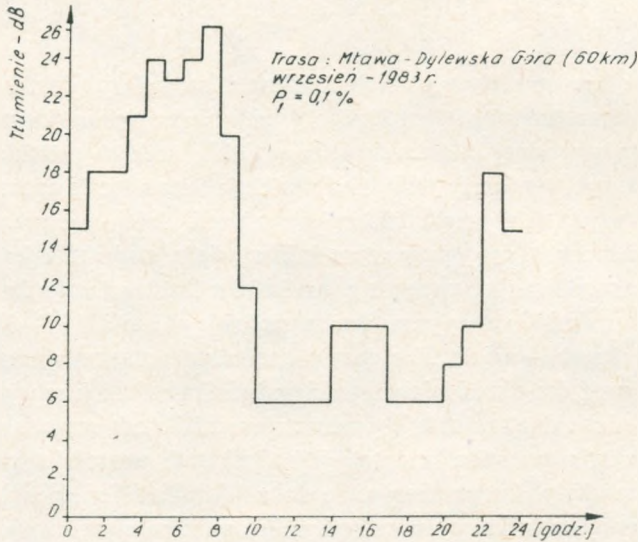
Sondy meteorologiczne stosowane do wysokich sondowań atmosfery (do 20–30 km wysokości) mierzą temperaturę powietrza  $T$ , jego wilgotność względną (która pozwala określić prężność pary wodnej  $e$ ) oraz ciśnienie  $p$ , jakkolwiek to ostatnie nie jest mierzone, gdy znana jest wysokość sondy nad punktem startu. Stałe czasu czujników, jak wspomniano w pkt. 1, są rzędu dziesiątków sekund. Balon unoszący sondę wznosi się z prędkością ok. 6 m/s, przy czym informacja z czujników jest przekazywana do naziemnego odbiornika szeregowo, po kolei z każdego czujnika. Przyłączanie czujników do kanału informacyjnego dokonywało się w latach 1961–64 co ok. 5 s, zaś w pozostałym okresie — co ok. 30 s, co wiąże się ze stałą czasu czujnika wilgotności powietrza. Ponieważ dla określenia wartości wskaźnika refrakcji w wybranym punkcie przestrzeni niezbędne są wartości parametrów  $p$ ,  $T$  i  $e$  odnoszące się do tego punktu, więc zachodziła potrzeba interpolacji brakujących wartości tych parametrów w czasie, gdy nie były one przekazywane do odbiornika. Ten sposób przekazywania danych z sondy, wynikający w znacznym stopniu ze swobodnego wzlotu sondy i stałych czasu czujników, uniemożliwił jednoczesne uchwycenie zmian wartości parametrów  $p$ ,  $T$  i  $e$  w warstwach o grubości kilkuset metrów. Jakkolwiek nie miało to istotnego znaczenia w pomiarach atmosfery nastawionych na prognozowanie pogody w wielkiej skali (na skalę kraju i Europy) to jednak uświadomienie sobie istnienia tych ograniczeń pomiarowych pozwala stwierdzić, że dane z sondowań dla oceny refrakcji są zubożone o zmiany wskaźnika refrakcji w małej skali. Sondowanie rozpoczyna się dokładnym pomiarem trzech parametrów  $p$ ,  $T$  i  $e$  na poziomie  $h = 0$ . Z kolei, po wypuszczeniu sondy następuje około 0,5- – 1-minutowa przerwa w odbiorze danych, zanim antena stacji odbiorczej uchwyci kierunek na sondę unoszoną przez balon. Tak więc interesująca nas i najbardziej zmienna warstwa przyziemna jest określana za pomocą danych uchwyconych na poziomie  $h = 0$  i  $h = 200$ – $400$  m. W związku z tym warstwa od  $h = 0$  do  $h = 200$ – $400$  m jest opisywana metodą interpolacji.

Należy zaznaczyć, że badanie zmienności refrakcji powietrza powinno opierać się na sondowaniach przeprowadzanych wielokrotnie w ciągu doby, aby uchwycić dobową zmienność refrakcji. Wiadomo, że silne jej zmiany zachodzą około zachodu i wschodu słońca, przy czym zmienność nocna jest silniejsza niż dzienna, jak wykazały pomiary o godz. 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup>.

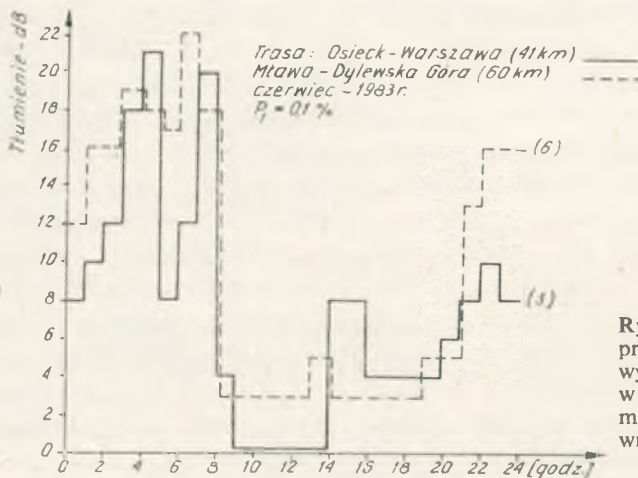
Pewien obraz dobowej zmienności refrakcji przedstawia dobowa zmienność zaników fal na ziemskich liniach radiowych. Zaniki te, wyrażone w dB względem

wartości medialnej sygnału, wiążą się przede wszystkim ze zmianami grad  $N$  wzdłuż trasy fali. Na rys. 2 przedstawiono progi tłumienia fal na trasach o częstotliwości w pasmie 6 GHz, które są przekraczane w kolejnych godzinach doby z prawdopodobieństwem 0,1% odniesionym do miesiąca.

a)



b)



Rys. 2. Dobowy przebieg tłumienia przekraczanego w liniach radiowych na częstotliwości 6 GHz w przedziale czasu równym 0,1% miesiąca (a), na trasie (6) w wrześniu, na trasach (3) i (6) w czerwcu (b)

Wspomniane wyżej ograniczenia i braki w zbiorze danych pierwotnych nie podważają ich wagi wynikającej z wieloletniego standardowego dokonywania pomiarów w określonym punkcie i w określonej porze doby. Wyłania się z nich jednak konieczność uzupełnienia opisu zmienności refrakcji przez dodatkowe, specjalistyczne



pomiary w warstwie przyziemnej do ok. 500–1000 m w godzinach 1<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup> i w godzinach bliskich wschodu i zachodu słońca.

Wyniki sondowań atmosfery dokonywanych w Polsce w latach 1961–70 o godz. 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup> GMT w postaci pionowych profilów zmian  $p$ ,  $T$ ,  $e$  zostały zgromadzone w pamięci komputera ODRA znajdującego się w Ośrodku Obliczeniowym IMGW i następnie przetworzone wg wzoru (1) tak, by otrzymać interesujące nas wartości wskaźnika refrakcji  $N$ . Wartości te zostały przyporządkowane wybranym poziomom na wysokości 100 m, 200 m, 300 m, ... 1000 m, 1500 m, 2000 m, 2500 m i 3000 m (17 poziomów) i umieszczone w bazie danych. IMGW dostarczył te dane do dalszego przetwarzania w IŁ po naniesieniu tych danych na taśmę magnetyczną.

#### 4. OBLICZENIA STATYSTYCZNYCH CHARAKTERYSTYK REFRAKCJI

Dane pierwotne posłużyły do obliczenia rozkładów prawdopodobieństwa wskaźnika refrakcji na wybranych poziomach  $h$ , a także rozkładów gradientu tego wskaźnika w wybranych warstwach atmosfery.

Ponadto obliczono współczynniki korelacji między wartościami  $N_s$  na poziomie  $h = 0$  i  $\log \text{grad } N$  w warstwach oraz współczynniki  $A$ ,  $B$  regresji  $\text{grad } N$  względem  $N_s$  w równaniu

$$\text{grad } N = -A \exp(BN_s) \quad (7)$$

a także obliczono współczynniki korelacji między medianami miesięcznymi  $N_{s,50}$  i  $\log(\text{grad } N)_{50}$  oraz współczynniki regresji  $C$ ,  $D$  w równaniu

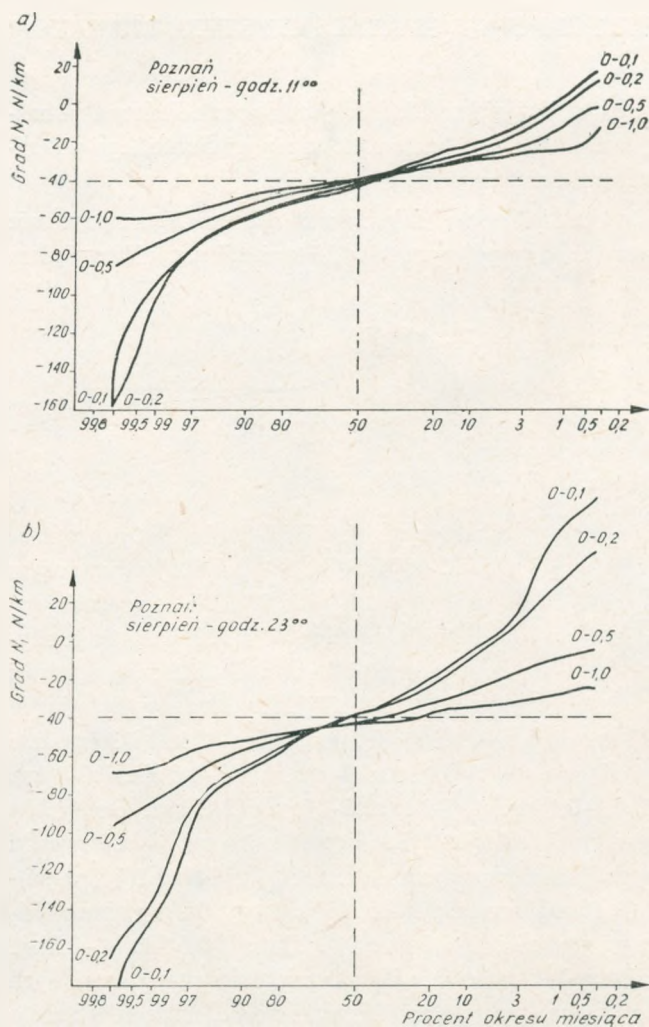
$$(\text{grad } N)_s = -C \exp(DN_{s,50}) \quad (8)$$

Rozkłady obliczono dla każdego miesiąca w przekroju 10-letnim dla procentów czasu: 0,5%, 1%, 3%, 10%, 20%, 50%, 80%, 90%, 97%, 99% i 99,5%, przy czym podano wartości skrajne  $N_{\max}$ ,  $N_{\min}$  lub  $(\text{grad } N)_{\max}$  i  $(\text{grad } N)_{\min}$  i odpowiadający mu procent czasu. Osobno obliczono rozkłady dla godziny 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup> oraz dla obydwu godzin łącznie. W tym ostatnim przypadku obliczono dodatkowo wartości progowe  $N$  i  $\text{grad } N$  dla procentów czasu 0,2% i 99,8%. Rozkłady wskaźnika  $N$  odnoszą się do poziomów 0 km, 0,1 km, 0,2 km, 0,5 km, 1 km, 2 km i 3 km, zaś rozkłady  $\text{grad } N$  odnoszą się do warstw 0–0,1 km; 0–0,2 km; 0–0,5 km i 0–1 km oraz do warstw 0,1–0,2 km, 0,2–0,5 km, 0,5–1 km, 1–2 km i 2–3 km. Do tychże warstw odnoszą się współczynniki korelacji  $N_s$  i  $\log(\text{grad } N)$  oraz współczynniki  $A$ ,  $B$  równań regresji. W przypadku miesięcznych median  $N_{s,50}$  i  $(\text{grad } N)_{50}$  współczynniki korelacji i regresji ( $C$ ,  $D$ ) odnoszą się tylko do warstwy dolnej z uwzględnieniem czterech przypadków jej grubości (0–0,1 km; 0–0,2 km; 0–0,5 km i 0–1 km). Jak widać, obliczenia charakterystyk przeprowadzono nie korzystając z danych na wszystkich siedemnastu poziomach. Ograniczenie obliczeń do siedmiu odpowiednio

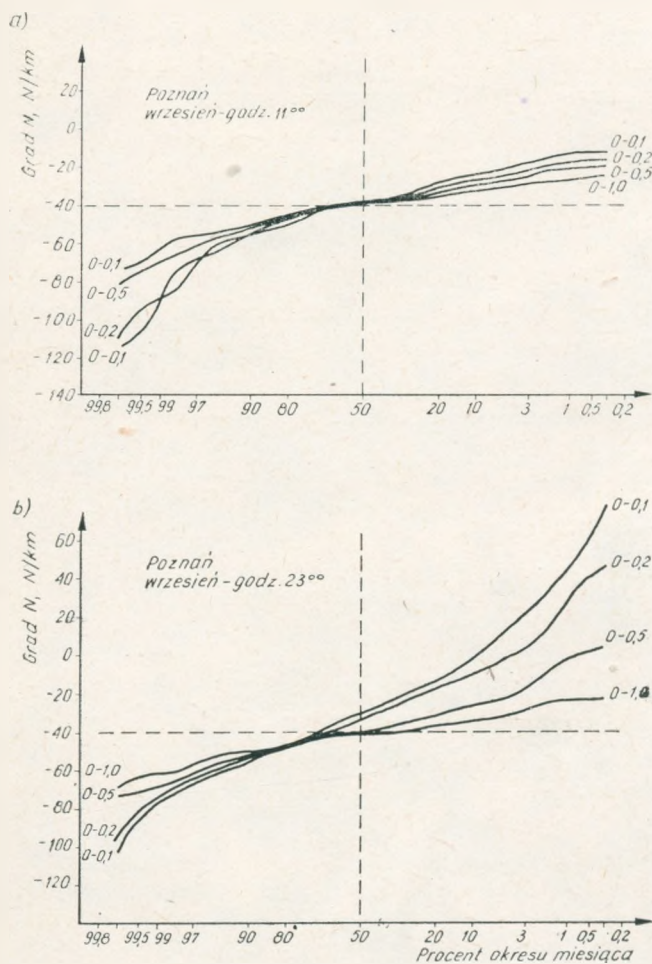
dobrych poziomów pozwoliło znacznie skrócić czas obliczeń, zapewniło przejrzystość rezultatów obliczeń na wydrukach z EMC, a przy tym nie zubożyło zbytnio zawartości informacyjnej otrzymanych charakterystyk, bowiem sondy meteorologiczne nie są wrażliwe na niejednorodności atmosfery małej skali.

Przyjęty podział na charakterystyki refrakcji odnoszące się do poszczególnych miesięcy i oddzielnie do godzin dziennych (ok. 11<sup>00</sup> GMT) i nocnych (ok. 23<sup>00</sup> GMT) ogranicza zbiór danych tych charakterystyk do ok. 300 wartości. Pozwala to jednak wyróżnić „najgorsze” miesiące w roku a także „gorszą” porę doby i tym samym wyodrębnić najcenniejsze dla projektowania linii radiowych parametry.

Poza tymi charakterystykami obliczono rozkłady  $N$  i grad  $N$  dla każdego miesiąca i roku osobno dla 10%, 50% i 90% okresu miesiąca z podaniem wartości skrajnych,



Rys. 3. Rozkłady grad  $N$  w przeciętnym sierpniu w warstwach o godz. 11<sup>00</sup> (a) i 23<sup>00</sup> (b)

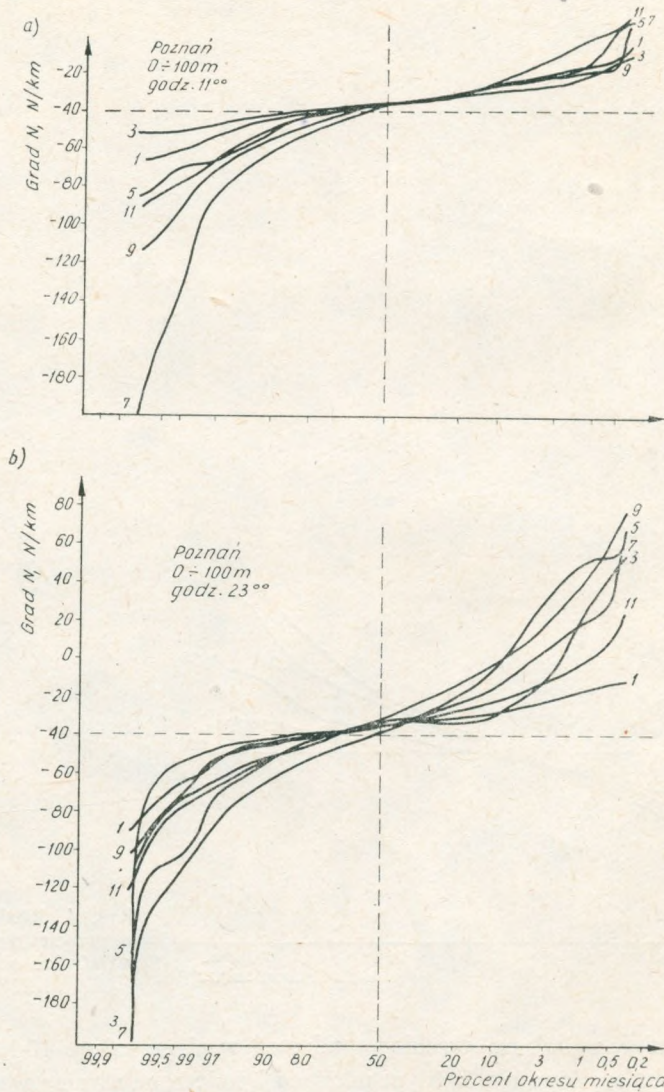


Rys. 4. Rozkłady grad  $N$  w przeciętnym wrześniu w warstwach o godz. 11<sup>00</sup> (a) i 23<sup>00</sup> (b)

co pozwala mieć wgląd na przebieg sondowań w ciągu całego 10-lecia. Podano przy tym liczbę sondowań w każdym miesiącu i zmierzone skrajne wartości  $N$  lub grad  $N$ .

Wszystkie te charakterystyki były obliczane na komputerze RIAD-32, wg programu opracowanego przez mgra inż. H. Lewandowskiego [12]. Program pozwala też obliczać charakterystyki dla okresu 20-letniego, gdy liczba danych jest 2-krotnie większa, a także włączyć do obliczeń sondowania w terminach dodatkowych w ciągu doby. Możliwości te stworzono ze względu na to, że IMGW kompletuje bazę danych z sondowań wykonanych w okresie 1971–1980. Poza tym na stacji Legionowo w tych latach przez pewien krótki czas (ok. rok) sondowania wykonywano 4 razy na dobę, w związku z czym powstanie możliwość zgrubnego zbadania dobowej zmienności refrakcji.

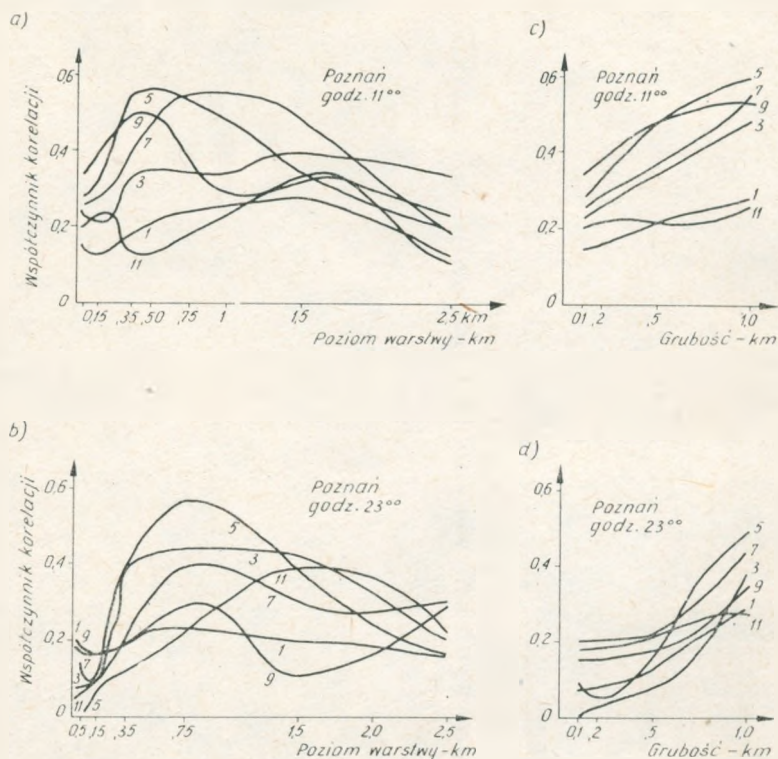




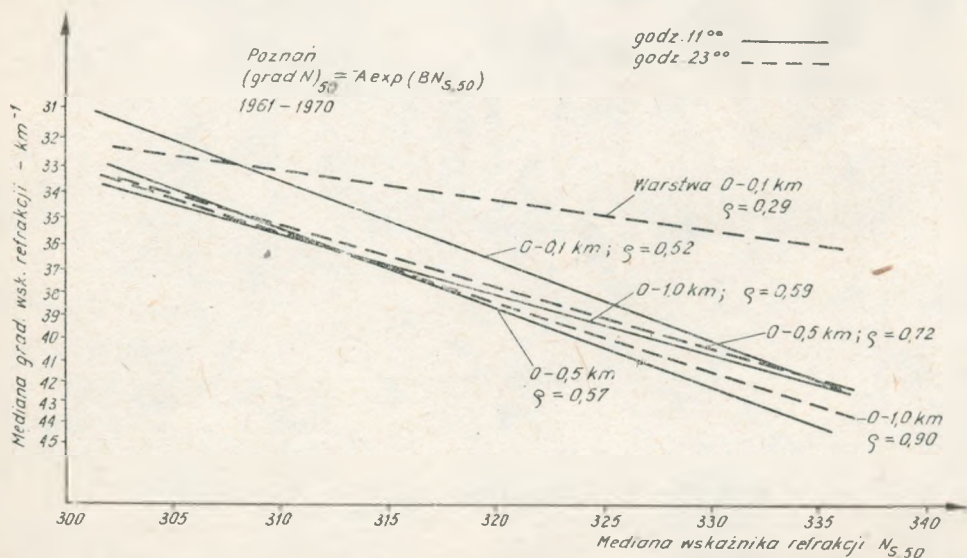
Rys. 5. Rozkłady grad  $N$  dla przeciętnego miesiąca w warstwie 0-100 m godz. 11<sup>00</sup> (a) i godz. 23<sup>00</sup> (b); 1, 3 ... 11 – nieparzyste miesiące

## 5. WYNIKI OBLICZEŃ CHARAKTERYSTYK REFRAKCYJ

Charakterystyki refrakcji odnoszące się do rejonu Poznania, Koszaliną, Wrocławia i Legionowa są przedstawione na wydrukach z EMC RIAD-32 i przechowywane w Zakładzie Propagacji Fal IŁ [10]. W sprawozdaniu przytoczono w syntetycznej postaci najbardziej interesujące z tych charakterystyk w postaci wykresów lub tabel.

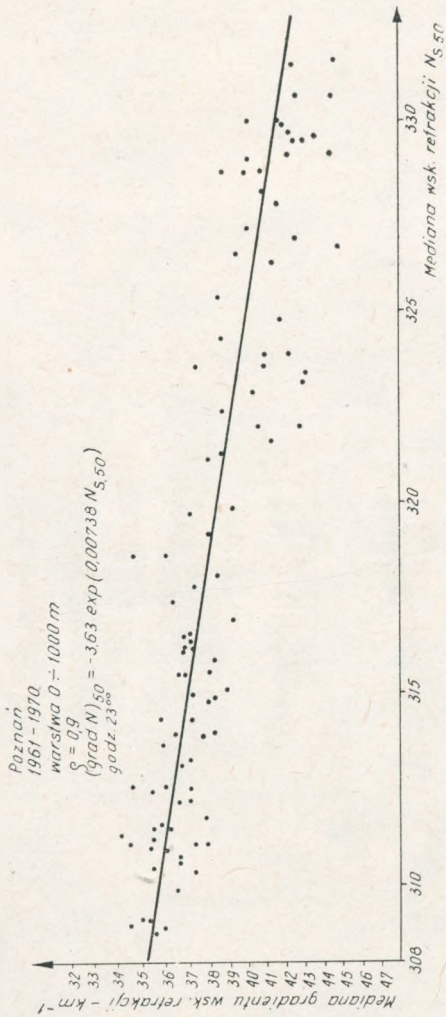


Rys. 6. Zależność współczynnika korelacji  $N_s$  na powierzchni gruntu i log (grad  $N$ ) w warstwie od poziomu warstwy nad gruntem (a, b) i od grubości warstwy (c, d) dla nieparzystych miesięcy

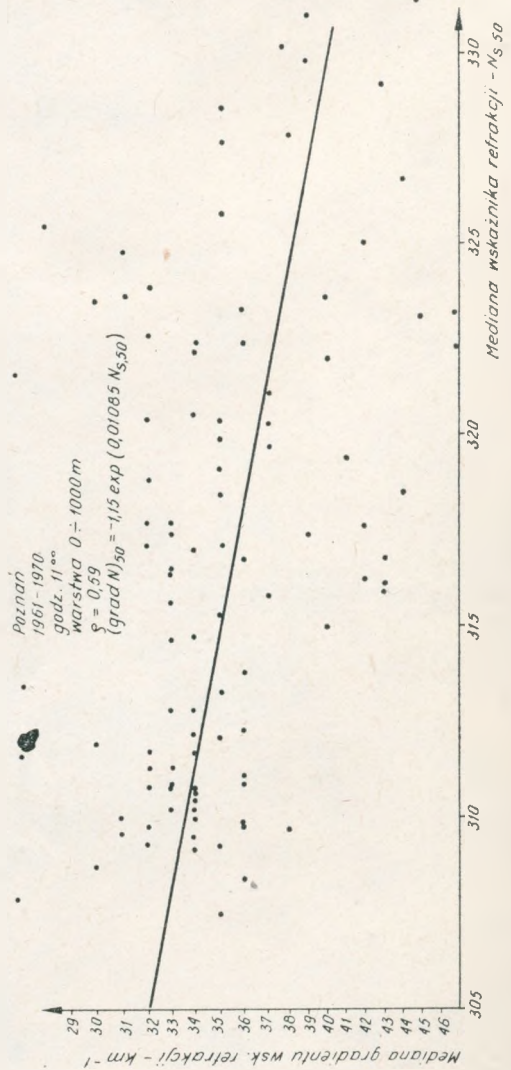


Rys. 7. Regresja wykładnicza mediany miesięcznej (grad  $N$ )<sub>50</sub> względem mediany miesięcznej  $N_{s,50}$  dla godz. 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup>





Rys. 8. Krzywa regresji wykładniczej miesięcznej mediany gradientu wskaźnika refrakcji w warstwie 0-1000 m i miesięcznej mediany przyziemnego wskaźnika refrakcji  $N_{s,50}$  dla godz. 23<sup>00</sup>



Rys. 9. Krzywa regresji wykładniczej miesięcznej mediany gradientu wskaźnika refrakcji w warstwie 0-1000 m i miesięcznej mediany przyziemnego wskaźnika refrakcji  $N_{s,50}$  dla godz. 11<sup>00</sup>



Typowy przebieg rozkładów grad  $N$  w miesiącach letnich uwidaczniają rys. 3 i 4, na których przedstawiono rozkłady odnoszące się do stacji Poznań i warstw atmosfery 0–100 m, 0–200 m, 0–500 m i 0–1000 m. Na rys. 5 pokazano charakter zmian rozkładu w warstwie 0–100 m w ciągu roku, wykreślając rozkłady dla nieparzystych miesięcy. Z kolei rys. 6 przedstawia korelację między wartością  $N_s$  i  $\log(\text{grad } N)$  w warstwie w miesiącach nieparzystych, przy czym na rys. 6a, b przez wysokość warstwy nad poziomem gruntu uważa się wysokość jej środka. Na rys. 6c, d przez grubość warstwy rozumie się wysokość jej górnego skraju nad poziomem gruntu. Wykładniczą regresję miesięcznej mediany grad  $N$  względem miesięcznej mediany  $N_s$  przedstawia rys. 7. Dla poszczególnych warstw zaznaczono przy tym wartości współczynników korelacji między  $\log(\text{grad } N)_{50}$  i  $N_{s,50}$  wyliczone ze 120 par  $\log(\text{grad } N)_{50}$ ,  $N_{s,50}$ . Rozrzut punktów względem krzywej regresji obrazują rys. 8 i 9 stanowiące przykład dla dużego współczynnika korelacji ( $\rho = 0,9$ ) i względnie małego ( $\rho = 0,59$ ). Charakterystyki refrakcji w rejonie Poznania przedstawione na rys. 2–9 mają podobny przebieg, jak charakterystyki w rejonach pozostałych stacji [10].

Pewnym podsumowaniem wyników analizy związku między medianami miesięcznymi  $N_s$  i grad  $N$  w warstwach 0–100 m, 0–500 m i 0–1000 m jest tablica 1. Uwidocz-

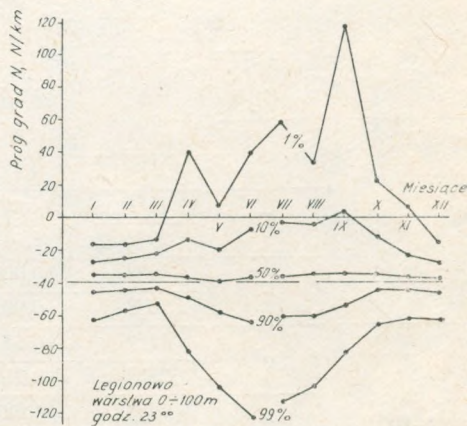
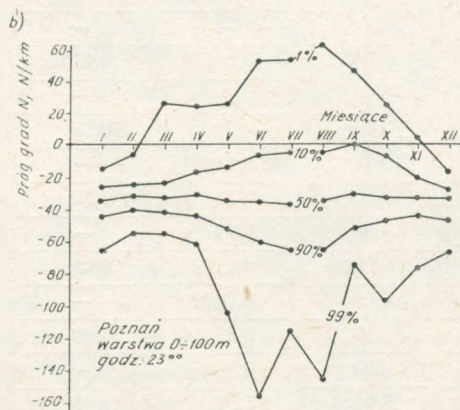
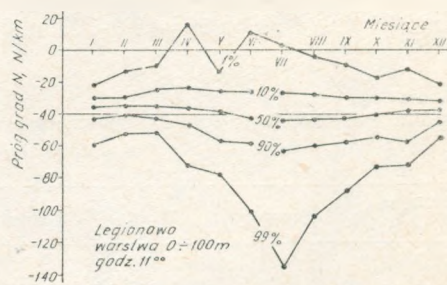
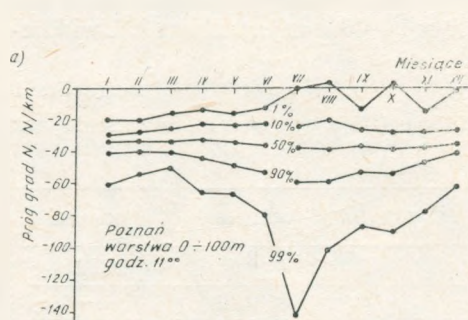
Tablica 1

Współczynniki korelacji  $\rho$  między miesięcznymi medianami  $N_s$  i  $\log(\text{grad } N)$  w warstwie oraz współczynniki regresji  $C$ ,  $D$

Warstwa (m)	Parametry	Godz.	Legionowo	Poznań	Wrocław	Koszalin
0–100	$\rho$	11 <sup>00</sup>	0,73	0,52	0,77	0,82
		23 <sup>00</sup>	0,05	0,29	0,30	—
	$C$	11 <sup>00</sup>	1,31	2,16	0,32	0,33
		23 <sup>00</sup>	58,7	12,78	—	—
	$D$	11 <sup>00</sup>	0,0105	0,0089	0,0155	0,0152
		23 <sup>00</sup>	0,0015	0,003	—	—
0–500	$\rho$	11 <sup>00</sup>	0,73	0,57	0,79	0,86
		23 <sup>00</sup>	0,73	0,72	0,51	—
	$C$	11 <sup>00</sup>	2,13	2,35	0,85	0,52
		23 <sup>00</sup>	6,14	4,68	7,99	—
	$D$	11 <sup>00</sup>	0,0090	0,0088	0,0122	0,0131
		23 <sup>00</sup>	0,0057	0,066	0,0049	—
0–1000	$\rho$	11 <sup>00</sup>	0,65	0,59	0,83	0,90
		23 <sup>00</sup>	0,91	0,90	0,88	—
	$C$	11 <sup>00</sup>	4,08	3,06	1,91	1,05
		23 <sup>00</sup>	4,26	3,64	4,51	—
	$D$	11 <sup>00</sup>	0,0069	0,0078	0,0094	0,0113
		23 <sup>00</sup>	0,0069	0,0074	0,0067	—

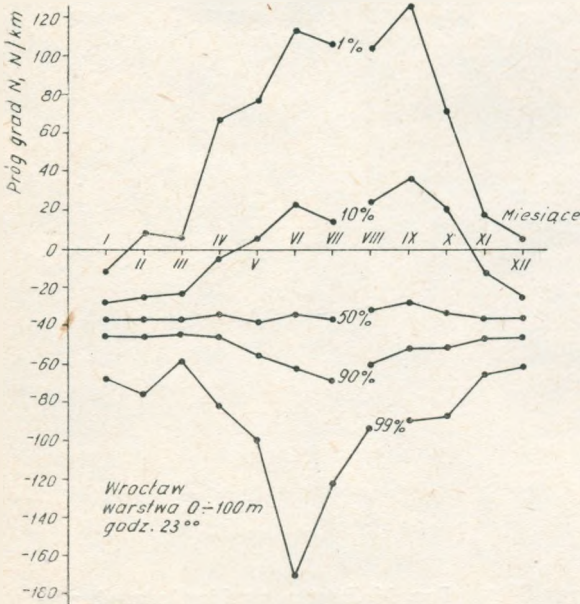
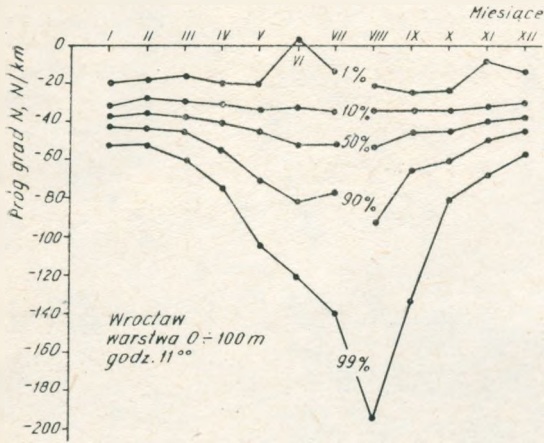
niono w niej współczynniki korelacji oraz współczynniki regresji  $C$ ,  $D$  w równaniu regresji (8) odnoszące się do wszystkich stacji sondowań. Pokazano też prawidłowości i różnice w zakresie kształtowania się związku między wspomnianymi wyżej medianami  $N_s$  i grad  $N$ , zarówno o godz. 11<sup>00</sup> jak i 23<sup>00</sup>.

Prezentacja tak obszernych wyników obliczeń za pomocą wykreślenia przebiegu charakterystyk aczkolwiek znacznie ułatwia ich wizualizację, to jednak jeszcze nie jest dość dogodna dla przeprowadzenia uogólnień. W związku z tym, rezygnując z niektórych szczegółów, najbardziej interesujące charakterystyki, jakimi są rozkłady grad  $N$ , zostaną przedstawione w bardziej zwartej postaci za pomocą rocznego przebiegu wybranych kwantyli tych rozkładów. I tak na rys. 10 uwidoczniło 12 miesięcznych rozkładów grad  $N$   $P_1$ (Grad  $N >$  grad  $N$ ) za pomocą kwantyli dla  $P_1 = 1\%$ , 10%, 50%, 90% i 99% osobno dla godz. 11<sup>00</sup> i 23<sup>00</sup> w warstwie 0–100 m w rejonie Poznania. Kwantyle te informują, jakie progi grad  $N$  przekroczyła zmienna losowa Grad  $N$  z podanymi prawdopodobieństwami. Podobnie przedstawiono roczny przebieg rozkładów w tej warstwie w rejonach stacji Legionowo i Wrocław na rys. 11 i 12. Charakterystyki te dla wyżej wymienionych rejonów w warstwach 0–500 m



Rys. 10. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0–100 m w rejonie Poznania o godz. 11<sup>00</sup> (a) i o godz. 23<sup>00</sup> (b)

Rys. 11. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0–100 m w rejonie Legionowa

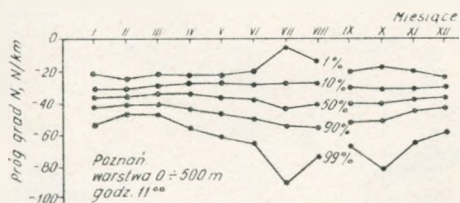


Rys. 12. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0-100 m w rejonie Wrocławia

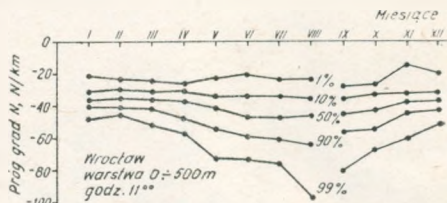
i 0-1000 m podano na rys. od 13 do 18, zaś dla rejonu Koszalina charakterystyki odnoszące się do wszystkich trzech warstw – na rys. 19. Najbardziej interesujący jest przebieg brzegowych kwantyli dla  $P_1 = 1\%$  i  $99\%$ . Informują one o zakresie zmian grad  $N$  po odrzuceniu trzech skrajnych elementów, które mogą być obciążone znacznymi błędami.

Ogólnie można stwierdzić, że najbardziej stabilnymi miesiącami ze względu na propagację fal są: grudzień, styczeń i luty, natomiast najbardziej niestabilne są: maj, czerwiec, lipiec, sierpień i wrzesień, przy tym w godzinach południowych zasięg propagacji fal jest wyraźnie większy niż w pobliżu północy. Byłoby celowe porówna-

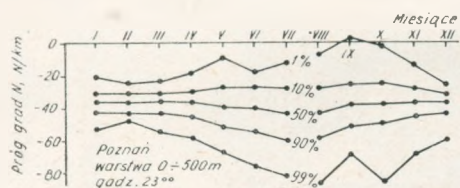




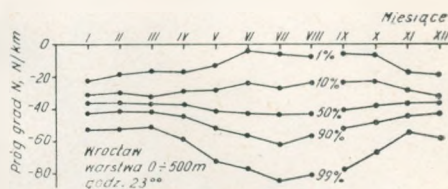
Rys. 13. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0-500 m w rejonie Poznania



Rys. 14. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0-500 m w rejonie Wrocławia

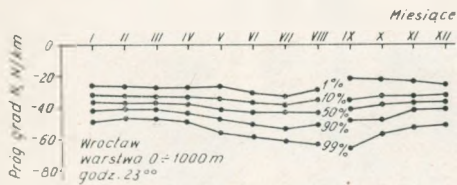
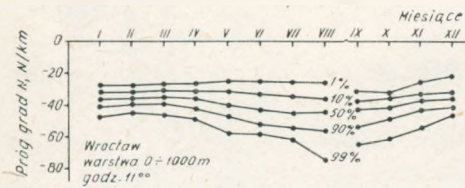


Rys. 15. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0-500 m w rejonie Legionowa

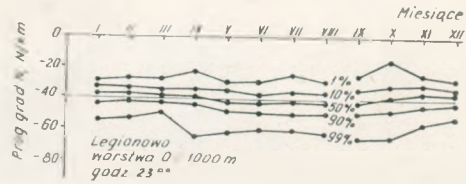
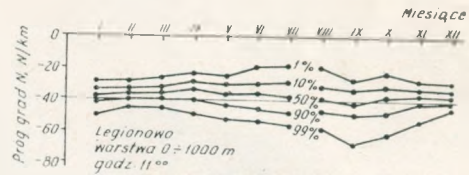


Rys. 16. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0-1000 m w rejonie Poznania

nie obliczonych charakterystyk refrakcji z analogicznymi charakterystykami w sąsiadujących krajach. Jak dotychczas nie ma jednak informacji o istnieniu tego rodzaju charakterystyk. Można natomiast dokonać bardzo zgrubnego oszacowania uzyskanych u nas rozkładów prawdopodobieństwa grad  $N$  z rozkładami określonymi w W. Brytanii na podstawie sondowań za pomocą specjalnej sondy zawieszanej pod balonem na uwięzi [9]. Wykonano tam około 1270 sondowań w ciągu 3 lat w godzinach  $0^{00}$ ,  $6^{00}$ ,  $12^{00}$  i  $18^{00}$ . Przedstawione w [8] wykresy oparte na tych bada-



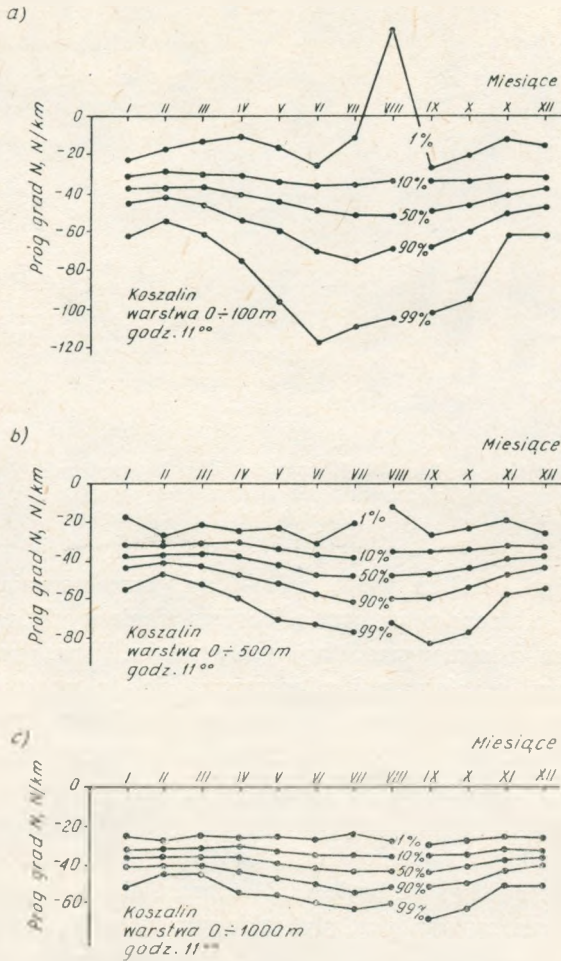
Rys. 17. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0-1000 m w rejonie Wrocławia



Rys. 18. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w warstwie 0-1000 m w rejonie Legionowa

niach odnoszą się do warstw 0-75 m, 0-150 m, 0-500 m i 0-1 km i przedstawiają rozkłady średnioroczne dla wszystkich sondowań łącznie. Porównywanie wyników jest na ogół utrudnione ze względu na różnice w prezentacji tych wyników. W naszym przypadku dysponujemy rozkładami miesięcznymi odnoszącymi się do warstw o innej grubości. Na podstawie danych brytyjskich można oszacować, że dla warstwy o grubości 0-100 m grad  $N > 0$  dla ok. 3% przypadków. Z kolei wykorzystując na przykład dane z tablicy 2 można stwierdzić, że w odniesieniu do roku (dla obydwu godzin sondowania) w rejonie Wrocławia grad  $N > 0$  zachodzi dla ok. 5,5% przypadków, zaś dla Legionowa i Poznania odpowiednio dla ok. 2,5% i 2,2%. Widoczna jest więc tu zbieżność wyników dla Polski i W. Brytanii. Natomiast dla warunku grad  $N < -157$  N/km pojawiają się znaczne różnice, gdyż takie sytuacje w W. Brytanii powstają z częstością 0,4%, podczas gdy w Legionowie z 12-krotnie mniejszą, w Poznaniu z 3-krotnie mniejszą i we Wrocławiu z blisko 2-krotnie mniejszą częstością. Różnice te mogą się wiązać z klimatem, a także z ograniczeniami stosowanej przez Służbę Meteorologiczną w Polsce metody sondowań wykorzystywanych dla wielkoskalowych prognoz pogody.

Można porównać niektóre wyniki z badań refrakcji przeprowadzonych w ciągu jednego roku w Stuttgarcie (1960, [2]) z obliczonymi przez nas wynikami. Do badań wykorzystano sondowania przeprowadzone o godz. 13<sup>00</sup> i 1<sup>00</sup> czasu środkowoeuropejskiego. Stwierdzono, że w trakcie sondowań o godz. 13<sup>00</sup> w lipcu, sierpniu i wrześniu 1960 roku w warstwie od 300 m do 1300 m wysokości grad  $N$  zawierał się w granicach od  $-20$  N/km do  $-60$  N/km dla kwantyli 99%, zaś w trakcie sondowań o godz. 1<sup>00</sup> grad  $N$  zawierał się w granicach od  $-22$  N/km do  $-66$  N/km. Jeśli pogodzić się z niewielką różnicą w czasie i usytuowaniem warstwy, to możemy stwierdzić, że np. w Poznaniu we wrześniu o godz. 11<sup>00</sup> odpowiedni przedział zmian



Rys. 19. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów grad  $N$  w Koszalinie w warstwach 0–100 m (a), 0–500 m (b) i 0–1000 m (c)

grad  $N$  zawierał się między  $-26 N/km$  i  $-62 N/km$ , zaś o godz. 23<sup>00</sup> między  $-22 N/km$  i  $-65 N/km$ , podobnie jak w lipcu i sierpniu. Różnice więc są w tym przypadku nieistotne.

W tejże pracy [2] podano współczynniki korelacji średniej miesięcznej wartości  $N_s$  i log (grad  $N$ ) w warstwie 1-kilometrowej dla stacji w Emden, Hanower i München, a także odpowiednie funkcje regresji w postaci:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta N} &= -3,73 \exp(0,00867 \overline{N_s}), & \varrho &= 0,72 \text{ dla Emden,} \\ \overline{\Delta N} &= -2,385 \text{ ,, } (0,00867 \overline{N_s}), & \varrho &= 0,73 \text{ dla Hanower,} \\ \overline{\Delta N} &= -3,92 \text{ ,, } (0,00757 \overline{N_s}), & \varrho &= 0,78 \text{ dla München.} \end{aligned}$$

Można te wyniki porównać z analogicznymi wynikami otrzymanymi u nas w odniesieniu do miesięcznych median  $N_{s,50}$  i (grad  $N$ )<sub>50</sub> w warstwie 0–1 km,



Tablica 2

Częstość występowania grad  $N < -157$  N/km lub grad  $N > 0$  w uśrednionym miesiącu w procentach (warstwa 0–100 m, okres uśredniania – lata 1961–1970)

	Miesiąc	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	Średnia roczna %	Grad $N$ N/km
Termin sondowania godz. 11 <sup>00</sup>	Legionowo	0	0	0	0	0	0	0	0,3	0	0	0	0	0,03	< -157
		0	0	0,4	2,0	0,5	1,5	1,3	0	0,6	0	0,2	0	0,54	> 0
	Poznań	0	0	0	0	0	0	0,8	0,4	0	0	0	0	0,1	< -157
		0	0	0	0	0	0	1,0	1,3	0	1,1	0,6	0,6	0,38	> 0
	Wrocław	0	0	0	0	0	0,3	0,45	2,2	0,7	0	0	0	0,3	< -157
		0	0	0	0	0	1,3	0,5	0	0	0	0,3	0,8	0,24	> 0
Koszalin	0	0	0	0	0	0	0	0,6	0,35	0	0	0	0,08	< -157	
	0	0	0,2	0,5	0	0	0,5	2,0	0	0	0,5	0	0,3	> 0	
Termin sondowania godz. 23 <sup>00</sup>	Legionowo	0	0	0	0	0	0,5	0	0	0	0	0	0	0,04	< -157
		0,3	0,5	2,0	5,0	1,5	8,0	10,0	9,0	12,0	5,0	1,5	0	4,5	> 0
	Poznań	0	0	0	0	0,2	1,0	0,2	0,5	0	0,2	0	0	0,17	< -157
		0	0	2,0	3,0	5,0	6,0	8,0	8,0	9,0	6,0	1,3	0	4,0	> 0
	Wrocław	0	0	0	0,3	0,3	1,3	0,55	0,55	0	0	0	0	0,25	< -157
		0,4	1,6	2,0	9,0	13,0	20,0	16,0	20,0	22,0	18,0	6,0	1,5	11,0	> 0

przyjmując, że średnie miesięczne  $N_s$  i grad  $N$  nie różnią się znacznie od median  $N_{s,50}$  i  $(\text{grad } N)_{50}$ . I tak z naszych obliczeń wynika, że:

– dla Poznania godz. 11<sup>00</sup>

$$(\text{grad } N)_{50} = -3,06 \exp(0,0078N_{s,50}), \varrho = 0,59$$

zaś dla godz. 23<sup>00</sup>

$$(\text{grad } N)_{50} = -3,64 \exp(0,0074N_{s,50}), \varrho = 0,90$$

– dla Legionowa godz. 11<sup>00</sup>

$$(\text{grad } N)_{50} = -4,08 \exp(0,0069N_{s,50}), \varrho = 0,65$$

zaś dla godz. 23<sup>00</sup>

$$(\text{grad } N)_{50} = -4,26 \exp(0,0068N_{s,50}), \varrho = 0,9$$

– dla Wrocławia godz. 11<sup>00</sup>

$$(\text{grad } N)_{50} = -1,91 \exp(0,0094N_{s,50}), \varrho = 0,825$$

zaś dla godz. 23<sup>00</sup>

$$(\text{grad } N)_{50} = -4,515 \exp(0,00668N_{s,50}), \varrho = 0,88$$

– dla Koszalina godz. 11<sup>00</sup>

$$(\text{grad } N)_{50} = -1,05 \exp(0,011N_{s,50}), \varrho = 0,90$$

Z przeprowadzonych porównań wynika, że otrzymane charakterystyki refrakcji oparte na sondowaniach atmosfery w stacjach Wrocław, Legionowo, Poznań i Koszalin w latach 1961–70 nie odbiegają w istotny sposób o charakterystyk refrakcji otrzymanych wcześniej w W. Brytanii i RFN. Tym niemniej wyraźne różnice w warstwie przyziemnej dla mało prawdopodobnych, znacznych odchyień grad  $N$  od me-

diany i niepewność co do przyczyn ich zaistnienia (błędy metody czy wpływy klimatyczne), zmusza do przeprowadzenia dodatkowych pomiarów specjalną sondą na małych wysokościach. Te najtrudniejsze do zbadania fragmenty rozkładu są bowiem najbardziej istotne dla projektowania ziemskich linii radiowych.

## 6. OCENA RÓŻNIC CHARAKTERYSTYK REFRAKCJI NA OBSZARZE KRAJU

Z przeglądu charakterystyk widać, że istotnie różnią się od siebie jedynie rozkłady grad  $N^*$  to tylko w warstwie 0–100 m. Rozkłady grad  $N$ , w warstwach 0–1000 m i w pewnym stopniu w warstwie 0–500 m, znacznie mniej ulegają wpływom podłoża i w związku z tym różnice między dniem i nocą, a także między zimą i latem oraz między poszczególnymi rejonami kraju, wyraźnie zawężają się. Istnieje więc możliwość wypośrodkowania rocznego przebiegu kwantyli rozkładów, wspólnego dla całego kraju, tak by odchylenia od obliczonego rozkładu były praktycznie do przyjęcia, przynajmniej dla warstwy 0–1000 m.

Uchwycenie różnic regionalnych w warstwie 0–100 m ułatwi wybranie kryteriów w postaci charakterystycznych progów grad  $N$ : grad  $N = -157 N/km$  i grad  $N = 0$ . Zbadajmy, w jakich miesiącach i w jakim procencie czasu zachodzą warunki: 1) grad  $N < -157 N/km$  i 2) grad  $N > 0$  we wszystkich czterech regionach. Wyniki tej analizy przedstawia tablica 2. Można wnioskować ogólnie, że warunek (1) bywa spełniony znacznie rzadziej niż warunek (2) i że obydwa warunki są częściej spełniane o godzinie 23<sup>00</sup> niż o 11<sup>00</sup>.

W godzinach południowych najbardziej prawdopodobne jest powstawanie duktów w rejonie Wrocławia (średnia roczna 0,3%), przy czym w najwyższym procencie czasu (2,2%) w sierpniu, natomiast wyraźnie najmniej prawdopodobne w rejonie Legionowa i to tylko w sierpniu z szansą 0,3% w miesiącu.

Zakrzywienie toru fali w odwrotnym kierunku niż przeciętnie pojawia się w godzinach południowych mniej więcej z jednakowym średniorocznym prawdopodobieństwem z maksimum szans w różnych miesiącach cieplej pory roku w granicach 1–2% okresu miesiąca.

W godzinach bliskich 23<sup>00</sup> warunki dla powstawania duktów są również najmniej prawdopodobne w Legionowie, zaś najbardziej prawdopodobne we Wrocławiu, jakkolwiek i w Poznaniu szansa jest niewiele mniejsza. Warunek grad  $N > 0$  szczególnie często jest spełniany we Wrocławiu, podczas gdy w Legionowie i Poznaniu szansa jego spełnienia jest ok. 2-krotnie mniejsza.

Wyciągnięcie końcowych wniosków z tej analizy ułatwia tablica 3, stanowiąca zestawienie najważniejszych danych z tablicy 2. Widać z niej, że dukty powstają najczęściej w rejonie Wrocławia, zarówno około południa jak i północy, a najrzadziej w rejonie Legionowa. Miesiącem uprzywilejowanym pod tym względem jest sierpień (dla godzin południowych) i czerwiec (dla godzin około północy). Z kolei grad

Tablica 3

Miesiące z najwyższą częstością występowania grad  $N < -157$  N/km lub grad  $N > 0$  (warstwa 0–100 m, dziesięciolecie 1961–1970)

Stacja	Termin sondowania 11 <sup>00</sup>			Termin sondowania 23 <sup>00</sup>			Grad $N$ N/km
	Miesiąc	Częstość %		Miesiąc	Częstość %		
		mies.	roczna		mies.	roczna	
Wrocław	sierpień	2,2	0,3	czerwiec	1,3	0,25	< -157
Legionowo	sierpień	0,3	0,03	czerwiec	0,5	0,04	
Poznań	lipiec	0,8	0,1	czerwiec	1,0	0,17	
Koszalin	sierpień	0,6	0,08	—	—	—	
Wrocław	czerwiec	1,3	0,24	czerwiec sierpień wrzesień	20,0 20,0 22,0	11,0	> 0
Legionowo	kwiecień czerwiec lipiec	2,0 1,5 1,3	0,54	lipiec sierpień wrzesień	10,0 9,0 12,0	4,5	
Poznań	lipiec sierpień październik	1,0 1,3 1,1	0,38	lipiec sierpień wrzesień	8,0 9,0	4,0	
Koszalin	sierpień	2,0	0,3	—	—	—	

$N > 0$  tworzy się najczęściej w rejonie Wrocławia w godzinach ok. północy. Natomiast około południa grad  $N > 0$  pojawia się nieco częściej w Legionowie niż w pozostałych rejonach. Miesiącem uprzywilejowanym w godzinach ok. północy jest wrzesień, aczkolwiek czerwiec, lipiec i sierpień również obfitują w tego rodzaju sytuacje. W godzinach południowych warunek grad  $N > 0$  spełniony bywa najczęściej w sierpniu lub czerwcu, a w Legionowie w kwietniu.

Najogólniej można stwierdzić, że w rejonie Wrocławia są najbardziej niestabilne warunki refrakcji, zaś w rejonie Legionowa – najbardziej stabilne.

### 7. ROZKŁADY PRAWDOPODOBIENSTWA WSPÓLCZYNNIKA EFEKTYWNEGO PROMIENIA ZIEMI [ $k$ ]

Z punktu widzenia procedury projektowania linii radiowej niezbędna jest znajomość progu współczynnika  $k = R_{sk}/R$ , który będzie przekraczany z określonym prawdopodobieństwem na trasie tej linii. Ponieważ w poprzednich rozdziałach



zostały określone progi grad  $N$  dla prawdopodobieństw „punktowych”  $P_1 = 0,5\%$ ,  $1\%$ ,  $3\%$ , ...  $99\%$ ,  $99,5\%$  w rejonie Legionowa, Poznania, Wrocławia i Koszalina, więc można również określić progi  $k$  w tych rejonach przekraczane z tymi samymi prawdopodobieństwami, korzystając z zależności (6)  $k = (1 + 10^{-6}R \text{ grad } N)^{-1}$ .

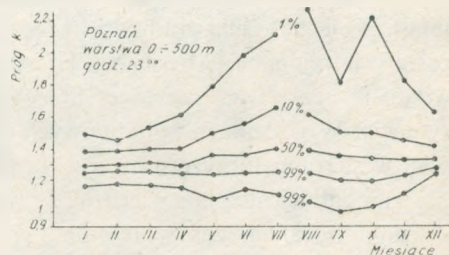
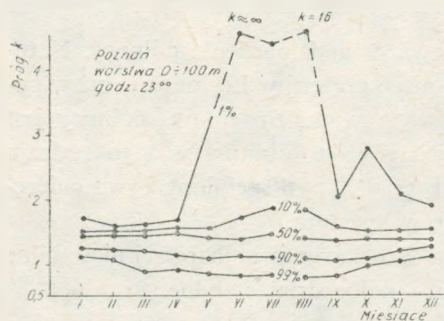
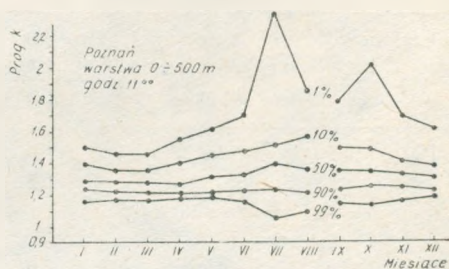
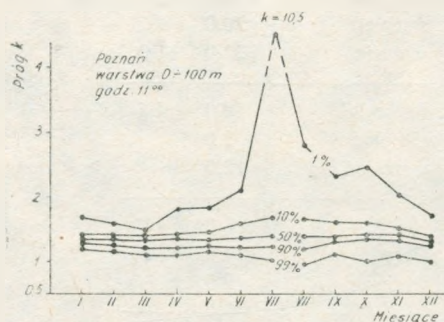
$$k = (1 + 10^{-6}R \text{ grad } N)^{-1}.$$

Mając na uwadze fakt, że gdy grad  $N$  rośnie, to  $k$  maleje, otrzymujemy rozkład zmiennej losowej  $k$

$$P_2(K > k) = 1 - P_1(\text{Grad } N > \text{grad } N) \quad (9)$$

dla progów  $k$  określonych ze wzoru (6), przy czym progi grad  $N$  są znane dla wyżej podanych wartości  $P_1 = 0,5\%$ ,  $1\%$ , ...  $99,5\%$ .

Przykładem wyników zastosowania wzoru (9) do określenia „punktowych”



Rys. 20. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów  $k$  w warstwie 0-100 m w rejonie Poznania

Rys. 21. Roczny przebieg kwantyli miesięcznych rozkładów  $k$  w warstwie 0-500 m w rejonie Poznania

rozkładów  $k$ , są roczne przebiegi miesięcznych rozkładów  $k$  dla rejonu Poznania przedstawione na rys. 20 i 21 za pomocą wartości kwantyli dla procentów  $1\%$ ,  $10\%$ ,  $50\%$ ,  $90\%$ ,  $99\%$  w warstwach 0-100 m, 0-500 m.

## 8. ROZKŁAD ODCHYLEŃ TRASY FALI OD TRASY W STANDARDOWYCH WARUNKACH

Interesujące jest określenie odchylenia osi wiązki fal od wybranego kierunku w zależności od odległości, gdy w warstwie powietrza występuje stały, określony gradient refrakcji fali.

Przyjmijmy model prostoliniowej propagacji fali w warunkach standardowej atmosfery. W tej sytuacji promień Ziemi  $R$  zwiększa się do wartości  $R_{sk} = 4/3R$ . Można obliczyć wysokość  $h_1$  trasy fali nad powierzchnią kuli ziemskiej w zależności od odległości  $d$ , gdy fala jest emitowana stycznie do jej powierzchni. Jeśli przyjąć początek układu współrzędnych  $(h_1, d)$  na obwodzie koła o promieniu  $R_{sk,1}$  tak, że oś  $d$  jest styczna do koła, zaś oś  $h_1$  przebiega przez środek koła, to równanie koła ma kształt

$$d^2 + (R_{sk,1} - h_1)^2 = R_{sk,1}^2$$

stąd

$$d^2 + h_1^2 - 2h_1 R_{sk,1} = 0$$

Ponieważ  $h_1 \ll d$ , więc

$$h_1 \approx d^2/2R_{sk,1} = d^2/2k_{st} R \quad (10)$$

gdzie  $k_{st} = 4/3$ . Jeśli w warstwie powietrza występuje grad  $N \neq -40$  N/km, czyli gdy  $k \neq k_{st}$ , to wtedy prostoliniowej trasie fali odpowiada promień zastępczy Ziemi  $R_{sk} \neq R_{sk,1}$ , zaś wysokość trasy w tym przypadku

$$h \approx d^2/2R_{sk} = d^2/2kR$$

Różnica  $\delta h = h - h_1$  w zależności od odległości, gdy  $k$  różni się od  $k_{st} = 4/3$ , może być obliczona ze wzoru

$$\delta h = \frac{d^2}{2R} \left( \frac{1}{k} - \frac{1}{k_{st}} \right) = \frac{d^2}{2R} \left( \frac{1}{k} - \frac{3}{4} \right) \quad (11)$$

Wzór ten jest ważny również w przypadku, gdy fala jest emitowana z masztu o wysokości  $h_m$  pod kątem elewacji  $\varepsilon \neq 0$ . Jeśli bowiem przyjąć warunek, że  $\varepsilon d \ll d$ , zaś  $h_m \ll R$ , to wysokość trasy fali nad powierzchnią Ziemi  $h_{1,\varepsilon}$ , gdy  $k = k_{st}$ , wyrazi się wzorem

$$h_{1,\varepsilon} = \frac{d^2}{2k_{st} R} + \varepsilon d + h_m$$

zaś przy  $k \neq k_{st}$

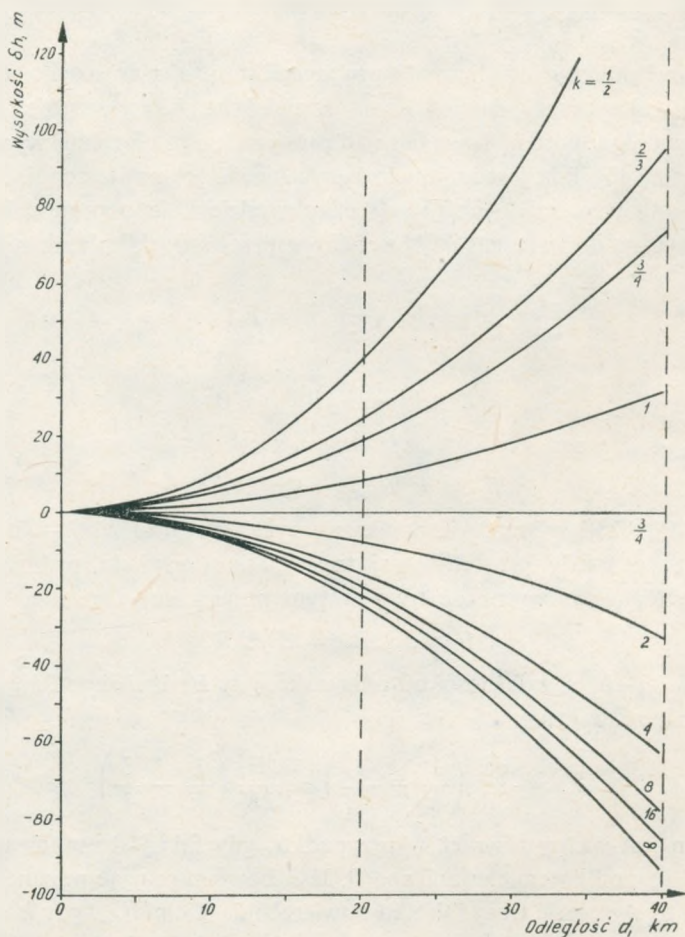
$$h_\varepsilon = \frac{d^2}{2kR} + \varepsilon d + h_m$$

Wobec tego różnica

$$\delta h_\varepsilon = h_\varepsilon - h_{1,\varepsilon} = \delta h$$

czego należało oczekiwać przy przyjętych uproszczeniach.

Zależność  $\delta h$  od  $k$  i odległości wyrażoną wzorem (11) przedstawia wykres na rys. 22, w którym współczynnik  $k$  jest potraktowany jako parametr przyjmujący dodatnie wartości.



Rys. 22. Zależność  $\delta h$  od odległości  $d$  od anteny nadawczej przy wybranych wartościach  $k$

Interesujący nas rozkład  $P_3(\Delta h > \delta h)$  dla prawdopodobieństw  $P_3 = 0,5\%, 1\%, \dots \dots 99,5\%$  możemy określić, obliczając progi  $\delta h$  odpowiadające progom grad  $N$  w znanym nam dla tychże prawdopodobieństw rozkładzie  $P_1$  (Grad  $N > \text{grad } N$ ).

Posługując się wzorem (6) i (11) wyrazimy  $\delta h$  bezpośrednio od grad  $N$

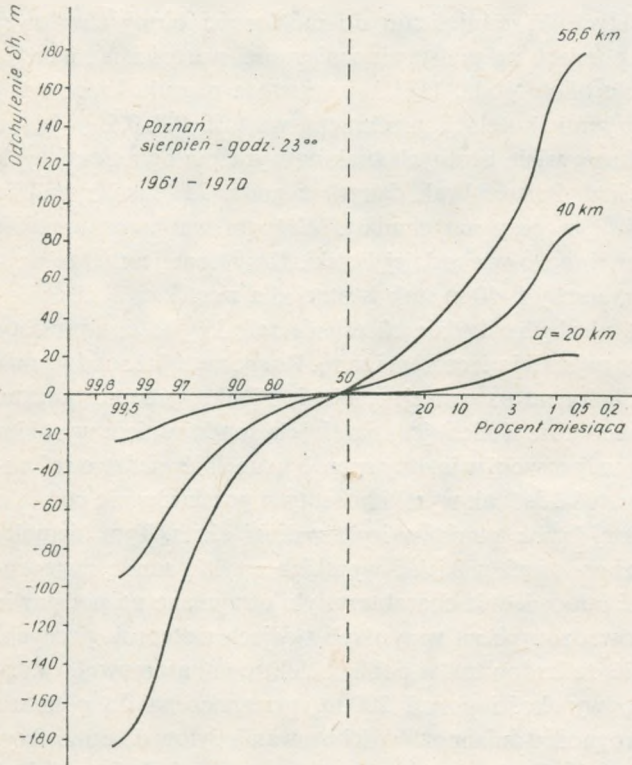
$$\delta h = \frac{d^2}{2R} \left( 1 + 10^{-6} R \text{ grad } N - \frac{1}{k_{st}} \right)$$



lub

$$\delta h = \frac{d^2}{2} \left( 10^{-6} \text{ grad } N + \frac{1}{4R} \right) \quad (12)$$

gdyż  $k_{st} = 4/3$ . Zależność  $\delta d$  od grad  $N$ , gdy  $d = \text{const}$ , ma postać prostej przechodzącej przez  $h = 0$  dla grad  $N = -40 \text{ N/km}$  oraz przez  $\delta h = d^2/8R$  dla grad  $N = 0$ .



Rys. 23. Rozkłady  $\delta h$  dla przeciętnego sierpnia w odległości  $d = 20 \text{ km}$ ,  $40 \text{ km}$  i  $56,6 \text{ km}$  od nadajnika

Przykładem rozkładu  $\delta h$  jest przytoczony na rys. 23 rozkład „punktowy” dla rejonu Poznania o godz. 23<sup>00</sup> w sierpniu w warstwie 0–100 m w odległości 20 km, 40 km i 56 km od anteny.

## 9. WNIOSKI

Dotychczas otrzymane charakterystyki refrakcji pozwalają z grubsza określić przeciętny zakres zmian grad  $N$  w warstwach w kolejnych miesiącach roku, wyróżnić miesiące o największej skłonności do subrefrakcji i superrefrakcji. Widoczne są też

różnice regionalne w warstwie 0–100 m oraz wyraźnie większa zmienność grad  $N$  w godzinach nocnych, niż w południowych.

Uzyskane charakterystyki umożliwiają oszacowanie niezbędnych dla projektowania linii radiowych rozkładów  $k$ , jak i rozkładów  $\delta h$ . Ujawnione zostały statystyczne związki między wartościami  $N_s$  i grad  $N$  oraz między ich miesięcznymi medianami. Można stwierdzić, że jakkolwiek korelacja między tymi ostatnimi jest wysoka, niekiedy nawet dla warstwy 0–100 m, to jednak wobec niewielkiej zmiany mediany grad  $N$  w ciągu roku, np. prognozowanie jej na miesięczne okresy, nie daje widocznych korzyści w praktyce. W odniesieniu do możliwości oceny chwilowej wartości grad  $N$  w punkcie pomiaru na podstawie zmierzonej wartości  $N_s$ , istnieją warunki tylko latem i jedynie około godz. 11<sup>00</sup> i w warstwie o grubości powyżej 0,5 km, gdyż wtedy współczynnik korelacji przekracza wartość 0,4–0,5.

W ramach pracy ujawniło się wiele istotnych braków wyraźnie ograniczających rozpoznanie zjawisk refrakcji w Polsce. Brak danych z godz. 23<sup>00</sup> w Koszalinie jest przykładem rzucającym się w oczy natychmiast. Ważnym mankamentem jest też brak danych z rejonu południowo-wschodniej Polski. Konieczne jest także uzyskanie danych dotyczących warstwy 0–50 m, tak istotnej dla ziemskich linii radiowych. Oczywiście jest też, że niezbędne będzie określenie refrakcyjności atmosfery w dodatkowych godzinach, co najmniej wieczorem i rano. Rozpoczęte już sondowania dolnej warstwy atmosfery z balonem na uwięzi w rejonie Płocka, przeprowadzane 3 razy na dobę (również o wschodzie słońca) jednocześnie z sondowaniem wysokim za pomocą swobodnego balonu, pozwolą w istotny sposób uzupełnić wiedzę o refrakcji powietrza w najniższej warstwie. Jednak wysoki koszt tych pomiarów nie pozwala na prowadzenie ich w większej liczbie punktów i przez długi okres. Tym niemniej jednoczesne wykonywanie z sondowań niskich i wysokich zwykłą sondą meteorologiczną pozwoli skorygować odpowiednie charakterystyki otrzymane na podstawie sondowań wysokich, przeprowadzonych na wszystkich stacjach meteorologicznych.

Ponadto można stwierdzić, że budowana w pobliżu elektrowni atomowej w Żarnowcu wieża gradientowa o wysokości ponad 200 m, przeznaczona do pomiaru parametrów atmosfery dla prognozowania możliwości usuwania pyłów do atmosfery, będzie bogatym źródłem danych dla tworzenia charakterystyk refrakcji w dolnej warstwie atmosfery w rejonie nadmorskim w przekroju całodobowym lub dla dowolnie wybranych przedziałów doby. Mając jednak na uwadze bardzo ubogie dane lub ich całkowity brak w odniesieniu do ogromnej części kraju oraz dominujące znaczenie danych z warstwy 0–50 m, wskazane jest wykorzystanie faktu istnienia masztów stacji przekaźnikowych o wysokości nieraz 30–40 m, dla zainstalowania i obsługi stosunkowo prostej aparatury mierzącej i rejestrującej temperaturę powietrza oraz wilgotność na poziomie gruntu i na szczycie masztu. Te stosunkowo tanie pomiary pozwolą po kilku latach zgromadzić bogaty materiał dla określenia charakterystyk refrakcji w najważniejszej dla łączności radiowej warstwie atmosfery na obszarze całego kraju. Pożądane jest ponadto, przy okazji wybierania punktów pomiarowych, zwrócić uwagę na ewentualność stworzenia warunków dla oceny

promienia korelacji grad  $N$  w płaszczyźnie poziomej. Warunki takie zaistniałyby, gdyby co najmniej 3 punkty pomiarowe były od siebie odległe o ok. 5, 10, 20 i 30 km. Pewne możliwości w tym zakresie stwarza montowany w IBJ w Świerku koło Otwocka maszt do pomiarów parametrów atmosfery, znajdujący się w odległości 13 km od Miedzeszyna.

## WYKAZ LITERATURY

1. *Bean B.R., Cahoon B. A., Samson C. A., Thayer G. D.*: A world atlas of atmospheric radio refractivity. ESSA Monograph, No 1, NTIS, Springfield, Va, USA, 1966.
2. *Bean B. R., Felhaber L., Grosskopf H.*: Die Radiometrologie und ihre Bedeutung für die Ausbreitung der m, -dm-und cm-Wellen auf grosse Entfernungen. NTZ, No 1, 1962.
3. *Bean R. R., Meaney F. M.*: Some applications of the monthly median refractivity gradient in the tropospheric propagation. Proc. IRE, vol. 43, 1953.
4. *Bean R. R., Thayer C. D.*: Models of the atmosphere radio refractive index. Proc. IRE, vol. 47, 1959.
5. *Boithias L., Battesti J.*: Protection contre les evanouissement sur les faisceaux hertziens en visibilite. Ann. Telecom., vol. 22, No 9-10, 1967.
6. *Cartwright N. E., Tattersal R. L. O* : Simultaneous measurements of radio refractivity and multipath fading on 2-nd July 1975 at 11, 19 and 36 GHz on a 7.5 km path. Electron Lett., vol. 13, 1977.
7. Dokument Komisji Badań CCIR 5/69-F, 26 stycz. 1976. Distribution du coindice de radio-refraction et atmospheres radiorefigentes de reference pour les zones littorales sud de la mer Baltique (Pwałowski W. — Polska).
8. *Hall M. P. M.*: Effects of the troposphere on radio communication. IEEE Electromagnetic Wave Series 8, P. Peregrinus Ltd., Londyn, N. York 1979.
9. *Hall M. P. M., Comer C. M.*: Statistics of tropospheric radiorefractive index soundings taken over a 3-year period in the United Kingdom. Proc. IRE, vol. 116, No 5, 1969.
10. *Kawecki A.*: Statystyki gradientu wskaźnika refrakcji na podstawie obserwacji IMGW z okresu 10-letniego. Sprawozdanie z pracy RB 2.2.09.W.01.01.IŁ, etap A-Statystyki gradientu wskaźnika refrakcji dla rejonu Legionowa (1982), etap B — dla rejonów Poznania i Koszalina (1983), etap C — dla rejonu Wrocławia (1984).
11. *Kislo M.*: Opracowanie mapy wskaźnika refrakcji. Sprawozdanie z pracy 12.10.W.01.03.IŁ, wrzesień 1977.
12. *Lewandowski H.*: System REF: Wyznaczenie charakterystyk wskaźnika refrakcji i jego gradientu. Sprawozdanie z pracy RB 2.2.09.W.01.01.B.IŁ, kwiecień 1983.
13. *Lorenz H. i in.*: Przestrzenny rozkład współczynnika refrakcji przy powierzchni Ziemi na obszarze Polski. Zlec. IŁ, Z-22/SI/248/76. Zakład Klimatologii IMGW, 1977.
14. *Pwałowski W.*: Badania długoterminowych rozkładów parametrów radiometeorologicznych w rejonie południowego Bałtyku. IV Krajowe Sympozjum URSI, Poznań, 13-15 luty 1984.
15. *Pwałowski W.*: Rozkład współczynnika refrakcji w rejonie południowego Bałtyku w okresie lata 1964 roku z uwzględnieniem wpływu cyrkulacji atmosferycznej i rodzaju masy powietrza. Acta Geoph. Pol., t. 15, z. 4, 1964.
16. *Stephansen E. T.*: Clear-air propagation on line-of-sight radio paths. A Review, Radio Science, vol. 16, No 5, 1981.
17. *Strauch E.*: Warunki propagacji fal ultrakrótkich w atmosferze (na podstawie radiosondaży w Legionowie). Wiad. Służby Hydromet., z. 3, 1969.



*Арнольд Кавецки*

## РЕФРАКЦИЯ РАДИОВОЛН НА ОСНОВАНИИ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ЗОНДИРОВАНИЙ АТМОСФЕРЫ

### Резюме

В рамках исследований радиоклимата Польши определены характеристики рефракции электромагнитных волн в нижнем слое атмосферы от уровня 0 до уровня 1000 м, используя результаты зондирования атмосферы, выполненные метеорологической службой для прогнозирования погоды на станциях в г. Легионово, г. Познань, г. Кошалин и г. Вроцлав в период от 1961 г. по 1970 г. Эти характеристики в виде распределения вероятности коэффициента рефракции  $N$  на выбранных высотах и среднего градиента этого показателя в определенных слоях к настоящему времени были неизвестны.

В статье представлено, кроме других, распределения градиента  $N$  в слое 0–100 м, имеющем важное значение для наземных радиорелейных линий, а также в слоях 0–500 м и 0–1000 м для времени суток 11<sup>00</sup>–23<sup>00</sup>, для всех месяцев года. Из этих характеристик вытекает, что самые большие изменения градиента  $N$  выступают в летний период, при этом наблюдаемые изменения имеют большую интенсивность в ночное время. Из четырех выше упомянутых измерительных пунктов наиболее значительные изменения градиента наблюдались в г. Вроцлав, в то время как в г. Легионово градиент  $N$  являлся наиболее стабильным.

*Arnold Kawecki*

## WAVE REFRACTION ON THE BASIS OF METEOROLOGICAL ATMOSPHERIC SOUNDINGS

### Summary

Wave refraction characteristics in the lower layer of atmosphere from 0 to 1000 m level for area of Poland were determined. There were used the data from atmospheric soundings made in Legionowo, Poznań, Wrocław and Koszalin by Weather Service for large scale weather forecasts in the years from 1961 to 1970. In the paper there are shown among other things the distributions of refractive index on chosen levels and distributions of the gradient of that index in layers 0–100 m, 0–200 m, 0–500 m and 0–1000 m for 11<sup>00</sup> and 23<sup>00</sup> GMT and for all twelve months of the year. The highest variability of the gradient occurs in summer and it's higher during the night than at the day. Generally the gradient variability in Wrocław is the highest and in Legionowo — the lowest.

Arnold Kawecki

## RÉFRACTION DES ONDES ÉLECTRIQUES SUR LA BASE DES SONDAGES MÉTÉOROLOGIQUES DE L'ATMOSPHÈRE

### Résumé

Dans le cadre des recherches du radioclimat en Pologne on a déterminé les caractéristiques de la réfraction des ondes électriques dans la couche inférieure d'atmosphère, à partir du niveau 0 jusqu'à l'altitude de 1000 m, en utilisant des résultats des sondages atmosphériques, effectués par le service approprié aux fins de préparer les prédictions météorologiques à grande échelle, aux stations à Legionowo, Poznań, Koszalin et Wrocław depuis 1961 jusqu'à 1970. Ces caractéristiques en forme des distributions de la probabilité d'indice de réfraction aux altitudes choisies et du gradient moyen de cet indice dans les couches déterminées ont été jusqu'à présent inconnues. Dans ce rapport on présente entre autres les distributions de grad  $N$  dans la couche 0–100 m, importante pour les faisceaux hertziennes terrestres, ainsi que dans les couches 0–500 m et 0–1000 m, pour les heures 11<sup>00</sup> et 23<sup>00</sup> relativement aux tous les mois d'année. Il résulte de ces caractéristiques, que la plus grande variabilité du grad  $N$  se manifeste en saison d'été, étant plus forte en nuit qu'en jour. Parmi les quatre points de mesure sous mentionnés, la plus forte variabilité du gradient était observée à Wrocław; au contraire à Legionowo le gradient  $N$  tient la plus grande stabilité.

Arnold Kawecki

## REFRAKTION DER WELLEN BERECHNET AUF GRUND DER METEOROLOGISCHEN SONDIERUNGEN DER ATMOSPHERE

### Zusammenfassung

Auf Grund der durch die Meteorologische Dienst für Wetterprognosen in Stationen Legionów, Poznań, Koszalin und Wrocław in dem Zeitraum von 1961 bis 1970 durchgeführten Sondierungen der Atmosphäre wurden die statistischen Charakteristiken der Refraktion der elektromagnetischen Wellen in der unteren Schicht der Atmosphäre bis 1000 m bestimmt. Die Charakteristiken in Form der Wahrscheinlichkeitsverteilungen des Refraktionsindex auf ausgewählten Höhen und des Mittelgradienten des Index in bestimmten Schichten waren bisher unbekannt.

In dem Artikel wurden u.a. die Verteilungen des  $N$ -Gradienten in der wichtigen für Richtfunkverbindungen Schicht 0–100 m und in Schichten 0–500 m und 0–1000 m für Stunden 11<sup>00</sup> und 23<sup>00</sup> für alle Monate dargestellt.

Aus den Charakteristiken geht hervor, daß die maximale Veränderlichkeit des  $N$ -Gradienten in der Sommerzeit auftritt, wobei die Veränderlichkeit größer in der Nacht ist als am Tag. Die größte Veränderlichkeit des Gradienten wurde in Wrocław beobachtet, in Legionów ist der  $N$ -Gradient am meisten stabil.

*Ewa Wielowieyska*  
*Bogusław Kocimowski*  
*Arnold Kawecki*

621.391.812.61

## **SYSTEM AUTOMATYCZNEJ REJESTRACJI I PRZETWARZANIA DANYCH RADIOMETEOROLOGICZNYCH DLA BADAŃ PROPAGACJI FAL RADIOWYCH W ZAKRESACH POWYŻEJ 10 GHz**

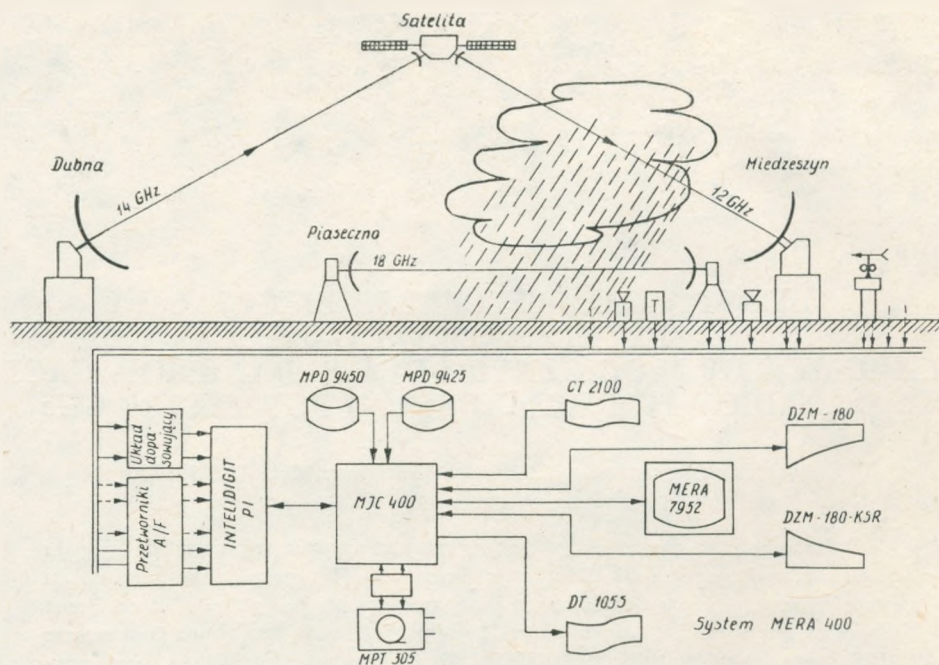
Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 4. I. 1985 r.

Opisano system przeznaczony do automatycznej rejestracji natężenia sygnału z linii radiowej ziemskiej (18 GHz) i satelitarnej (11 GHz) oraz intensywności opadu atmosferycznego na trasie tych linii, a także temperatury i wilgotności otaczającego powietrza, prędkości i kierunku wiatru. System zbudowany jest na minikomputerze MERA 400 i urządzeniu INTEL DIGIT-PI. Dane otrzymane z czujników są magazynowane w pamięci masowej i służą jako podstawa do obliczeń statystycznych charakterystyk mierzonych wielkości, a w tym korelacyjnych związków między tłumieniem fali i intensywnością deszczu. Związki te można wykorzystać do prognozowania tłumienia fali w projektowanej linii radiowej na podstawie znajomości charakterystyk deszczu w rejonie, gdzie linia ta będzie budowana.

### **1. WPROWADZENIE**

Minikomputer MERA 400 został wykorzystany do utworzenia systemu automatycznie odczytującego i rejestrującego wskazania czujników zainstalowanych na poligonie służącym do badań propagacji fal radiowych w dolnej warstwie atmosfery. Na rys. 1 widoczne są dwie eksperymentalne linie radiowe na falach centymetrowych – horyzontowa (18 GHz) i satelitarna (11 GHz) – urządzenia odbiorcze, stanowiące czujniki mocy odebranej przez nie fali, czujniki intensywności opadu deszczu, temperatury powietrza, kierunku i prędkości wiatru, a także przedstawiony jest system rejestracji i przetwarzania wskazań czujników. Czujniki są powiązane z minikomputerem poprzez przetworniki A/F, przekształcające wskazania czujników na częstotliwość źródła prądu oraz urządzenie INTEL DIGIT-PI pozwalające na cykliczne odczytywanie wskazań podłączonych czujników i przekazanie tych wskazań do pamięci operacyjnej systemu MERA 400. System rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych magazynuje dane z czujników w pamięci masowej





Rys. 1. System rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych

i umożliwia wykorzystanie tych danych do obliczania statystycznych charakterystyk propagacji fal i klimatu, a także charakterystyk określających związek między tłumieniem fali i opadem lub innymi elementami stanu pogodowego. Związki te posłużą do przewidywania tłumienia fal o różnych częstotliwościach na trasach horyzontowych i satelitarnych mając za podstawę dostępne charakterystyki klimatyczne regionu, w którym przewiduje się budowę stacji satelitarnej lub linii horyzontową. Program badań propagacji fal będzie realizowany co najmniej 5 lat [4]. Tego rodzaju system był utworzony w Italii na początku lat siedemdziesiątych. Ostatnio opracowany został w NRD system przeznaczony do podobnych celów, oparty jednak na przestarzałym już sprzęcie (minikomputer KRS 4200, pamięć bębnowa) i posiadający dość ograniczone możliwości [1].

## 2. OPIS SYSTEMU

Zestaw urządzeń systemu rejestracji i przetwarzania danych pracuje w dwóch konfiguracjach. Rejestracja danych jest realizowana w zestawie nie obejmującym pamięci taśmowej i drugiej pamięci dyskowej, zaś obliczanie statystycznych charakterystyk, które dokonuje się po przerwaniu rejestracji, realizuje się w zestawie nie obejmującym urządzenia INTEL DIGIT-PI (rys. 1). Konfiguracja do rejestracji jest

zarządzana systemem operacyjnym „PIP”, opisanym w dokumentacji minikomputera MERA 400, zaś konfiguracja do obliczeń – systemem „BCF” – również opisanym w tej dokumentacji.

Dane z wyjść odbiorników linii radiowych i czujnika deszczu typu pojemnościowego odczytuje się w odstępach sekundowych lub dłuższych, natomiast dane z przechyłowych czujników deszczu, czujników temperatury i wiatru – w odstępach stanowiących wielokrotność poprzedniego okresu odczytywania. Wielkości mierzone przez czujniki są przekształcone w przetwornikach A/F na częstotliwości prądu, dochodzące do 16 kHz. Wyjątek stanowią przechyłowe czujniki deszczu, które generują impulsy prądu w momentach przechyłów naczynia miareczkującego opad. Czujniki te są podłączone do systemu przez układy dopasowujące impulsy do wejścia urządzenia INTEL DIGIT. Liczba generowanych przez te czujniki impulsów sięga kilkudziesięciu na minutę w zależności od natężenia opadu, które może przekraczać 200 mm/godz. Ponieważ zapis wysokich wartości częstotliwości zajmuje niepotrzebnie zbyt wiele miejsca w pamięci (słowa 16-bitowe), dokonuje się ich określonej redukcji przy odczycie w INTEL DIGIT. Tak zredukowane częstotliwości są rejestrowane na dysku komputera w postaci liczb od 0 do 127 (słowa 8-bitowe), co odpowiada dokładności odczytu wskazań czujników około 1%. Z kolei odczytywanie liczby przechyłów naczynka w czujnikach natężenia opasu dokonuje się przez sprawdzanie stanu liczników w INTEL DIGIT, stale oczekujących na impulsy z czujników.

Przedziały wartości mierzonych wielkości są następujące:

- a) natężenie opadu – czujniki przechyłowe – od 0 do 280 mm/godz.,  
– czujnik pojemnościowy – od 0 do 246 mm/godz.;
- b) amplituda sygnału – linia horyzontowa – od 95 dBm do 62 dBm,  
– linia satelitarna – w budowie;
- c) temperatura powietrza – od  $-10^{\circ}\text{C}$  do  $+40^{\circ}\text{C}$ ;
- d) prędkość wiatru – od 0 do 90 m/s;
- e) kierunek wiatru – od 1 do 16 kierunków.

Do systemu są również podłączone czujniki wilgotności powietrza, które w istocie swej są czujnikami temperatury, przy której chlorek litu przechodzi ze stanu ciekłego w stały i odwrotnie. Ta temperatura ściśle wiąże się z wilgotnością bezwzględną otaczającego powietrza.

System pozwala rejestrować dane w sposób nieprzerwany, możliwa jest przy tym obserwacja na monitorze odczytywanych na bieżąco danych. System może także znajdować się w stanie gotowości do rejestracji, zaś rejestracja włącza się automatycznie w momencie uruchomienia czujnika przechyłowego przez deszcz.

W celu ekonomicznego wykorzystania pojemności pamięci dyskowej został zastosowany specjalny sposób zapisu danych polegający na wpisywaniu odczytów w bazie danych, jedynie w przypadku, gdy wartość ta różni się o przedział kwantowania (o jednostkę) od poprzedniej wartości. W przypadku gdy kolejne odczyty mają tę samą wartość, zapisuje się w pamięci liczbę powtórzeń tej wartości.

Dane mogą być wyprowadzone z pamięci dyskowej za pomocą specjalnego

programu na ekran monitowa lub wydrukowane na arkuszu w postaci liczb odpowiadających zredukowanym częstotliwościom (liczbie impulsów) lub wartościom zmierzonych wielkości fizycznych. Charakterystyki czujników są wpisywane do pamięci maszyny w postaci tablic i mogą być łatwo aktualizowane.

System pozwala na obliczanie statystycznych charakterystyk mierzonych wielkości oraz charakterystyk opisujących ich wzajemne związki, odnoszących się do wybranych przedziałów czasu (doby, miesiąca, roku), również z podziałem doby na 12 dwugodzinnych przedziałów. Obliczenie kompletu tych charakterystyk i zapisanie ich na dysku w przeznaczonym do tego obszarze lub w pamięci taśmowej pozwala na oczyszczenie obszaru pamięci z wykorzystanych do obliczeń danych i przeznaczenie tego obszaru do rejestracji nowych danych.

System pozwala obliczyć także prawdopodobieństwa przekroczenia określonych progów mierzonych wielkości w wybranym przedziale czasu i drukuje je w postaci tabel dla każdego z 12 przedziałów doby. Można też obliczyć współczynniki korelacji między dwiema dowolnymi wielkościami oraz współczynniki równania liniowej regresji pary zmiennych.

System umożliwia wyprowadzenie danych z bazy odnoszących się jedynie do szczególnych sytuacji w wybranym przedziale czasu. Mogą być w tym celu narzucone dodatkowe warunki (najwyżej trzy), które pozwalają wyselekcjonować interesujące dane i obliczyć dla nich charakterystyki. Np. łatwo można badać korelację tłumienia fali w linii radiowej z opadami deszczu, które przemieszczają się wzdłuż linii radiowej, stawiając warunek temperaturowy, który wykluczy opady śniegu lub mokrego śniegu i warunek na kierunek wiatru, odpowiadający kierunkowi trasy linii radiowej. Oprogramowanie procedury zapisu danych na dysku umożliwia również wprowadzenie danych z zewnątrz poprzez klawiaturę.

W celu kontroli prawidłowości pracy systemu automatycznie rejestrują się na dysku „zdarzenia” związane z rejestracją, jak np.: początek zapisu, okres próbkowania, typ zmiennej, awaria, koniec zapisu i inne. Listy „zdarzeń” umożliwiają orientację w wielkiej liczbie zarejestrowanych w pamięci danych. Programy procedur są zapisane w języku FORTRAN i ASSEMBLER.

### 3. OPROGRAMOWANIE SYSTEMU

Na system rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych składają się następujące programy: REJESTRACJA, CZYTAJ, OBLICZ, pracujące w systemach operacyjnych PIP i BCF na minikomputerze MERA 400.

#### 3.1. Program rejestracji danych – REJESTRACJA

Zadaniem programu REJESTRACJA jest utworzenie bazy danych radiometeorologicznych [7]. W bazie danych zapisywane są dwa rodzaje informacji:



- zdarzenia (nazwa, typ i okres próbkowania czujnika, początek i koniec zapisu); wartości odczytów z czujników.

W cyklu pomiarowym programu obsługiwane są czujniki o dwóch różnych okresach próbkowania. Pojęcie obsługi czujnika obejmuje:

- odczyt wskazań czujnika podłączonego do urządzenia INTEL DIGIT-PI,
- sprawdzenie poprawności odczytanej wartości, tzn. sprawdzenie, czy ta wartość mieści się w określonym przedziale liczbowym ustalonym dla każdego czujnika;
- zapisanie tej wartości w bazie danych za pomocą procedury ZAPISZ [3];
- wydruk kontrolny na życzenie operatora.

Możliwe są następujące tryby pracy systemu:

- bezwarunkowy, wtedy rejestracja następuje po uruchomieniu programu;
- warunkowy, kiedy po uruchomieniu system czeka na deszcz, przeglądając co 10 sekund trzy wskazane czujniki deszczomierzy przechyłowych; kryterium rozpoczęcia rejestracji jest pojawienie się co najmniej dwóch sygnałów od tych czujników.

Program ma rozbudowaną część konwersacyjną, co pozwala na wygodne ustalenie warunków rejestracji i wprowadzanie na bieżąco ewentualnych zmian tych warunków.

Program REJESTRACJA pracuje w systemie operacyjnym PIP. Algorytm programu przedstawiono na rys. 2.

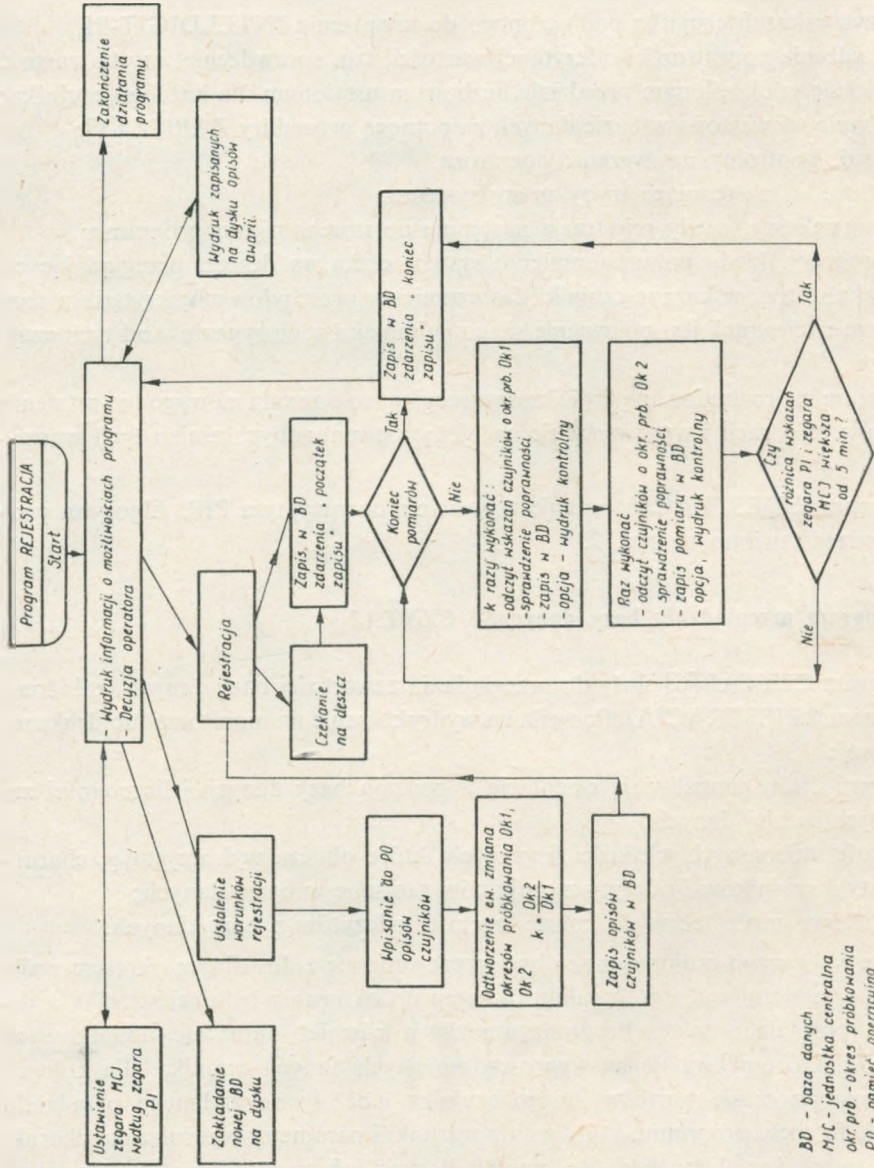
### 3.2. Program przeglądania bazy danych – CZYTAJ

Program CZYTAJ [6] służy do przeglądania zawartości bazy danych (założonej programem REJESTRACJA). Pozwala na wydrukowanie na monitorze lub drukarce wierszowej:

- zdarzeń, które umożliwiają orientację w rodzaju bazy danych i liczebności zawartych w niej danych;
- wartości mierzonych wielkości fizycznych, które oblicza wykorzystując charakterystyki czujników i odczyty z czujników zapisane w bazie danych;
- dodatkowo może też wydrukować wartości odczytów z bazy danych.

Dane wybranego czujnika mogą być wyprowadzone z dowolnym okresem próbkowania (niezależnie od tego, z jakim okresem próbkowania była rejestracja), z dowolnego przedziału czasu. Program umożliwia również nałożenie dodatkowych warunków, które pozwalają na wyprowadzenie tych danych czujnika, dla których w tym samym czasie wartości innego czujnika należały do zadanego przedziału wartości. Ta część programu, która ustala warunki i parametry wydruku ma charakter konwersacyjny. Umożliwia to zmiany decyzji lub poprawienie ewentualnych błędów w ustalonych warunkach albo parametrach.

Program CZYTAJ może pracować zarówno w systemie operacyjnym PIP, jak i BCF.



Rys. 2. Algorytm programu REJESTRACJA

### 3.3. Program obliczeń statystycznych – OBLICZ

Program OBLICZ jest przeznaczony do obliczeń statystycznych charakterystyk badanych zjawisk.

Danymi wejściowymi dla programu są: nazwa charakterystyki, nazwy czujników, które wiążą się z tą charakterystyką, okres próbkowania dla wyprowadzenia danych z bazy danych, przedział czasu, którego mają dotyczyć obliczenia. Jest także możliwość wprowadzenia dodatkowych warunków: można zażądać obliczenia charakterystyki tylko dla tych danych wybranego czujnika, dla których w tym samym czasie dane innego czujnika (warunkującego) zawierały się w zadanym przedziale wartości. W programie dopuszcza się maksymalnie trzy czujniki warunkujące.

Wyniki obliczeń są wyprowadzane na drukarkę lub na ekran monitora oraz mogą być zapisane w pamięci dyskowej, tworząc nową bazę danych (tzw. bazę danych przetworzonych). Do przepisywania danych z pamięci dyskowej do pamięci operacyjnej program OBLICZ wykorzystuje procedury OZDA i OPOM [2], zaś procedury STANDA i MESTA [3] do zapisywania wyników w bazie danych przetworzonych.

#### 3.3.1. Algorytmy obliczeń statystycznych charakterystyk

Rejestrowane w pamięci komputera dane dotyczą zjawisk o charakterze przypadkowym (np. natężenie opadu w zależności od czasu) lub zawierających składową przypadkową (np. tłumienie fali na trasie). Zależność zjawiska od czasu uchwycona jest przez odczytanie wartości wybranego parametru zjawiska w równych odstępach czasu, na ogół krótszych niż czas autokorelacji rejestrowanego parametru. Tak więc obserwowany parametr jako zmienna losowa  $X$ , może być analizowany w wybranym przedziale czasu opierając się na ciągu  $x_i$  zmierzonych wartości tego parametru zawartych w tym przedziale czasu, przy czym  $i = 1, \dots, n$ . Podobnie też badanie związków między parametrami  $X$  i  $Y$  w wybranym przedziale czasu może opierać się na analizie ciągów  $x_i, y_i$  zarejestrowanych w pamięci komputera.

W obecnej postaci program OBLICZ umożliwia policzenie następujących wskaźników statystycznych:

- 1) współczynnik korelacji i regresji liniowej pary zmiennych  $X$  i  $Y$ ,
- 2) odchylenie standardowe zmiennej  $X$ ,
- 3) częstości (w %) opisujące rozkład empiryczny zmiennej  $X$ ,
- 4) średnia trasowa natężenia opadu.

Współczynnik korelacji między zmiennymi losowymi  $X$  i  $Y$  typu dyskretnego wyrażony jest jako znormalizowana kowariancja w postaci:

$$\rho_{x,y} = \frac{\text{cov}(X, Y)}{\sigma_x \sigma_y}$$



gdzie

$$\begin{aligned} \text{cov}(X, Y) &= E[(X - EX)(Y - EY)] = E(X, Y) - E(X)E(Y), \\ \sigma_x^2 &= E(X - EX) \quad \sigma_y^2 = E(Y - EY). \end{aligned}$$

Estymatorem współczynnika korelacji jest współczynnik  $r$  obliczany ze wzoru:

$$r = \frac{m_{xy}}{s_x s_y} \quad (1)$$

gdzie  $m_{xy}$  jest empiryczną kowariancją, zaś  $s_x, s_y$  są empirycznymi odchyleniami standardowymi, przy czym

$$m_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y}),$$

$$s_x = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}, \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (2)$$

$$s_y = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}, \quad \bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i \quad (3)$$

Po przekształceniach wzoru (1) otrzymujemy wyrażenie na współczynnik korelacji w dogodnej dla programowania postaci [5] pozwalającej na bezpośrednie wprowadzenie do wzoru wyników pomiarów  $x_i, y_i$

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n x_i y_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i}{\sqrt{\left[ \sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right] \left[ \sum_{i=1}^n y_i^2 - \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n y_i \right)^2 \right]}} \quad (4)$$

gdzie  $x_i, y_i$  – wyniki pomiarów

$n$  – liczba pomiarów.

Zależność funkcyjna między zmiennymi losowymi  $X$  i  $Y$  wyrażona jest wzorem:

$$E(Y/x) = A + Bx \quad (5)$$

tzn. wartość średnia zmiennej  $Y$  jest liniową funkcją argumentu  $x$ . Estymatorami współczynników  $A$  i  $B$  są współczynniki  $A'$  i  $B'$  wyrażone wzorami wg [5]:

$$B' = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad (6)$$

$$A' = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i - \frac{1}{n} B' \sum_{i=1}^n x_i \quad (7)$$

gdzie  $x_i, y_i$  – wyniki pomiarów,

$n$  – liczba pomiarów.

Estymatory współczynników korelacji i regresji liniowej obliczane są dla dwóch wybranych ciągów wyników pomiarów odpowiadających czujnikom  $X$  i  $Y$ . Wyniki pomiarów pobierane są z bazy danych z takim samym, zadaniem dla tych obliczeń, okresem próbkowania. Wartości  $x_i, y_i$  są wynikami pomiarów dokonanych przez czujniki  $X$  i  $Y$  w tym samym momencie (z dokładnością do okresu próbkowania z jakim te pomiary były wykonane).

Odchylenie standardowe jest najczęściej używanym w praktyce wskaźnikiem charakteryzującym rozproszenie zmiennej losowej  $X$ . Wyraża się ono wzorem:

$$\sigma = \sqrt{D^2 X} = E(X - EX). \quad (8)$$

Estymatorem odchylenia standardowego jest współczynnik  $s$  wyrażony wzorem (2), który po przekształceniach przybiera następującą postać:

$$s_x = \frac{1}{n} \left[ \sum_{i=1}^n x_i - \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right]. \quad (9)$$

Empiryczny rozkład zmiennej losowej  $X$  opisany jest przez częstości przekraczania przez zmienną  $X$  zadanych progów ustalonych przez skwantowanie przedziału zmienności zmiennej  $X$ . Częstości  $p_k$  (wyrażone w %) obliczane są według wzoru:

$$p_k = 100 (l_k/n); \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (10)$$

gdzie

- $l_k$  – liczba wyników pomiarów większych od progu  $x_k$ ,
- $n$  – liczba wszystkich wyników pomiarów zmiennej  $X$ ,
- $m$  – liczba progów.

Wielkości  $p_k$  są oszacowaniami prawdopodobieństwa, że zmienna losowa  $X$  przekroczy wartości  $x_k$ , czyli  $p_k \approx P(X > x_k)$ . Program oblicza również częstości w % w przypadku konieczności określenia osobno każdego z rozkładów zmiennej  $X$  w 12-godzinnych ustalonych odcinkach doby (tzn. w godz. 0–2, 2–4, ..., 22–24). Wówczas częstości obliczane są według wzoru:

$$p_{kj} = 100 (l_{kj}/n_j); \quad k = 1, 2, \dots, m \\ j = 1, 2, \dots, 12 \quad (11)$$

gdzie

- $l_{kj}$  – liczba wyników pomiarów w  $j$ -tym przedziale doby, których wartość przekroczyła próg  $x_k$ ,
- $n_j$  – liczba wyników pomiarów w  $j$ -tym przedziale doby.

Ważnym elementem algorytmu określania rozkładu zmiennej  $X$  jest sortowanie wyników pomiarów pobranych do obliczeń z bazy danych. Sortowanie proste polegałoby na sprawdzeniu, czy pobrana do obliczeń wartość przekracza kolejno pierwszy, drugi, ..., czy ostatni próg. Do optymalizacji sortowania został wykorzystany fakt, że odstęp między dokonywanymi pomiarami (tzw. okres próbkowania) przez czujniki jest krótszy od czasu autokorelacji rejestrowanego zjawiska, w wyniku czego kolejne (w czasie) wartości wyniku pomiarów wykazują małą zmienność.

Optimalizacja sortowania polega na zapamiętaniu indeksu „ $k$ ” progę  $x_k$ , który przekroczyła ostatnia wartość pobrana z bazy danych do obliczeń. Szukanie progę, który przekroczyła następna wartość pobrana z bazy danych, rozpoczyna się od progę o zapamiętanym indeksie. Ten sposób sortowania jest szybszy od sortowania prostego. Szczególnie dotyczy to sortowania danych tych czujników, których większość wartości wyników pomiarów nie leży w pobliżu początku przedziału zmienności.

Pomiar średniej intensywności opadu na odcinku trasy linii radiowej o długości  $L$  („średnia trasowa”) opiera się na wskaźnikach czujników intensywności rozmieszczonych wzdłuż trasy w liczbie  $n$ . Zakłada się, że skrajne czujniki ustawia się na krańcach trasy, zaś odległości między czujnikami  $l_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, (n-1)$  mogą być różne lecz:

$$\sum_{i=1}^{n-1} l_i = L$$

Ponieważ zmierzone punktowo przez sąsiadujące ze sobą czujniki intensywności  $I_i, I_{i+1}$  oddalone od siebie o odcinek  $l_i$  są reprezentatywne dla odpowiednich połówek tego odcinka, więc średnia trasowa intensywności opadu  $\bar{I}_n$  będzie miała wartość uzależnioną od wag określonych przez połowy odcinków dzielących czujniki.

$$\bar{I}_n = \frac{1}{L} \left( \frac{l_1}{2} I_1 + \frac{l_1}{2} I_2 + \frac{l_2}{2} I_2 + \frac{l_2}{2} I_3 + \dots + \frac{l_{n-2}}{2} I_{n-1} + \frac{l_{n-1}}{2} I_{n-1} + \frac{l_{n-1}}{2} I_n \right)$$

lub

$$\bar{I}_n = \frac{1}{L} \left[ \frac{l_1}{2} (I_1 + I_2) + \frac{l_2}{2} (I_2 + I_3) + \dots + \frac{l_{n-1}}{2} (I_{n-1} + I_n) \right]. \quad (12)$$

Jeżeli  $l_i = l = \text{const}$ , to  $l/L = 1/n-1$

i wtedy

$$\bar{I}_n = \frac{1}{n-1} \left( \frac{I_1}{2} + I_2 + I_3 + \dots + I_{n-1} + \frac{I_n}{2} \right);$$

dla  $n = 2$

$$\bar{I}_2 = \frac{I_1 + I_2}{2}$$

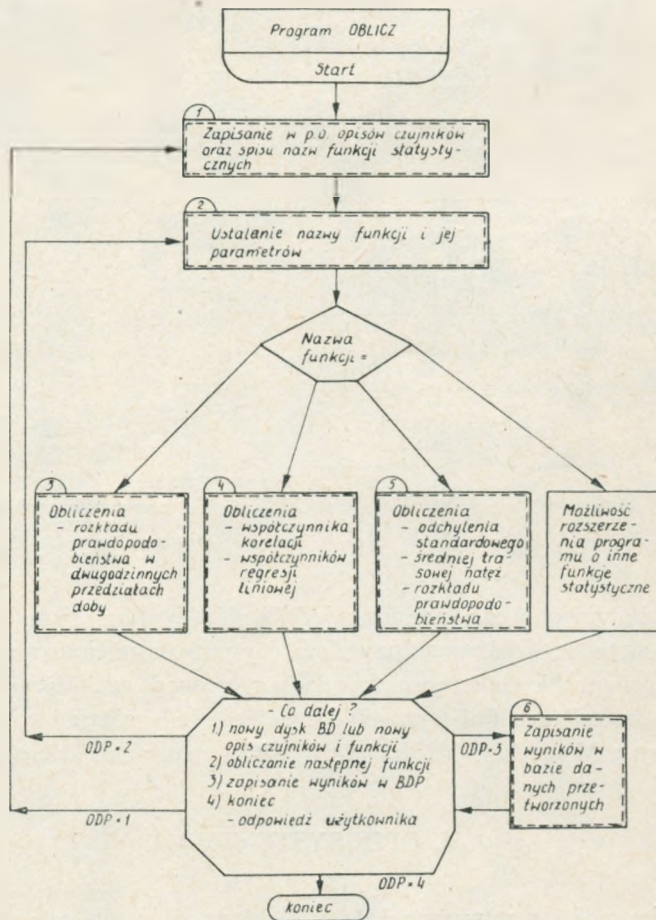
### 3.3.2. Realizacja programu OBLICZ

Obecny zestaw minikomputera MERA 400 posiada pamięć operacyjną 32 k-słów. Ponieważ program OBLICZ w całości nie mieści się w pamięci operacyjnej, został on podzielony na kilka osobnych części tworzących logicznie pewną całość (tzw. nakładki). W miarę wykonywania programu kolejne nakładki przepisywane są



z pamięci zewnętrznej, np. z dysku lub taśmy magnetycznej do pamięci operacyjnej. Zastosowanie nakładek wydłuża czas obliczeń, ale w przypadku tego programu można pozwolić sobie na udogodnienie polegające na połączeniu procedur obliczających poszczególne funkcje w jeden program kosztem czasu. Czas nie jest parametrem krytycznym tego programu.

Algorytm programu i podział na nakładki przedstawiony jest na rys. 3. Modułowy charakter programu OBLICZ pozwala w stosunkowo prosty sposób rozszerzyć go o dodatkowe nakładki obliczające inne funkcje statystyczne. Uruchomienie i przetestowanie rozszerzonego programu ułatwi specjalna wersja programu OBLICZ. Posiada ona rozbudowane sekwencje instrukcji testujących i dających wydruki



BD - baza danych

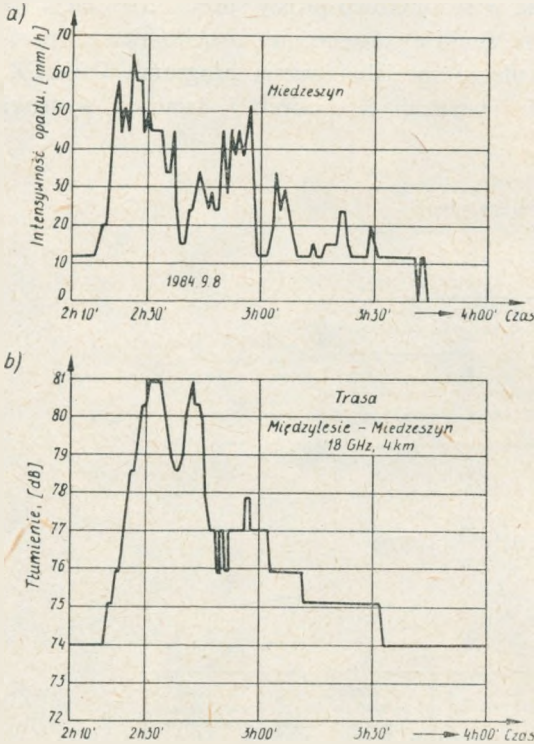
BDP - baza danych przetworzonych

PU - pamięć operacyjna

□ - człony programu tworzące osobne nakładki

Rys. 3. Algorytm programu OBLICZ

kontrolne na różnym poziomie szczegółowości w zależności od potrzeb. Do testowania można też wykorzystać generator liczb losowych. W normalnej eksploatacji programu należy korzystać z wersji przetestowanej bez dodatkowych instrukcji testujących, które znacznie wydłużają czas obliczeń. Program OBLICZ pracuje w systemie operacyjnym BCF.

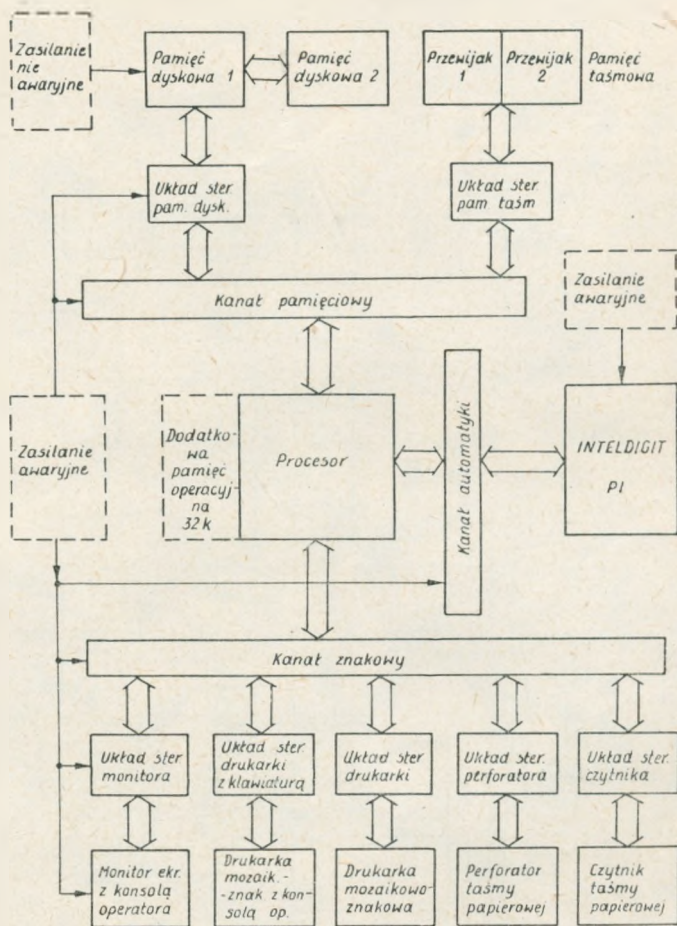


Rys. 4. Zarejestrowany przebieg  
a) intensywności opadu zmierzony deszczomierzem przechyłowym; b) tłumienia fali o częstotliwości 18 GHz na trasie Międzyzlesie-Miedzeszyn

Możliwości szczegółowego badania związków między tłumieniem fali i intensywnością opadu na trasie tej fali przedstawia rys. 4, oparty na zarejestrowanych danych, na którym widać przebieg intensywności opadu mierzonego czujnikiem pojemnościowym w punkcie odbioru fali (rys. 4a) i przebieg tłumienia fali o częstotliwości 18 GHz na trasie Międzyzlesie-Miedzeszyn w tym samym przedziale czasu (rys. 4b).

#### 4. OPIS SYSTEMU

System rejestracji i przetwarzania danych składa się z czterech podstawowych bloków (rys. 1): maszyny cyfrowej Mera 400, układu sprzęgającego INTEL DIGIT-PI, zespołu przetworników oraz czujników. Minikomputer (rys. 5) wyposażony jest w ferrytową pamięć operacyjną o pojemności 32 k słów i współpracuje asynchro-

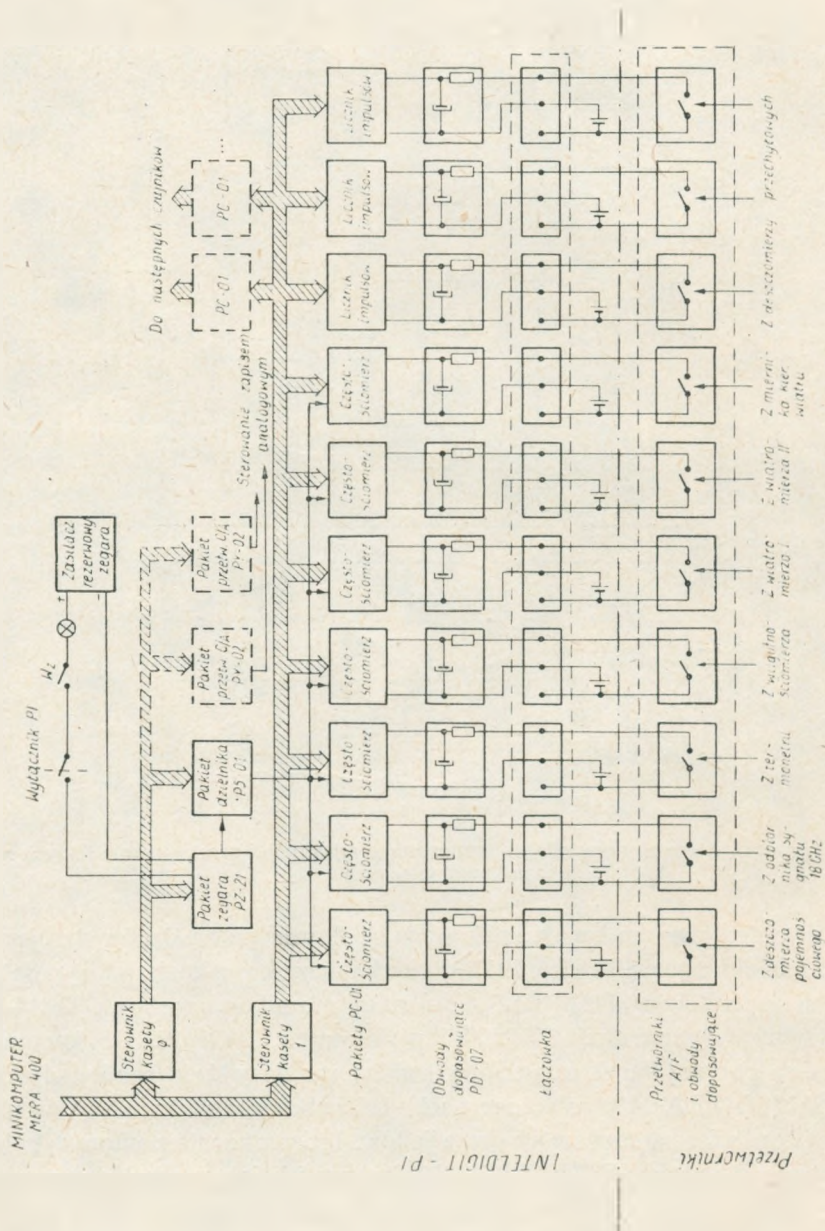


Rys. 5. Schemat blokowy zestawu minikomputerowego rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych

nicznie, za pośrednictwem kanału znakowego i odpowiednich układów sterujących, z: monitorem ekranowym MERA 7952, drukarką mozaikowo-znakową wyposażoną w konsolę operatorską DZM/KSR, drukarką mozaikowo-znakową DZM-180, czytnikiem taśmy papierowej CT-2100 i perforatorem DT-105S. Do komputera dołączone są poprzez kanał pamięciowy i układ sterujący dwie pamięci dyskowe MERA 9425 i MERA 9450 połączone z sobą łańcuchowo, a także pamięć taśmowa PT-305 złożona z formatora i dwóch przewijaków. Trzeci z kanałów automatyki łączy z komputerem urządzenie INTELDIGIT-PI. Na rys. 5 linią przerywaną zaznaczono układy przewidywane do zainstalowania w najbliższej przyszłości. Są to zasilacze awaryjne i dodatkowa pamięć operacyjna.

Rys. 6 przedstawia schematycznie układy pośredniczące między czujnikami i komputerem. Są to: zespół przetworników oraz urządzenie INTELDIGIT-PI. Istnieją





Rys. 6. Schemat funkcjonalny urządzenia INTEL DIGIT-PI i zespołu przetworników

dwa typy przetworników: układy dopasowujące oraz przetworniki napięcie/częstotliwość wraz z układami dopasowującymi. Ciąg impulsów docierających do przetwornika pierwszego typu z odpowiedniego czujnika steruje włączaniem i wyłączaniem klucza elektronicznego na jego wyjściu. Czujnik, który jest przyłączony do przetwornika drugiego rodzaju wytwarza sygnał napięciowy zależny od chwilowo mierzonej wielkości fizycznej. W przetworniku następuje przemiana napięcia w częstotliwość, tj. generowany jest sygnał, którego częstotliwość jest funkcją napięcia. Sygnał ten, podobnie jak w przetworniku pierwszego typu, steruje kluczem elektronicznym.

Dalsza obróbka sygnału następuje w urządzeniu INTEL DIGIT-PI. Klucz wyjściowy występujący w przetworniku jest elementem obwodu, którego pozostała część jest w urządzeniu INTEL DIGIT. Powoduje on dołączenie napięcia 0 lub 24 V do wejścia pakietu PC-01. Pakiety PC-01 działają w dwojaki sposób. Część z nich mierzy częstotliwość sygnału docierającego z poszczególnych przetworników drugiego typu. Na rozkaz przychodzący z minikomputera poprzez magistralę urządzenia INTEL DIGIT, sterownik kasyety i magistralę kasyety następuje zliczanie liczby impulsów sygnału z przetwornika w okresie 1 s w liczniku układu PC-01. Otwarcie bramki umożliwiającej zliczanie impulsów w tym okresie dokonuje się na sygnał z układu PS-01. Wzorcowy odcinek czasu 1 s otrzymywany jest w tym pakiecie przez podział sygnału o częstotliwości 1 kHz pochodzącego z pakietu zegara PZ-21. Po odczytaniu informacji z licznika układu PC-01 i przesłaniu jej do komputera jest on zerowany.

W niektórych pakietach PC-01 działających jako częstościomierze, dokonano niewielkiej przeróbki powodującej dodatkowy podział informacji kierowanej do komputera przez liczbę  $2^n$ , gdzie  $n = 3 \dots 7$ , w zależności od potrzeby.

Pakiety PC-01 połączone z przetwornikami pierwszego rodzaju zostały tak zmodyfikowane, aby zliczały liczbę impulsów dopływających z przetworników między kolejnymi rozkazami z minikomputera.

Zegar zmontowany na pakiecie PZ-21 został wyposażony w zasilacz rezerwowo włączany kluczami Wz i wyłącznikiem urządzenia INTEL DIGIT. Jest to zasilacz stabilizowany o napięciu wyjściowym +5 V, pobierający energię z 24 baterii i wyposażony w zawór, który dołącza go do pakietu PZ-21, natychmiast po zaniku napięcia w sieci.

## 5. DALSZA EWOLUCJA SYSTEMU

Aczkolwiek system spełnia związane z nim oczekiwania z punktu widzenia realizacji idei, to jednak ze względów praktycznych wymaga dalszych uzupełnień i udoskonaleń mających na celu podwyższenia niezawodności funkcjonowania oraz zwiększenie jego efektywności. Przewiduje się więc poprawienie klimatycznych warunków pracy urządzeń oraz doprowadzenie rezerwowego źródła zasilania włączającego się automatycznie w momencie zaniku energii w sieci, tak by praca systemu nie została przerwana. Zwiększenie efektywności systemu będzie osiągnięte poprzez opracowanie

programów pozwalających na pełne wykorzystanie rezerwowej pamięci dyskowej i pamięci taśmowej oraz na stworzenie możliwości wykreślenia obliczanych funkcji empirycznych na pisaku. Przewiduje się opracowanie dodatkowych podprogramów umożliwiających prezentację obliczeń w wielorakich formach dostosowanych do różnorodnych potrzeb. Dąży się do zautomatyzowania wprowadzenia danych z czujników znajdujących się poza systemem do pamięci dyskowej systemu, wprost poprzez urządzenie INTEL DIGIT, a nie przez klawiaturę. Dane z tych czujników są zarejestrowane na taśmie magnetycznej. Istnieje więc możliwość dopasowania wyjścia magnetofonu tak, by symulował wyjście czujnika podłączonego do INTEL DIGIT. Ponieważ prace związane z ewolucją systemu utrudniają prowadzenie ciągłej rejestracji danych z czujników, przewiduje się więc przekształcenie istniejącego systemu na system wielozadaniowy. Będzie to możliwe poprzez zainstalowanie systemu operacyjnego SOM-3 w wersji EXTENDED, który pozwala na rejestrację do czterech zadań wg określonych priorytetów.

Zarejestrowane w ciągu wieloletnich badań propagacji fal dane radiometeorologiczne i obliczone statystyczne charakterystyki propagacji oraz klimatu będą podstawą do obliczeń charakterystyk linii radiowych ziemskich i satelitarnych w pasmach częstotliwości, w których dotychczas nie zdołano przeprowadzić badań propagacji.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Bauer W., Wantke K. D.: Der Messwertanswerkkomplex der Experimentalanlage der Deutsche Post für Wellenausbreitungsmessungen im Programm Interkosmes. Technische Mitt- No 2, 1983.
2. Bratek A.: Opis użytkowy procedury INIC. Cz. II pakietu procedur zakładania i obsługi wyników pomiarowych i wyników obliczeń w systemie MERA-400 + INTEL DIGIT. Praca wykonana na zlecenie IŁ, 1982.
3. Hernik W.: Opis użytkowy procedury ZAPIS. Cz. I pakietu procedur zakładania i obsługi bazy danych wyników obliczeń w systemie MERA 400 + INTEL DIGIT. Praca wykonana na zlecenie IŁ, 1982.
4. Kawecki A.: Opracowanie programu badań radiometeorologicznych dla potrzeb planowania niezawodności służb radiowych ziemskich i satelitarnych w zakresie 10 GHz. Spr. 06.7.5.1.1.02, IŁ, 1982.
5. Smirnow N. W., Dunin-Berkowski I. W.: Krótki kurs statystyki matematycznej dla zastosowań technicznych. PWN, Warszawa 1966.
6. Wielowieyska E.: Dokumentacja programistyczno-eksploatacyjna programu „Czytaj”. Praca 06.7.5.1.1.02.05, IŁ, 1984.
7. Wieteska-Gniadzik G.: Dokumentacja programistyczno-eksploatacyjna programu „Rejestracja”. Praca 06.7.5.1.02.05, IŁ, 1984.



*Эва Вельовеыска  
Богуслав Коцимовски  
Арнольд Кавэцки*

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГИСТРАЦИИ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ  
РАДИОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ДАННЫХ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ  
РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ЧАСТОТАХ ВЫШЕ 10 ГГц

Резюме

Описывается система предназначенная для автоматической регистрации интенсивности сигнала по приемной стороне радиолиний горизонтальной (18 ГГц) и спутниковой (11 ГГц), интенсивности атмосферных осадков на трассе радиолиний а также температуры и влажности воздуха и направления и скорости ветра. Система основывается на миникомпьютере MERA 400 и устройстве INTE INTEL DIGIT.

Данные доставляемые датчиками накапливаются в массовой памяти. На их основании осуществляются вычисления статистических характеристик измеряемых величин, а в том числе корреляционных связей между затуханием волны и интенсивностью дждя. Эти связи можно воспользоваться для прогноза затухания волн в радиолинии на основании известных характеристик осадков в районе, в котором планируется построение этой радиолинии.

*Ewa Wielowieyska  
Boguslaw Kocimowski  
Arnold Kawecki*

AUTOMATIC RADIOMETEOROLOGICAL DATA LOGGING AND PROCESSING  
SYSTEM FOR RADIO WAVES PROPAGATION RESEARCH AT FREQUENCIES OVER  
10 GHZ

Summary

The system for logging data about signal intensities from terrestrial (18 GHz) and satellite (11 GHz) lines and about rain intensities that occur on the routes of the waves and also the air temperature and humidity as well wind direction and speed data are logged. The system is based on minicomputer MERA 400 and INTEL DIGIT device.

The data logged in mass memory are used for measured values statistical characteristics calculations. The correlation between wave attenuation and rain intensity is evaluated. This and other relations can be used for wave attenuation prediction in radiolink which erection in chosen region is planned, if characteristics of rain in that area are accessible.

*Ewa Wielowieyska*  
*Bogusław Kocimowski*  
*Arnold Kawecki*

SYSTÈME AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT ET DU TRAITEMENT  
DES DONNÉES RADIOMÉTÉOROLOGIQUES POUR LES RECHERCHES DE  
PROPAGATION DES ONDES ÉLECTRIQUES DANS LES BANDES SUPÉRIEURES  
À 10 GHZ

Résumé

On a décrit un système destiné au l'enregistrement automatique d'intensité du signal provenant d'un faisceau hertzien terrestre (18 GHz) et par satellite (12 GHz), d'intensité de précipitations atmosphériques sur leur trajets, ainsi que de la température et d'humidité d'air environnant, de la vitesse et direction du vent. Le système est basé sur le miniordinateur MERA 400 et le dispositif INTEL DIGIT-PI.

Les données fournies par les éléments capteurs sont stockées dans la mémoire en disque et sont utilisées comme la base pour les calculs des caractéristiques statistiques des valeurs mesurées, parmi eux des corrélations entre l'affaiblissement d'onde et l'intensité de la pluie. Ces relations peuvent être utilisées pour les prédictions d'affaiblissement dans le faisceau hertzien projeté sur une base des caractéristiques de pluie dans la région du trajet prévue.

*Ewa Wielowieyska*  
*Bogusław Kocimowski*  
*Arnold Kawecki*

EIN SYSTEM FÜR AUTOMATISCHE REGISTRIERUNG UND VERARBEITUNG  
DER RADIOMETEOROLOGISCHEN DATEN FÜR UNTERSUCHUNG DER  
FUNKWELLENAUSBREITUNG IN FREQUENZBEREICH OBERHALB 10 GHZ

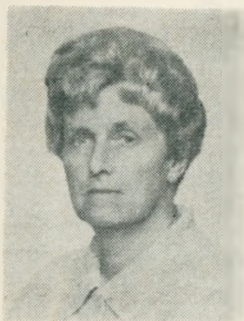
Zusammenfassung

Ein System ist beschrieben, das automatisch die Signalintensitäten von terrestrischer und kosmischer Richtfunkstrecken und Regenintensitäten von Regenmessern in einem Speicher registriert. Die Temperatur und die Feuchtigkeit des Luftes sowohl die Windrichtung und die Windgeschwindigkeit sind in diesem Speicher auch registriert.

Das System besteht aus Rechnersystem MERA 400 und INTEL DIGIT Gerät, das für den Anschluss der Geber mit Zentraleinheit der Rechnersystem dient.

Die gespeicherten Daten sind für Berechnung der statistischen Charakteristiken der gemessenen Größen benutzt. Unter anderen die Korrelation zwischen Wellendämpfung und Regenintensität wird geschätzt. Dieser Zusammenhang soll in Richtfunkstreckenplanung ausgenutzt werden. Dafür ist möglichst genaue Kenntnis der Regenstatistiken für betrachtete Funkfelder unentbehrlich.

## AUTORZY



Doc. mgr inż. Wanda Kacprowska, urodzona w Warszawie w roku 1917, ukończyła studia magisterskie na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w roku 1945. W latach 1942–1944 pracowała w Polskich Zakładach Philipsa, a od roku 1945 do 1949 na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej na stanowisku starszego asystenta w Katedrze Radiotechniki profesora Janusza Groszkowskiego. Równocześnie, od roku 1945, pracowała początkowo w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym, a po jego reorganizacji, od roku 1951 aż do przejścia na emeryturę w roku 1979, w Instytucie Łączności jako pracownik naukowy – kolejno adiunkt, samodzielny pracownik naukowo-badawczy, a od roku 1973 docent.

W Instytucie Łączności zajmowała kolejno stanowiska kierownika Sekcji, a następnie kierownika Pracowni Linii Radiowych, pełniąc równocześnie funkcje zastępcy, a potem kierownika Zakładu Komunikacji Mikrofalowej. Od roku 1972 była kierownikiem Samodzielnej Pracowni Doskonalenia Kadr. Jako reprezentantka resortu łączności współpracowała z Komisjami Naukowymi telekomunikacyjnych organizacji międzynarodowych, m. in. CCIR, CCITT oraz CMTT. Posiada w swoim dorobku szereg publikacji i opracowań naukowych, eksperymentalnych i technicznych. W latach 1968–1982 pełniła obowiązki sekretarza Rady Naukowej Instytutu Łączności, której przewodniczącym był profesor Janusz Groszkowski.



Mgr inż. Bogusław Kocimowski, urodzony 13.II.1955 r. w Jareńcówce k/Jasła, ukończył studia w 1978 r. na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej, specjalność: aparatura elektroniczna. W tym samym roku został słuchaczem Studium Doktoranckiego w Politechnice Warszawskiej na kierunku elektronika i telekomunikacja, prowadząc badania nad fluktuacjami drgań generatorów. W latach 1981–1983 był zatrudniony jako konstruktor w Zakładach Radiowych im. Marcina Kasprzaka, a od 1983 r. pracuje w Zakładzie Propagacji Fal Radiowych w Instytucie Łączności w Warszawie.



Ewa Wielowiejska, urodzona w 1952 roku w Warszawie, studiowała na Wydziale Matematyki i Mechaniki Uniwersytetu Warszawskiego, kierunek: informatyka. Absolutorium uzyskała w 1977 r. Od 1978 r. była zatrudniona w Zakładzie Metod i Analiz Matematycznych AWF w Warszawie. Zajmowała się problematyką przetwarzania danych głównie dla opracowań statystycznych. Od 1982 r. pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie w Zakładzie Propagacji Fal Radiowych. Bierze udział w opracowaniu systemu automatycznej rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych dla badań propagacji fal radiowych w zakresie powyżej 10 GHz.



Prof. dr hab. Stanisław Dymowski – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 90, 1984.

Doc. dr inż. Arnold Kawecki – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 87, 1980.

Dr inż. Stanisław Sypniewski – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, z. 4 (68), 1973.

## SPIS TREŚCI

1. <i>Wanda Kacprowska</i> — *Profesor Janusz Groszkowski (1898–1984) . . . . .	3
2. <i>Stanisław Dymowski</i> — Prosta metoda wyznaczania współczynnika poprawy stosunku sygnału użytecznego do zakłóceń przez czwórnik liniowy . . . . .	7
3. <i>Stanisław Sypniewski</i> — Aperiodyczny wzmacniacz tranzystorowy dużej mocy klasy $D_{ap}$ . . . . .	19
4. <i>Arnold Kawecki</i> — Refrakcja fal na podstawie meteorologicznych sondowań atmosfery . . . . .	61
5. <i>Ewa Wielowieyska, Bogusław Kocimowski, Arnold Kawecki</i> — System automatycznej rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych dla badań propagacji fal radiowych w zakresach powyżej 10 GHz . . . . .	93

## СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>Ванда Кацпrowsка</i> — Професор Януш Грошковски (1898-1984) . . . . .	3
2. <i>Станислав Дымовски</i> — Простой метод определения коэффициента обозначающего улучшение отношения полезный сигнал помеха с помощью линейного четырехполюсника . . . . .	7
3. <i>Станислав Сыпнiewски</i> — Аперидический гранзисторный усилитель большой мощности класса $D_{ap}$ . . . . .	19
4. <i>Арнольд Кавецки</i> — Рефракция радиоволн на основании метеорологических зондирований атмосферы . . . . .	61
5. <i>Эва Вельовeйска, Богуслав Коцимовски, Арнольд Кавецки</i> — Система автоматической регистрации и преобразования радиометеорологических данных для исследования распространения радиоволн на частотах выше 10 Гц . . . . .	93

## CONTENS

1. <i>Wanda Kacprowska</i> — Profesor Janusz Groszkowski (1898–1984) . . . . .	3
2. <i>Stanisław Dymowski</i> — Simple method of determining the coefficient of a signal to noise ratio improvement by a linear four-terminal network . . . . .	7
3. <i>Stanisław Sypniewski</i> — Aperiodic, switched-mode, solid state high power class $D_{ap}$ hf amplifier . . . . .	19
4. <i>Arnold Kawecki</i> — Wave retraction on the basis of meteorological atmospheric soundings . . . . .	61
5. <i>Ewa Wielowieyska, Bogusław Kocimowski, Arnold Kawecki</i> — Automatic radiometeorological data logging and processing system for radiowaves propagation research at frequencies over 10 GHz . . . . .	93

## SOMMAIRE

1. <i>Wanda Kacprowska</i> — Profesor Janusz Groszkowski (1898–1984) . . . . .	3
2. <i>Stanisław Dymowski</i> — Simple méthode de déterminer le coefficient d'amélioration du rapport signal utile sur bruit par in quadripole linéaire . . . . .	7
3. <i>Stanisław Sypniewski</i> — Un amplificateur aperiodique haut fréquence de fort puissance classe $D_{ap}$ à semi-conducteurs . . . . .	19
4. <i>Arnold Kawecki</i> — Réfraction des ondes électriques sur la base des sondages météorologiques de l'atmosphère . . . . .	61
5. <i>Ewa Wielowieyska, Bogusław Kocimowski, Arnold Kawecki</i> — Système automatique d'enregistrement et du traitement des données radiométéorologiques pour les recherches de propagation des ondes electriques dans les bandes supérieures à 10 GHz . . . . .	93

## INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>Wanda Kacprowska</i> — Profesor Janusz Groszkowski (1898–1984). . . . .	3
2. <i>Stanisław Dymowski</i> — Einfache Berechnungsmethode des Verbesserungskoeffizienten des Nutzsignal/Störung-Verhältnisses durch linearen Vierpol . . . . .	7
3. <i>Stanisław Sypniewski</i> — Aperiodischer halbleiter Hochleistungsverstärker der im Schalterbetrieb der $D_{ap}$ Klasse arbeitet . . . . .	19
4. <i>Arnold Kawecki</i> — Refraktion der Wellen berechnet auf Grund der meteorologischen Sondierungen der Atmosphäre . . . . .	61
5. <i>Ewa Wielowieyska, Bogusław Kocimowski, Arnold Kawecki</i> — Ein System für automatische Registrierung und Verarbeitung der radiometeorologischen Daten für Untersuchung der Funkwellenausbreitung in Frequenzbereich oberhalb 10 GHz . . . . .	93

