

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTITUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XX

ZESZYT 3(71)

173

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — przyczynek do obliczania aktywnych filtrów RC . . .	3
2. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono, T. Kierzynka</i> — Aktywny filtr pasmowy 300 ÷ 3400 Hz	8
3. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — przyczynek do zagadnień modulacji jednowstęgowej	25
4. <i>S. Jasiński, A. Turczyn</i> — Mapa skutecznej przewodności elektrycznej gruntu terytorium PRL	36

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>М. Маркевич-Врзеционо</i> — Прибавка к вопросу о расчёте активных фильтров типа RC	3
2. <i>М. Маркевич-Врзеционо, Т. Кежынка</i> — Активный полосной фильтр типа RC, для полосы от 300 до 3400 гц	8
3. <i>М. Маркевич-Врзеционо</i> — Вопрос осуществления однополосной модуляции . . .	25
4. <i>С. Ясиньски, А. Турчын</i> — Карта электрической эффективной проводимости почвы на территории Польши	36

CONTENTS

1. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — Contribution to calculation of active RC filters	3
2. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono, T. Kierzynka</i> — Active band filter type RC, 300 ÷ 3400 Hz	8
3. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — Certain kind of side-band modulation	25
4. <i>S. Jasiński, A. Turczyn</i> — Map of effective electric ground conductivity in Poland	36

SOMMAIRE

1. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — Contribution au calcul des filtres RC actifs	3
2. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono, T. Kierzynka</i> — Filtre passe-bande RC actif de 300 à 3400 Hz	8
3. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — Un certain mode de modulation à bande latérale unique	25
4. <i>S. Jasiński, A. Turczyn</i> — Carte de conductivité électrique du sol à travers le territoire de Pologne	36

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — Beitrag zur Berechnung der aktiven RZ-Filter	3
2. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono, T. Kierzynka</i> — Aktiver Bandpassfilter 300 ÷ 3400 Hz . .	8
3. <i>M. Markiewicz-Wrzeciono</i> — Zur Frage der Einseitenbandmodulation	25
4. <i>S. Jasiński, A. Turczyn</i> — Karte der effektiven elektrischen Leitfähigkeit der Erdoberfläche der VRP	36

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XX

ZESZYT 3(71)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

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

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

MARIA MARKIEWICZ-WRZECIONO

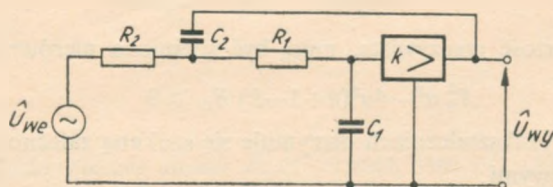
621.372.54

PRZYCZYNEK DO OBLICZANIA AKTYWNYCH FILTRÓW RC

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 19.8.1972 r.

Do wyznaczenia wartości oporników, kondensatorów oraz wzmacnienia wzmacniaczy używanych w ogniach filtrów aktywnych dolno- i górnoprzepustowych dysponuje się tylko dwoma równaniami oraz zbiorem nierówności, które wynikają z własności użytego wzmacniacza. W pracy wyprowadzono dodatkowy warunek, ułatwiający określenie wartości elementów filtrów aktywnych dolno- i górnoprzepustowych.

W niniejszej pracy omówiono warunki praktycznej realizacji filtrów aktywnych dolno- i górnoprzepustowych; ich schematy przedstawiono na rysunkach 1 i 2.



Rys. 1. Ogniwo filtru dolnoprzepustowego aktywnego

Do wyznaczania wielkości R_1 , R_2 , C_1 , C_2 oraz k istnieją tylko dwa równania [1, 2, 4]. Dla ogniwa dolnoprzepustowego są one następujące:

$$b_{1D} = [C_1(R_1 + R_2) - C_2 R_2(k-1)] \omega_0 \quad (1)$$

$$b_{2D} = C_1 C_2 R_1 R_2 \omega_0^2 \quad (2)$$

gdzie ω_0 jest pulsacją graniczną filtru.

Współczynniki b_{1D} i b_{2D} wynikają z aproksymacji Czebyszewa lub Butterwortha; należy zatem obrać trzy spośród wymienionych wyżej wielkości, a dwie pozostałe obliczyć z równań (1) i (2). Wybór tych trzech parametrów początkowych nie jest dowolny. Powinny one spełniać nierówności wynikające z własności wzmacniacza

użytego w filtrze aktywnym. Dla ogniwa dolnoprzepustowego nierówności te mają postać:

$$\frac{1}{\omega C_2} \gg Z_{wy} \quad (3)$$

$$R_1, R_2 \frac{1}{\omega C_1} \ll Z_{we}$$

Z_{we} jest impedancją wejściową, a Z_{wy} — impedancją wyjściową wzmacniacza.

Okazuje się jednak, że pomimo spełnienia nierówności (3) wybór wartości wielkości początkowych może nie być trafny. Dalej wyprowadzono dodatkowy warunek, który ułatwia ich poprawny wybór.

Niech k , C_1 , C_2 będą wielkościami wyjściowymi. Przyjmijmy, że $C_2 = C$ oraz $C_1 = nC$. Równania (1) i (2) można zapisać wówczas następująco:

$$\frac{b_{1D}}{\omega_g} = nC(R_1 + R_2) - CR_2(k-1) \quad (4)$$

$$\frac{b_{2D}}{\omega_g^2} = nC^2 R_1 R_2 \quad (5)$$

Z równań (4) i (5) otrzymujemy:

$$n^2 R_1^2 - A_D n R_1 + B_D(n+1-k) = 0 \quad (6)$$

gdzie

$$A_D = \frac{b_1}{\omega_g C} \quad B_D = \frac{b_2}{\omega_g^2 C^2}$$

Aby R_1 miało wartość rzeczywistą, musi być spełniona nierówność

$$A_D^2 n^2 - 4n^2(n+1-k) B_D \geq 0 \quad (7)$$

Stąd po prostych przekształceniach otrzymuje się szukaną zależność pomiędzy wielkościami początkowymi:

$$n \leq \frac{1}{Q_D^2} + k - 1 \quad (8)$$

gdzie

$$Q_D = \frac{2\sqrt{b_2}}{b_1}$$

Rozpatrzmy kilka przypadków szczególnych:

- 1) gdy $k = 1$ oraz $Q_D = \sqrt{2}$
wtedy $n \leq 0,5$
- 2) gdy $k = 1$ oraz $Q_D = 10$
wtedy $n \leq 0,01$
- 3) gdy $1 < k < 2$ oraz $Q_D = \sqrt{2}$
wtedy $n \leq k - 0,5$

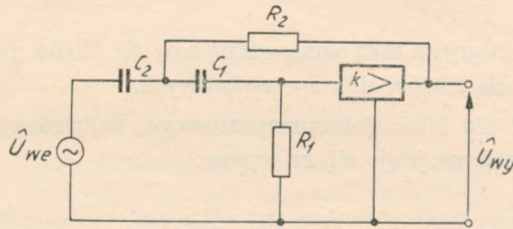
- 4) gdy $1 < k < 2$ oraz $Q_D = 10$
wtedy $n \leq k - 0,99$

Nierówność (8) sprawdzono doświadczalnie i uzyskano całkowitą zgodność z obliczeniami.

Wzmocnienie k należy dobierać ze względu na najbardziej optymalną czułość charakterystyki filtru. Oblicza się ją wówczas [4] z zależności:

$$k \approx 2 - \frac{2}{Q_D} \quad (9)$$

Do wyznaczenia pięciu niewiadomych wielkości R_1 , C_1 , R_2 , C_2 i k istnieją zatem cztery zależności: (1), (2), (8) i (9). Dowolnie dobiera się tylko wartość $C_2 = C_1$. Spełniać ona jednak musi nierówność (3).



Rys. 2. Ogniwko filtru górnoprzepustowego aktywnego

W podobny sposób jak wyżej znajduje się warunek na dobieranie początkowych wielkości dla filtru górnoprzepustowego, przedstawionego na rys. 2. A zatem:

$$b_{1G} = [(C_1 + C_2) R_2 - C_1 R_1 (k - 1)] \omega_g' \quad (10)$$

$$b_{2G} = C_1 C_2 R_1 R_2 \omega_g'^2 \quad (11)$$

gdzie ω_g' jest pulsacją graniczną filtru. Współczynniki b_{1G} i b_{2G} wynikają z odpowiednich zależności aproksymacyjnych. Wartości elementów powyższego filtru powinny ponadto spełniać następujące nierówności:

$$R_2 \gg Z_{wy} \quad (12)$$

$$R_2, R_1, \frac{1}{\omega C_1} \text{ i } \frac{1}{\omega C_2} \ll Z_{we}$$

Niech k , R_1 i R_2 będą wielkościami wyjściowymi. Przyjmuje się, że $R_1 = R$ i $R_2 = mR$. Równania (10) i (11) można zapisać wówczas następująco:

$$\frac{b_{1G}}{\omega_g'} = (C_1 + C_2) mR - C_1 R (k - 1) \quad (13)$$

$$\frac{b_{2G}}{\omega_g'^2} = mR^2 C_1 C_2 \quad (14)$$

Oblicza się C_2 ze wzoru (14) i wstawia się do (13). Otrzymuje się wówczas równanie na C_1 :

$$C_1^2(m+1-k) - A_G C_1 + B_G = 0 \quad (15)$$

gdzie

$$A_G = \frac{b_{1G}}{\omega'_G R} \quad B_G = \frac{b_{2G}}{\omega'^2_G R^2}$$

Aby C_1 miało wartość rzeczywistą, musi być spełniona nierówność:

$$A_G^2 - 4B_G(m+1-k) \geq 0 \quad (16)$$

Stąd znowu otrzymuje się zależność pomiędzy wielkościami początkowymi filtru w postaci:

$$m \leq \frac{1}{Q_G^2} + k - 1 \quad \text{gdzie } Q_G = \frac{2\sqrt{b_{2G}}}{b_{1G}} \quad (17)$$

Nierówność (17) odgrywa taką samą ważną rolę dla filtrów górnoprzepustowych, jak nierówność (8) dla filtrów dolnoprzepustowych.

Analogicznie jak dla filtru dolnoprzepustowego, najbardziej optymalne wzmocnienie wzmacniacza k znajduje się ze wzoru:

$$k \approx 2 - \frac{2}{Q_G} \quad (18)$$

Do wyznaczenia pięciu niewiadomych R_1 , C_1 , R_2 , C_2 oraz k istnieją cztery zależności: (10), (11), (17) i (18). Wielkością wyjściową jest opór R_1 , który dobiera się tak, aby spełniał nierówność (12).

Nierówność (17) sprawdzono również doświadczalnie [3].

LITERATURA

1. *Znamienskij A. E., Tiepluk I. N.*: Aktywne RC filtry. Izdat. „Swiaź”, Moskwa 1970.
2. *Huelsman L. P.*: Theory and design of active RC-circuits. Mc Graw-Hill Book Company, 1968.
3. *Markiewicz-Wrzeciono M., Kierzyńska T.*: Filtr aktywny pasmowy 300 ÷ 3400 Hz.
4. *McVey P. J.*: Sensitivity in some simple RC active networks. Proceedings of the IEE, 1965, vol. 112, No 7, pp. 1263-69.

М. Маркевич Вжеционо

ПРИБАВКА К ВОПРОСУ О РОСЧЁТЕ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ ТИПА RC

Резюме

Для определения величин сопротивлений конденсаторов а также усиления усилителей, употребляемых в звенах активных фильтров нижних верхних частот, имеются лишь только два уравнения вместе с выбором неравенств, возникающих из свойств употребленного усилителя.

В статье выведено добавочное условие, облегчающее определение величин элементов активных фильтров нижних и верхних частот.

М. Markiewicz-Wrzeciono

CONTRIBUTION TO CALCULATION OF ACTIVE RC FILTERS

Summary

For defining the values of resistors, capacitors and of the amplification gain of amplifiers used in the sections of active low-pass and high-pass filters, only two equations and a set of inequalities resulting from the properties of the used amplifier are available.

In the paper an additional condition has been added to facilitate the choice of element values of active low-pass and high-pass filters.

М. Markiewicz-Wrzeciono

CONTRIBUTION AU CALCUL DES FILTRES RC ACTIFS

Résumé

Pour déterminer les valeurs des résistances et des condensateurs ainsi que les gains des amplificateurs utilisés dans les cellules des filtres passe-bas et passe-haut actifs on ne dispose que de deux équations et de quelques inégalités, résultant des propriétés de lesdits amplificateurs.

Dans l'article une condition additionnelle a été déduite, qui facilite le choix des éléments des filtres passe-bas et passe-haut actifs.

MARIA MARKIEWICZ-WRZECIONO
TADEUSZ KIERZYŃKA

621.372.54

AKTYWNY FILTR PASMOWY 300 ÷ 3400 HZ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 15.11.72

W celu wyeliminowania w filtrach elektrycznych wad powodowanych przez cewki indukcyjne, zaprojektowano aktywny filtr RC, w którym nie występują cewki. W artykule tytułem przykładu opisano metodę projektowania takiego filtra dla pasma od 300 do 3400 Hz.

Uzyskano nierównomierność tłumienności w pasmie przepuszczania 1,5 dB i tłumienność w pasmie tłumienia większą od 30 dB.

1. WSTĘP

Opisany niżej filtr pasmowy zaprojektowano, korzystając z aproksymacji wielomianowej Czebyszewa. Proces obliczania filtra, zgodnie z teorią syntezy filtrów pasmowych [1, 2, 5, 6, 7, 9], podzielono na dwa etapy. Pierwszy z nich — to projektowanie części dolnoprzepustowej filtra, składającej się z dwóch ogniw aktywnych i jednego mostka TT. Drugi etap — to obliczanie części górnoprzepustowej filtra, składającej się z jednego ogniwa aktywnego i dwóch układów mostkowych TT. Charakterystykę pasmową filtra uzyskano, łącząc kaskadowo części górno- i dolnoprzepustową w taki sposób, by poszczególne ogniwa wzajemnie się nie rozstrajały. Do odseparowania użyto wtórników emiterowe oraz układy „bootstrap”. Ogniwa aktywne, zarówno dolno- jak i górnoprzepustowe, zawierają wzmacniacz tranzystorowy o wzmocnieniu $1 < k < 2$.

2. DEFINICJE I PODSTAWOWE WŁASNOŚCI OGNIWA AKTYWNEGO DOLNO- I GÓRNOPRZEPUSTOWEGO

Transmitancja \hat{T}_D ogniwa filtra dolnoprzepustowego aktywnego, przedstawionego na rys. 1 (art. poprzedni, str. 3), wyraża się następującym wzorem [2, 6, 8, 9]:

$$\hat{T}_D = \frac{k}{1 + p [C_1(R_1 + R_2) - C_2 R_2(k - 1)] \omega_g + p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 \omega_g^2} \quad (1)$$

gdzie $p = j \frac{\omega}{\omega_g}$, ω_g jest pulsacją odniesienia.

Jeżeli wprowadzi się oznaczenia:

$$b_{1D} = [C_1(R_1 + R_2) - C_2 R_2(k-1)] \omega_g \quad (2)$$

$$b_{2D} = C_1 C_2 R_1 R_2 \omega_g^2$$

to transmitancja \hat{T}_D będzie następująca:

$$\hat{T}_D = \frac{k}{1 + b_{1D} p + b_{2D} p^2} \quad (3)$$

Podobne zależności charakteryzują ogniwo górnoprzepustowe filtru (rys. 2 — art. poprzedni, str. 5).

$$\hat{T}_G = \frac{k \frac{p^2 \omega_g^2}{R_1 C_1 R_2 C_2}}{1 + p [R_2(C_1 + C_2) - R_1 C_1(k-1)] \omega_g + \frac{p^2}{R_1 C_1 R_2 C_2} \omega_g^2} \quad (4)$$

Wprowadzając oznaczenia:

$$b_{1G} = [R_2(C_1 + C_2) - R_1 C_1(k-1)] \omega_g \quad (5)$$

$$b_{2G} = \frac{\omega_g^2}{R_1 C_1 R_2 C_2}$$

otrzyma się

$$\hat{T}_G = \frac{k b_{2G} p^2}{1 + b_{1G} p + b_{2G} p^2} \quad (6)$$

Zależnie od wielkości współczynników b_1 i b_2 można uzyskać różne przebiegi charakterystyk tłumienności filtru [1, 2, 5, 6, 7, 9]. Podstawowe charakterystyki przedstawiono na rysunkach 1, 2, 3, 4.

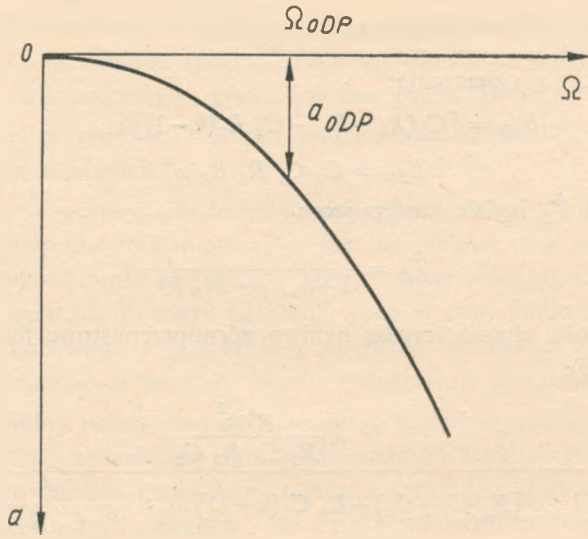
Wystąpienie przebiegu „periodycznego” lub „aperiodycznego” zależy od wielkości tak zwanej dobroci układu Q . Dobroć Q_D ogniwa dolnoprzepustowego definiuje się następująco:

$$Q_D = \frac{2 \sqrt{b_{2D}}}{b_{1D}} \quad (7)$$

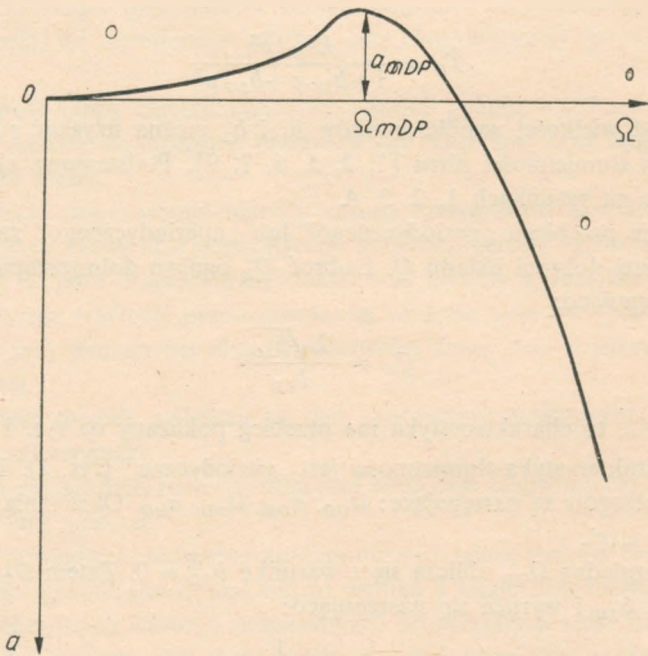
Jeżeli $Q_D < \sqrt{2}$, to charakterystyka ma przebieg pokazany na rys. 1. Jeżeli $Q_D > \sqrt{2}$, to charakterystyka tłumienności jest „periodyczna” (rys. 2). Parametry powyższych przebiegów są następujące: Ω_{OD} , a_{OD} , Ω_{mD} , a_{mD} . Określenia tych parametrów podano niżej.

Pulsację względną Ω_{OD} oblicza się z warunku $b_{1D} = 0$. Zatem Ω_{OD} zależy tylko od parametru b_{2D} i wyraża się następująco:

$$\Omega_{OD} = \frac{1}{\sqrt{b_{2D}}} \quad (8)$$



Rys. 1. Charakterystyka „aperiodyczna” ogniwa dolnoprzepustowego



Rys. 2. Charakterystyka „periodyczna” ogniwa dolnoprzepustowego

Tłumienność dla tej pulsacji [2] oblicza się ze wzoru:

$$a_{OD} = -20 \log \frac{Q_D}{2} \quad (9)$$

Pulsację względną Ω_{mD} , dla której wystąpi ekstremum charakterystyki „periodycznej” (rys. 2), oblicza się następująco [2]:

$$\Omega_{mD} = \Omega_{OD} \sqrt{1 - \frac{2}{Q_D^2}} \quad (10)$$

Odpowiadająca jej tłumienność wyniesie:

$$a_{mD} = a_{OD} + 10 \log \left[\Omega_{OD} \left(1 - \frac{1}{Q_D^2} \right) \right] \quad (11)$$

W podobny sposób opisuje się ogniwo górnoprzepustowe filtru (rys. 2, art. poprzedni str. 5). Również tutaj charakterystyka może mieć przebieg „periodyczny” i „aperiodyczny” zależnie od tego, czy Q_G jest większe lub mniejsze od $\sqrt{2}$. Parametry opisujące ogniwo górnoprzepustowe są podobne do parametrów ogniwa dolnoprzepustowego. Mamy zatem:

$$Q_G = \frac{2\sqrt{b_{2G}}}{b_{1G}} \quad (12)$$

$$\Omega_{OG} = \frac{1}{\sqrt{b_{2G}}} \quad (13)$$

$$a_{OG} = -20 \log \frac{Q_G}{2}$$

$$\Omega_{mG} = \Omega_{OG} \sqrt{1 - \frac{2}{Q_G^2}} \quad (14)$$

$$a_{mG} = a_{OG} + 10 \log \left[\frac{1}{\Omega_{OG}} \left(1 - \frac{1}{Q_G^2} \right) \right] \quad (15)$$

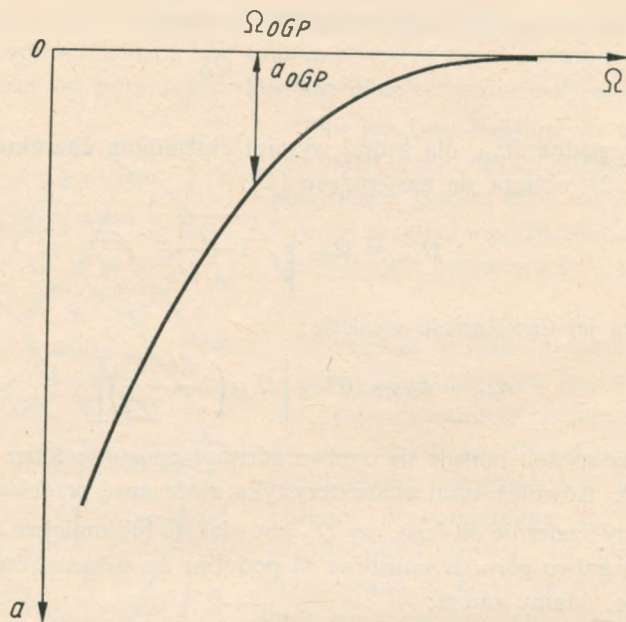
3. WPLYW ZMIANY WARTOŚCI ELEMENTÓW UKŁADU NA PRZEBIEG CHARAKTERYSTYKI FILTRU

Zmiana wartości elementów ogniwa filtru prowadzi do zmiany wartości parametrów b_1 i b_2 , a tym samym do zmiany charakterystyki tłumienności filtru [1, 2, 6, 8].

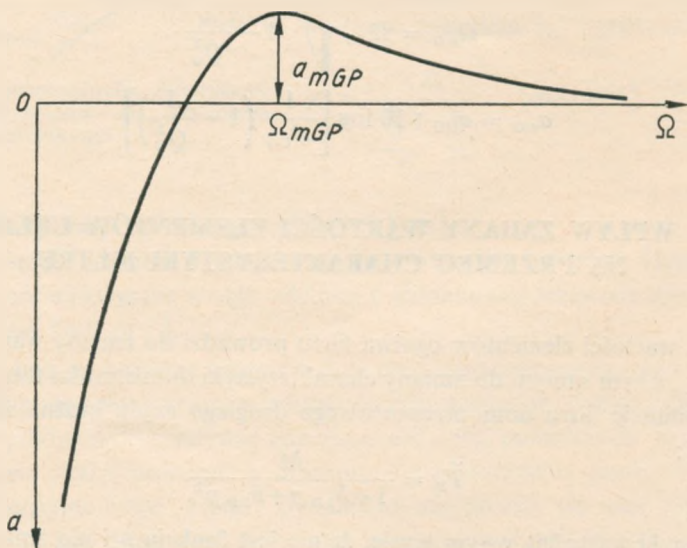
Transmitancję filtru dolnoprzepustowego drugiego rzędu można zapisać następująco [8]:

$$\hat{T}_D = \frac{M}{1 + b_{1D}p + b_{2D}p^2} \quad (16)$$

M jest stałą wartością w tym sensie, że nie jest funkcją p i nie zmienia się wcale lub bardzo niewiele przy zmianie parametrów układu. Wartość bezwzględna $|\hat{T}_D|$



Rys. 3. Charakterystyka „aperiodyczna” ogniwa górnoprzepustowego



Rys. 4. Charakterystyka „periodyczna” ogniwa górnoprzepustowego

można wyrazić wzorem:

$$|\hat{T}_D| = \frac{M}{|\Phi|} \quad (17)$$

gdzie

$$|\Phi|^2 = \left[1 - b_{2D} \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \right]^2 + b_{1D}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \quad (18)$$

Zmiany ϕ pod wpływem zmiany jakiegoś parametru q określa się przez wprowadzenie pojęcia tzw. czułości układu (sensitivity of the network):

$$S_q^\phi = \frac{\frac{d\phi}{\phi}}{\frac{dq}{q}} \quad (19)$$

Wielkość S_q^ϕ jest również funkcją częstotliwości, a jej wartość maksymalna $S_{q \max}^\phi$ służy do porównywania różnych typów filtrów aktywnych. Czułość ogniwa filtru zależy silnie od jego „selektywności”, a tym samym od jego dobroci Q . Dla filtrów dolno- i górnoprzepustowych, przedstawionych na rysunkach 1 i 2 (str. 3 i 5), otrzymano następujące zależności na czułości maksymalne [8]:

$$S_{k \max}^\phi = Q - 1 \quad (20)$$

$$S_{R1 \max}^\phi = S_{R2 \max}^\phi = S_{C1 \max}^\phi = S_{C2 \max}^\phi = Q$$

S_k^ϕ oznacza czułość na zmianę wzmocnienia wzmacniacza, natomiast S_{R1}^ϕ , S_{R2}^ϕ , S_{C1}^ϕ , S_{C2}^ϕ są czułościami na zmiany elementów biernych.

Im większa zatem dobroć ogniwa, tym dokładniej należy dobrać wszystkie jego elementy.

Optymalne, ze względu na czułość, parametry ogniwa dolnoprzepustowego spełniają następujące zależności [8]:

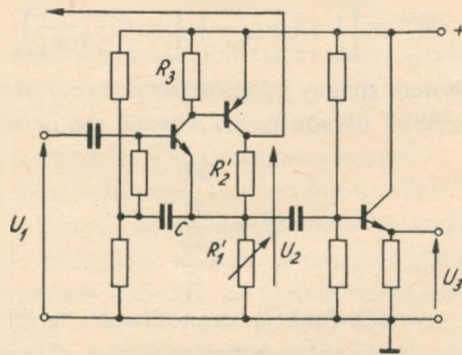
$$\begin{aligned} k &\approx 2 - \frac{2}{Q_D} \\ R_1 &\gg R_2 \\ C_2 &= \frac{\sqrt{b_{2D}}}{R_2} \\ C_1 &= \frac{\sqrt{b_{2D}}}{R_1} \end{aligned} \quad (21)$$

4. WŁASNOŚCI ZASTOSOWANEGO WZMACNIACZA

W ogniwie aktywnym (rys. 1 i 2 — art. poprzedni, str. 3 i 5) zastosowano wzmacniacz pokazany na rys. 5. Jego wzmocnienie

$$k \approx 1 + \frac{R'_2}{R'_1} \quad (22)$$

Zgodnie ze wzorem (21), dobrano wartości k zawarte pomiędzy 1 a 2. We wzmacniaczu tym zamiast pary tranzystorów krzemowych przeciwstawnych [2, 5] zastosowano tranzystory krzemowe n - p - n BC527 (II) oraz germanowe p - n - p ASY36 (III). Zasa-

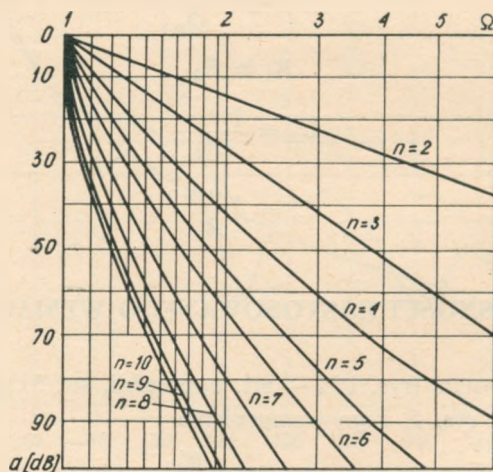


Rys. 5. Schemat wzmacniacza użytego w filtrze

dniczy schemat tego wzmacniacza [2] ma dużą impedancję wejściową. Pogarszają ją jednak oporniki w obwodzie zasilania tranzystorów. Wadę tę usunięto przez zastosowanie układu „bootstrap”. Wzmacniacz odseparowano od następnego stopnia za pomocą wtórnika emiterowego.

5. OBLICZANIE FILTRU

Projektowany filtr ma mieć nierównomierność charakterystyki w pasmie przepuszczania Δa nie większą niż 2 dB. Pasma przejściowe od strony większych częstotliwości rozciąga się od $f_{\theta 1} = 3400$ Hz do $f_{\theta 2} = 4200$ Hz, od strony zaś mniej-



Rys. 6. Charakterystyki względnego tłumienia filtru dolnoprzepustowego dla aproksymacji wielomianowej Czebyszewa ($\Delta a = 2$ dB)

szych częstotliwości od $f_{d1} = 300$ Hz do $f_{d2} = 200$ Hz. Tłumienność w pasmie tłumieniowym ma być nie mniejsza niż 30 dB.

W celu przeprowadzenia obliczeń korzystamy [2] z odpowiedniego nomogramu (rys. 6) względnej tłumienności filtra dolnoprzepustowego, opartego na aproksymacji wielomianowej Czebyszewa. Obliczamy częstotliwości względne dla krańców pasma przejściowego:

$$\Omega_g = \frac{f_{g2}}{f_{g1}} = \frac{4200 \text{ Hz}}{3400 \text{ Hz}} = 1,235$$

$$\Omega_d = \frac{f_{d1}}{f_{d2}} = \frac{300 \text{ Hz}}{200 \text{ Hz}} = 1,5$$

Z nomogramu wynika, że dla wielomianu Czebyszewa szóstego rzędu ($n=6$) uzyskamy spełnienie wymagań zarówno dla dolno- jak i dla górnoprzepustowej części filtra.

Aby zaprojektować dolnoprzepustową część filtra, korzystamy z tablic aproksymacji wielomianowej Czebyszewa [2]. Dla wielomianu $n = 6$ i dla $\Delta a = 2$ dB uzyskujemy następujące wyrażenie na mianownik transmitancji [2]:

$$\hat{N}(p) = (1,03525p^2 + 0,09725p + 1)(1,87640p^2 + 0,45158p + 1) \times \\ \times (10,00771p^2 + 3,50866p + 1) \quad (23)$$

Obliczamy parametry charakterystyczne powyższych trzech ogniw drugiego rzędu. Wyniki zestawiono w tablicy 1.

Tablica 1

Numer stopnia	b_{1D}	b_{2D}	f_{mD}	a_{mD}	G_D
V	0,09725	1,03525	3340	20,2	20,3
VI	0,48158	1,87640	2400	7,6	5,7
IV	3,50866	10,00771	660	0,9	1,8

Aby zrealizować ogniwa V i VI, zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 1 (str. 3), należy wyznaczyć wartości elementów biernych R_1 , C_1 , R_2 , C_2 oraz wzmożnienie k wzmacniacza. Korzystamy w tym celu z równań (2) oraz z tablicy 1. Ponadto należy wykorzystać założenia [2], które poczyniono przy wyprowadzaniu wzoru 1. Są one następujące:

$$\frac{1}{\omega C_2} \gg R_{wy} \quad R_1, R_2, \frac{1}{\omega C_1} \ll R_{we} \quad (24)$$

R_{we} , R_{wy} — są oporami wejściowymi i wyjściowymi wzmacniacza.

Korzystając z powyższego, aby obliczyć ogniwo V, obieramy:

$$k = 1,7$$

$$C_1 = 7 \text{ nF} \quad f_g = 3400 \text{ Hz}$$

$$C_2 = 10 \text{ nF}$$

Rozwiązując równanie (2) otrzymamy:

$$R_1 = 650 \Omega$$

$$R_2 = 45,0 \text{ k}\Omega$$

Aby zrealizować ogniwo VI, obrano następujące dane wyjściowe:

$$k = 1,8$$

$$C_1 = 1,8 \text{ nF} \quad f_g = 3400 \text{ Hz}$$

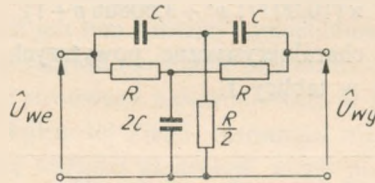
$$C_2 = 10 \text{ nF}$$

Z obliczeń otrzymano:

$$R_1 = 2,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 18,3 \text{ k}\Omega$$

Trzecie ogniwo dolnoprzepustowe zastąpiono mostkiem TT (rys. 7). Zapewnia on odpowiednie tłumienie w pasmie przejściowym. Mostek TT odseparowano od pozostałych ogniw układem „bootstrap”. Elementy mostka dla częstotliwości tłumieniowej 4200 Hz wynoszą [3] $R = 3790$, $C = 10,00 \text{ nF}$.



Rys. 7. Schemat mostka TT

Projektowanie części górnoprzepustowej przeprowadzono posługując się tak zwaną metodą „szablonów” [2]. Wyznaczono doświadczalnie charakterystyki dwóch mostków TT. Jeden z mostków nastrojony jest na częstotliwość 200 Hz (rys. 9), to jest na dolną granicę strefy przejściowej, drugi natomiast — na 70 Hz (rys. 8). Porównując charakterystyki obydwu mostków, znaleziono graficznie metodą „szablonów” [2] przebieg charakterystyki tłumienności górnoprzepustowego ogniwa aktywnego. Z tabeli aproksymacji wielomianowej Czebyszewa [2] znaleziono transmitancję dolnoprzepustowego ogniwa aktywnego o tej samej charakterystyce tłumienności, co rozpatrywane ogniwo górnoprzepustowe. Transmitancja ta jest z dokładnością co do stałej równa:

$$\hat{T}_D = \frac{M}{2,78838 p^2 + 0,9365 p + 1} \quad (25)$$

Korzystając ze wzoru (25), obliczamy podstawowe parametry ogniwa górnoprzepustowego [2]:

$$b_{1G} = \frac{b_{1D}}{b_{2D}} = \frac{0,9365}{2,78838} \approx 0,336$$

$$b_{2G} = \frac{1}{b_{2D}} = \frac{1}{2,78838} \approx 0,346$$

$$Q_G = \frac{2\sqrt{b_{2G}}}{b_{1G}} \approx 3,6$$

$$a_{OG} = -20 \log \frac{Q_G}{2} \approx -5,0 \text{ dB}$$

$$\Omega_{OG} = \frac{1}{\sqrt{b_{2G}}} \approx 1,7$$

$$a_{mG} = a_{OG} + 10 \log \left[\frac{1}{\Omega_{OG}} \left(1 - \frac{1}{Q_G^2} \right) \right] \approx -7,7 \text{ dB}$$

$$\Omega_{mG} = \Omega_{OG} \sqrt{1 - \frac{2}{Q_G^2}} \approx 1,56$$

Powyższe wartości pozwalają na obliczenie elementów ogniwa górnoprzepustowego, przedstawionego na rys. 2 (str. 5) Jako dane wyjściowe wybieramy:

$$k = 1,25$$

$$R_1 = 160 \text{ k}\Omega \quad f_\theta = 192 \text{ Hz}$$

$$R_2 = 40 \text{ k}\Omega$$

Wówczas, korzystając z równań (5), uzyskamy:

$$C_1 = 6,0 \text{ nF}$$

$$C_2 = 7,8 \text{ nF}$$

6. STROJENIE FILTRU

Stopnie drugiego rzędu o małej dobroci nie wymagają specjalnego strojenia, jeżeli elementy dobrano z dostatecznie dużą dokładnością. Natomiast stopnie o dużej dobroci należy dostrajać, zgodnie z obliczonymi współczynnikami b_1 i b_2 [2], następująco. Zwiększamy współczynnik wzmocnienia k wzmacniacza przez zmniejszenie oporu R_1 . Doprowadza to do wystąpienia generacji w układzie. Zmieniając następnie wartość jednego z oporników R_1 lub R_2 (rys. 1 i 2 — str. 3 i 5), doprowadza się częstotliwość wzbudzenia się układu do obliczonej żądanej wartości Ω_{DO} lub Ω_{OG} . W ten sposób uzyskuje się dokładną wartość współczynnika b_2 . Aby otrzymać dokładną wartość b_1 , zmniejsza się współczynnik k tak długo, aż współrzędne punktu ekstremalnego nie osiągną obliczonych wartości Ω_m i a_m .

7. WYNIKI

W związku z zastąpieniem trzech stopni aktywnych trzema mostkami TT współrzędne punktów ekstremalnych poszczególnych charakterystyk periodycznych są nieco inne od obliczonych na podstawie aproksymacji Czebyszewa. Stąd pewna rozbieżność pomiędzy obliczonymi i rzeczywistymi wartościami elementów w układach aktywnych (tablica 2).

Zestawienie elementów obliczonych i występujących w układzie

Tablica 2

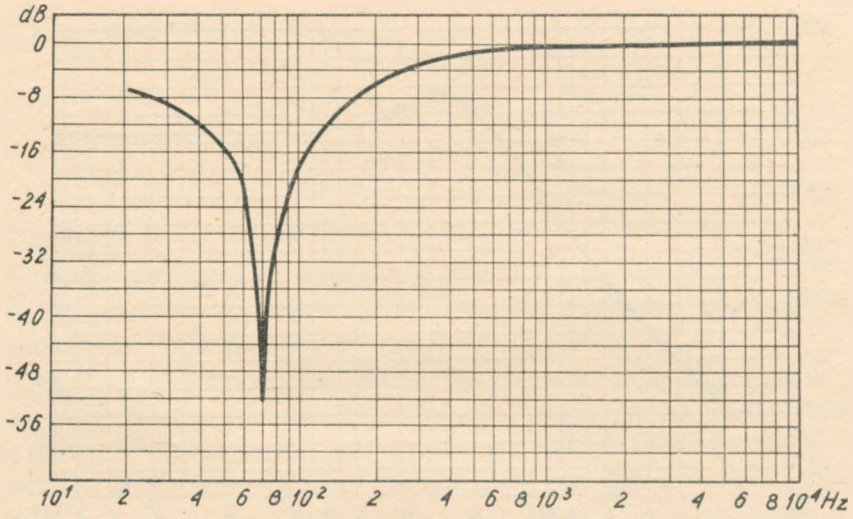
	R_1 [kΩ]	R_2 [kΩ]	C_1 [nF]	C_2 [nF]	k	Uwagi
Filtr dolnoprzepustowy V	0,650	45,0	7,0	10,0	1,70	oblicz. rzecz.
	0,620	43,0	7,0	10,0	1,68	
Filtr dolnoprzepustowy VI	2,6	18,3	8,5	10,0	1,80	oblicz. rzecz.
	1,5	28,0	8,5	10,0	1,75	
Filtr górnoprzepustowy III	160,0	40,0	6,0	8,0	1,25	oblicz. rzecz.
	160,0	36,0	10,0	10,0	1,35	

Charakterystyki poszczególnych ogniwi przedstawiono na rysunkach 8, 9, 10, 11, 12, 13, charakterystykę zaś wypadkową — na rys. 14. Schemat całego układu znajduje się na rys. 15.

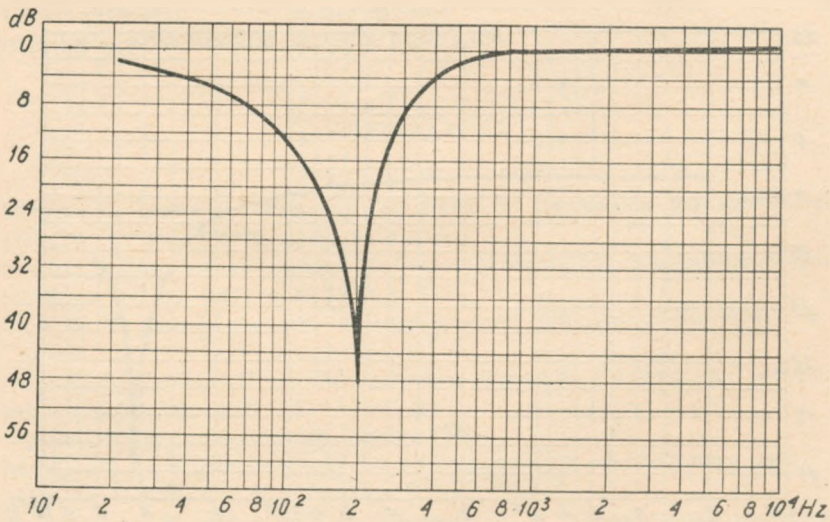
Zbudowany filtr jest mało wrażliwy na zmiany napięcia zasilania. Dobra jest również stabilność układu, a wpływ temperatury na przebieg charakterystyki filtru jest nieznaczny. W temperaturze $+50^\circ\text{C}$ nierównomierność charakterystyki w pasmie przepuszczania wzrasta do 2,5 dB, przy czym wartość tłumienia w pasmie zaporowym pozostaje bez zmian.

8. ZESTAWIENIE WARTOŚCI ELEMENTÓW FILTRU

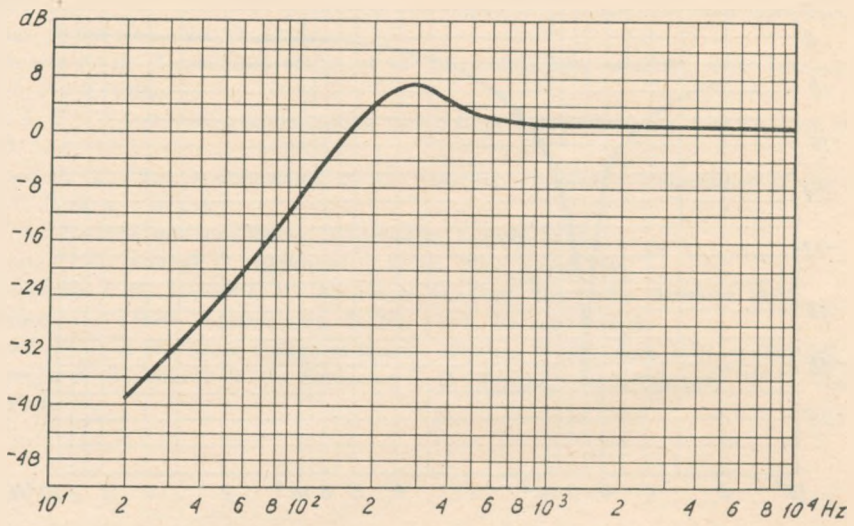
$R_1 = 220$	$R_{19} = 100$	$R_{37} = 91$
$R_2 = 220$	$R_{20} = 10$	$R_{38} = 10$
$R_3 = 110$	$R_{21} = 1,1$	$R_{39} = 2,82$
$R_4 = 47$	$R_{22} = 3,6$	$R_{40} = 1,6$
$R_5 = 68$	$R_{23} = 47$	$R_{41} = 22,0$
$R_6 = 110$	$R_{24} = 22$	$R_{42} = 47$
$R_7 = 6,8$	$R_{25} = 5,1$	$R_{43} = 5,1$
$R_8 = 79,7$	$R_{26} = 3,76$	$R_{44} = 28,0$
$R_9 = 79,7$	$R_{27} = 1,84$	$R_{45} = 1,5$
$R_{10} = 40$	$R_{28} = 3,76$	$R_{46} = 47$
$R_{11} = 47$	$R_{29} = 68$	$R_{47} = 43$



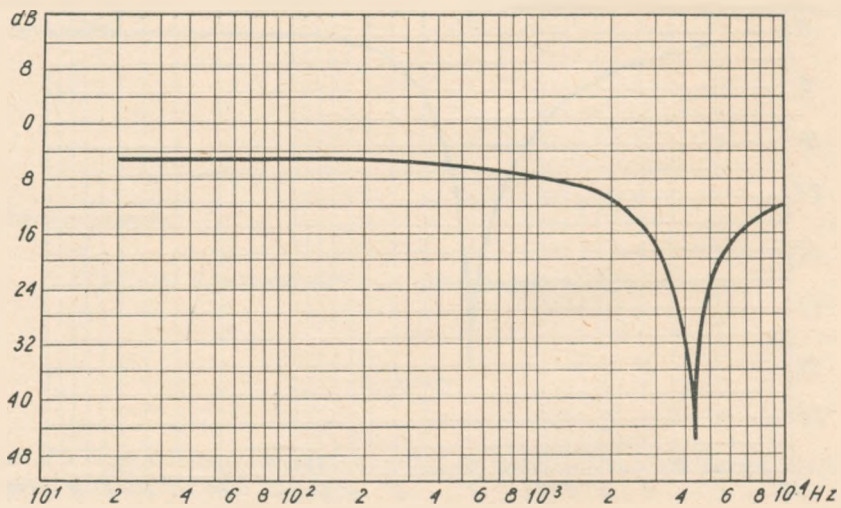
Rys. 8. Charakterystyka I stopnia



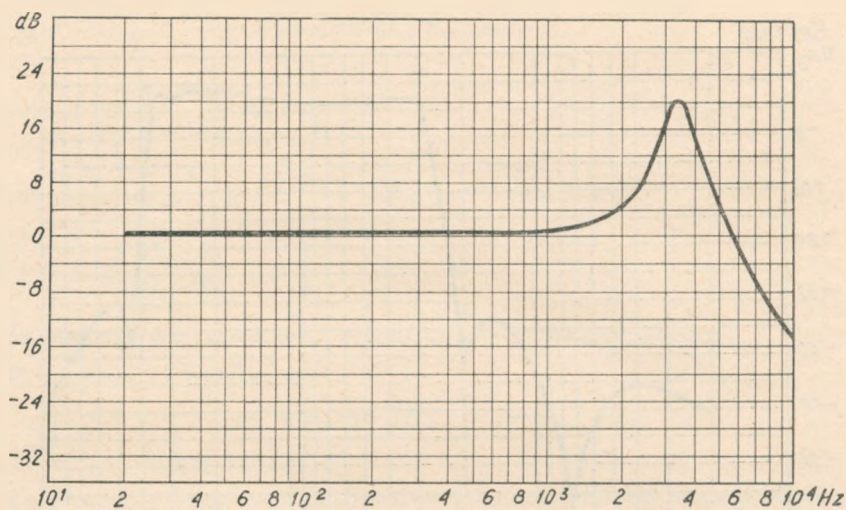
Rys. 9. Charakterystyka II stopnia



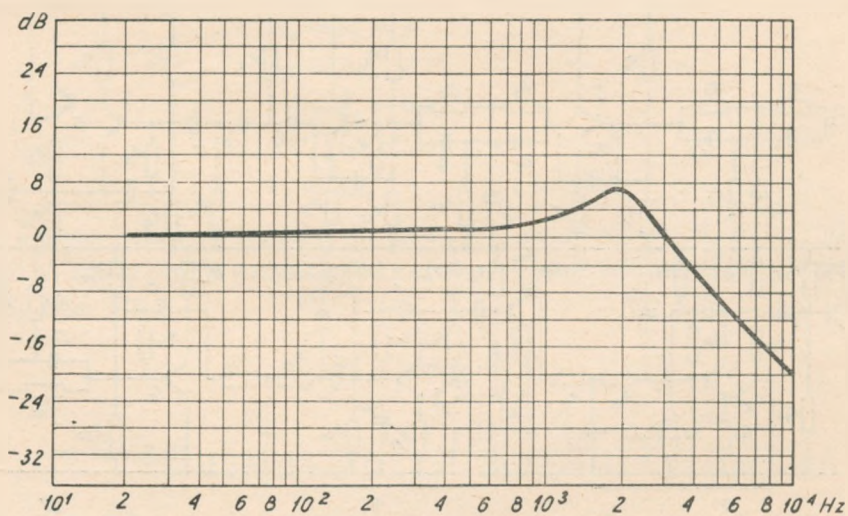
Rys. 10. Charakterystyka III stopnia



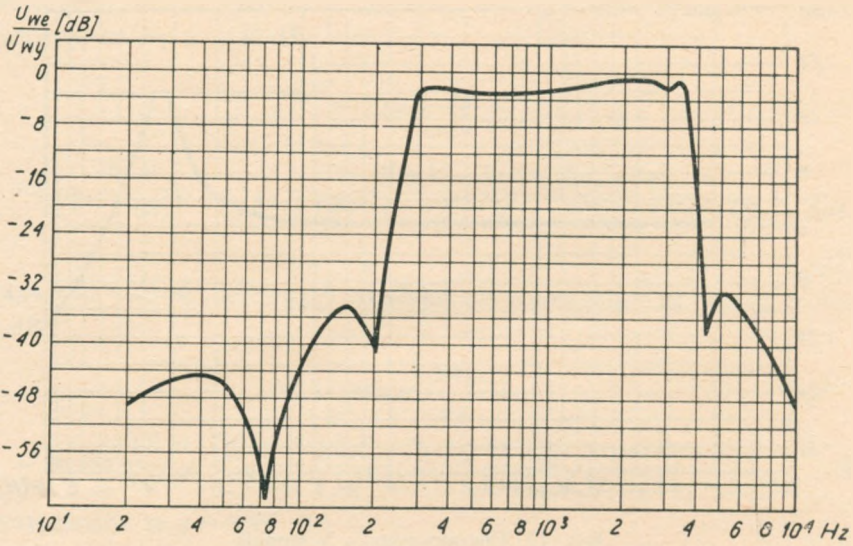
Rys. 11. Charakterystyka IV stopnia



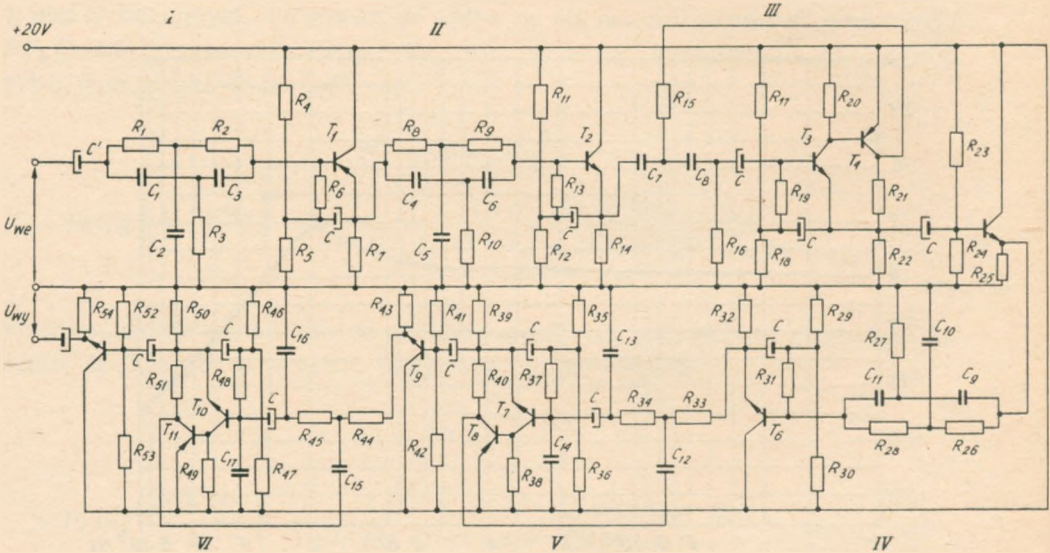
Rys. 12. Charakterystyka V stopnia



Rys. 13. Charakterystyka VI stopnia



Rys. 14. Charakterystyka wypadkowa filtra



Rys. 15. Schemat ideowy filtra

$R_{12} = 68$	$R_{30} = 47$	$R_{48} = 91$
$R_{13} = 110$	$R_{31} = 110$	$R_{49} = 10$
$R_{14} = 6,8$	$R_{32} = 3,9$	$R_{50} = 2,18$
$R_{15} = 36,2$	$R_{33} = 43$	$R_{51} = 1,5$
$R_{16} = 160$	$R_{34} = 0,620$	$R_{52} = 22$
$R_{17} = 39$	$R_{35} = 51$	$R_{53} = 51\ 47$
$R_{18} = 51$	$R_{36} = 43$	$R_{54} = 5,6$
$C' = 50\ \mu\text{F}$		$C_9 = 10\ \text{nF}$
$C = 100\ \mu\text{F}$		$C_{10} = 20,5\ \text{nF}$
$C_1 = 10\ \text{nF}$		$C_{11} = 10\ \text{nF}$
$C_2 = 20\ \text{nF}$		$C_{12} = 10\ \text{nF}$
$C_3 = 10\ \text{nF}$		$C_{13} = 6,81\ \text{nF}$
$C_4 = 10\ \text{nF}$		$C_{14} = 150\ \text{pF}$
$C_5 = 20\ \text{nF}$		$C_{15} = 10\ \text{nF}$
$C_6 = 10\ \text{nF}$		$C_{16} = 8,25\ \text{nF}$
$C_7 = 10\ \text{nF}$		$C_{17} = 330\ \text{pF}$
$C_8 = 10\ \text{nF}$		

T_4, T_8, T_{11} — ASY36

$T_1, T_2, T_3, T_5, T_6, T_7, T_9, T_{10}, T_{12}$ — BC527

Uwaga: Wartości oporników podano w k Ω .

LITERATURA

1. *Stawski G. N.*: Radiowe czynne układy selektywne RC i RLC. WKŁ, Warszawa 1969.
2. *Znamienski A. E.*: Aktywne RC filtry. Izdat. „Swiaz”, Moskwa 1970
3. *Andrejew J. A., Kobak W. O.*: Dwojnyje T-obraznyje mosty w izbiratielnych usilitielach. Sudpromgiz 1962.
4. *Przesmycki O.*: Filtry elektryczne. WKŁ, Warszawa 1962.
5. *Dąbrowski G.*: Zusammengesetzte aktive Filter. Inter. Elektronische Rundschau, 1969, Nr 11, s. 287–292.
6. *Huelsman L. P.*: Theory and design of active RC-circuits. Mc Graw-Hill Book Company, 1968.
7. *Rogulski A.*: Filtry aktywne. Postępy Telekomunikacji, 1969, Nr 4 i 5.
8. *Mc Vey P. J.*: Sensitivity in some simple RC active networks. Proceedings of the IEE, 1965, vol. 112, No 7, pp. 1263–69.
9. *Ioannides P. G.*: RC elements improve active-filter performance. Electronic Engineering, 1972, No 5, pp. 43–46.

M. Маркевич Врзеционо
T. Кежынка

АКТИВНЫЙ ПОЛОСНОЙ ФИЛЬТР ТИПА RC, ДЛЯ ПОЛОСЫ ОТ 300 ДО 3400 ГЦ

Резюме

С целью устранить недостатки электрических фильтров, возникающие вследствие употребления индуктивных катушек, запроектировано активный полосной фильтр типа RC, в котором отсутствуют катушки. В статье, в виде примера, описано метод проектирования такого фильтра для полосы пропускания од 300 до 3400 Гц.

Получено неравномерность затухания в полосе пропускания 1,5дб и величину затухания в полосе заграждения свыше 30дб.

M. Markiewicz-Wrzeciono
T. Kierzynka

ACTIVE BAND FILTER TYPE RC, 300÷3400 Hz

Summary

In order to eliminate inconveniences of induction coils, in electrical filters an active RC filter without coils has been designed.

A method of designing such a filter for 300 to 3400 Hz band has been described in the paper as an example.

The irregularity of attenuation of 1,5 dB in the transmission band and the suppression value of over 30 dB in the suppressed frequency band has been obtained.

M. Markiewicz-Wrzeciono
T. Kierzynka

FILTRE PASSE-BANDE RC ACTIF DE 300 à 3400 Hz

Résumé

Afin d'éliminer dans les filtres électriques des inconvenients résultant des bobines d'inductance, on a élaboré le projet du filtre RC actif sans bobines. Dans l'article on a décrit comme exemple la méthode de conception d'un tel filtre pour la bande de 300 à 3400 Hz.

On a obtenu l'irrégularité de l'affaiblissement de 1,5 dB dans la bande passante et l'affaiblissement au-dessus de 30 dB dans la bande d'atténuation.

MARIA MARKIEWICZ-WRZECIONO

621.376.24

PRZYCZYNEK DO ZAGADNIENÍ MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ

Rękopis dostarczono do Redakcji dnia 14.3. 1973 r.

Opisano sposób jednowstęgowej modulacji, przeprowadzanej przy zastosowaniu kombinacji metod odfiltrowania i fazowej kompensacji produktów niepożądanych.

Dodatkowy stopień wstępnej modulacji ułatwia realizację szerokopasmowego przesuwnika fazowego RC.

1. WSTĘP

Opisano sposób uzyskiwania modulacji jednowstęgowej, stanowiący kombinację metody filtru oraz metody fazy. Zasada tej metody została przedstawiona na rysunku 1. Wprowadzono na nim następujące oznaczenia:

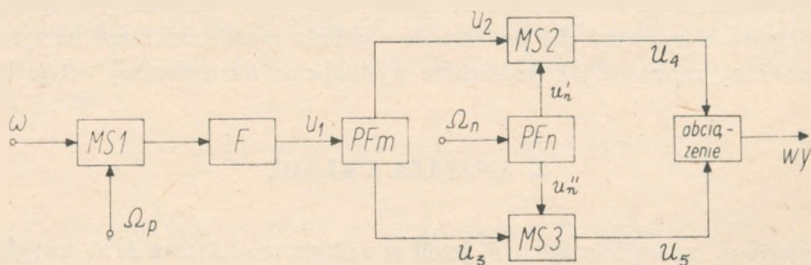
MS_1, MS_2, MS_3 — modulatory, symetryczne,

F — filtr małej częstotliwości,

PF_m, PF_n — przesuwniki fazowe dla częstotliwości modulującej i nośnej,

Ω_p, Ω_n — pulsacje nośne.

Na wejście modulatora MS_1 podaje się pulsację akustyczną ω oraz pomocniczą nośną Ω_p . Spośród produktów modulacji, występujących na wyjściu modulatora MS_1 , zostaje wydzielona za pomocą filtru F jedna ze wstępnych. Jej szerokość odpowiada szerokości pasma modulujących częstotliwości akustycznych, lecz wskutek procesu modulacji jest wyżej położona w widmie. Stosunek zatem częstotliwości



Rys. 1

granicznych pasma $k = \frac{f_{\min}}{f_{\max}}$ jest dla przesuniętego pasma znacznie większy niż dla wejściowego pasma akustycznego. Fakt ten zezwala na skonstruowanie stosunkowo prostego szerokopasmowego przesuwника fazowego RC o małym błędzie fazowym. Wynika to z własności zastosowanej aproksymacji Czebyszewa [2, 3, 4, 7, 9, 11]. Na przykład dla pasma od 300 do 3400 Hz stosunek częstotliwości granicznych k wynosi 0,085. Po zastosowaniu modulacji o częstotliwości nośnej równej 8000 Hz i odrzuceniu za pomocą filtru F górnej wstęgi bocznej otrzymujemy dolną wstęgę boczną, rozciągającą się od 4600 do 7700 Hz. Dla otrzymanej wstęgi liczba k wynosi 0,597.

Błąd wynikający z zastosowania aproksymacji Czebyszewa, na przykład dla przesuwника czwartego rzędu, oblicza się z zależności [2, 7]:

$$(\Delta\psi_0)_{\max} = \left[\frac{\sqrt{\sqrt{K_f} + \frac{1}{\sqrt{K_f}}} - \sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{K_f} + \frac{1}{\sqrt{K_f}}} + \sqrt{2}} \right]^2 \sin \psi_0 \quad (1)$$

gdzie $K_f = \frac{1}{k}$.

Jeżeli $k = 0,085$, to $(\Delta\psi_0)_{\max} \approx 1^\circ 32'$.

Jeżeli $k = 0,597$, to $(\Delta\psi_0)_{\max} \approx 0^\circ 2'$.

Ten mały błąd fazowy uzyskuje się przy zastosowaniu wstępnej modulacji sygnału. Należy zwrócić również uwagę na błąd przesunięcia fazowego, spowodowany tolerancjami użytych elementów [2, 7]. Jest on znacznie większy dla bardziej rozbudowanego przesuwника fazowego. I tak dla przesuwника czwartego rzędu wynosi on $52'$, przy tolerancji elementów równej 1% oraz $26'$ przy tolerancji elementów równej 0,5% [2].

Metoda podana w [4, 7] jest oparta na kompensacji nieużytecznej wstęgi bocznej, której stopień zależy jednak od błędów amplitudowych i fazowych przesuwników częstotliwości akustycznej i nośnej, jak również od asymetrii napięć wyjściowych użytych modulatorów.

W opisywanym układzie wytłumienie zbędnej wstęgi bocznej zależy ponadto od własności modulatora MS_1 i filtru F . Celem niniejszych rozważań jest sprecyzowanie niezbędnych wymagań dla podzespołów układu przedstawionego na rysunku 1, które powinny zapewnić jak największe wytłumienie nieużytecznej wstęgi bocznej.

2. ANALIZA UKŁADU

Napięcie u_1 na wyjściu filtru F , jeżeli w widmie modulatora MS_1 uwzględnimy tylko dwie wstęgi boczne oraz falę nośną, można przedstawić następująco:

$$u_1 = \frac{U_1}{\sqrt{1+\mu^2(\omega)}} \cos(\Omega_p - \omega)t + \frac{U_1}{\sqrt{1+u^2(\omega)}} \cos(\Omega_p + \omega)t + \frac{\varepsilon_1 U_p}{\sqrt{1+u^2(\Omega_p)}} \cos \Omega_p t \quad (2)$$

Funkcja $\mu(\omega)$ [13, 14, 15] decyduje o przebiegu tłumienności filtru w pasmie przepustowym oraz w pasmie tłumieniowym. W pasmie przepustowym mamy $|\mu(\omega)| \leq 1$, natomiast w pasmie tłumieniowym zachodzi $|\mu(\omega)| \gg 1$. Dla pasma przepustowego słuszna będzie zatem przybliżona zależność:

$$\frac{1}{\sqrt{1+\mu^2(\omega)}} \approx 1 - \mu^2(\omega)$$

w pasmie zaś tłumieniowym będzie:

$$\frac{1}{\sqrt{1+\mu^2(\omega)}} \approx \frac{1}{\mu(\omega)}$$

Zgodnie z powyższym, jeżeli filtr F będzie filtrem dolnoprzepustowym, przepuszczającym tylko wstęgę $\Omega_p - \omega$, a tłumiącym wstęgę $\Omega_p + \omega$ oraz pulsację Ω_p , to wzór (2) można będzie zapisać następująco:

$$u_1 = U_1 [1 - \mu^2(\omega)] \cos(\Omega_p - \omega)t + U_1 b \cos(\Omega_p + \omega)t + b_1 \varepsilon_1 U_p \cos \Omega_p t \quad (3)$$

przy czym

$b = \frac{1}{\mu(\omega)}$ — współczynnik osłabienia amplitudy nieużytecznej wstęgi bocznej w filtrze F ,

$b_1 = \frac{1}{\mu(\Omega_p)}$ — współczynnik osłabienia amplitudy pomocniczej pulsacji nośnej Ω_p w filtrze F ,

$\varepsilon_1 U_p$ — osłabiona amplituda pomocniczej fali nośnej na wyjściu modulatora MS_1 ,

U_1 — amplituda użytecznej wstęgi bocznej dla $\mu(\omega) = 0$.

W powyższych rozważaniach nie uwzględniono przesunięcia fazy sygnału w filtrze F , ponieważ nie ma ono wpływu na wynik dalszych obliczeń.

Wszystkie wymienione we wzorze (3) napięcia zostają w przesuwniku fazowym PF_m przesunięte o 90° . Przesuwnik PF_m nie jest układem idealnym. Napięcia na jego wyjściach są obciążone błędem fazowym $\Delta\varphi$ i względnym błędem amplitudowym δ . Mamy zatem

$$u_2 = U_1 [1 - \mu^2(\omega)] k_0 \cos \left[(\Omega_p - \omega)t + 45^\circ + \frac{\Delta\varphi}{2} \right] + U_1 b k_0 \cos \left[(\Omega_p + \omega)t + 45^\circ + \frac{\Delta\varphi}{2} \right] + U_p b_1 \varepsilon_1 k_0 \cos \left[\Omega_p t + 45^\circ + \frac{\Delta\varphi}{2} \right] \quad (4)$$

gdzie

k_0 — jest współczynnikiem osłabienia amplitudy, wprowadzonym przez przesuw-
wnik PF_m .

Ponadto zachodzi:

$$u_3 = U_1 [1 - \mu^2(\omega)] (1 \pm \delta) k_0 \cos \left[(\Omega_p - \omega) t - 45^\circ - \frac{\Delta\varphi}{2} \right] + \\ + U_1 b k_0 \cos \left[(\Omega_p + \omega) t - 45^\circ - \frac{\Delta\varphi}{2} \right] + U_p b_1 \varepsilon_1 k_0 \cos \left[\Omega_p t - 45^\circ - \frac{\Delta\varphi}{2} \right] \quad (5)$$

gdzie

δ — jest względnym błędem amplitudowym PF_m , wynikającym z tolerancji ele-
mentów użytych do budowy przesuwnika,

$\Delta\varphi$ — jest błędem przesunięcia fazowego w przesuwniku PF_m , wynikającym z błę-
du przybliżenia zastosowanej metody aproksymacji oraz z tolerancji elementów
użytych w przesuwniku.

Należy zauważyć, że we wzorze (5) zastosowano oczywiste przybliżone zależności:

$$b k_0 (1 \pm \delta) \approx b k_0 \\ b_1 \varepsilon_1 k_0 (1 \pm \delta) \approx b_1 \varepsilon_1 k_0$$

Do modulatorów MS_2 oraz MS_3 dochodzą jeszcze napięcia u'_n i u''_n z również
nieidealnie działającego przesuwnika PF_n . Zatem mamy:

$$u'_n = U_n \cos \left[\Omega_n t + 45^\circ + \frac{\Delta\varphi_n}{2} \right] \quad (6)$$

$$u''_n = U_n (1 + \delta_n) \cos \left[\Omega_n t - 45^\circ - \frac{\Delta\varphi_n}{2} \right] \quad (7)$$

gdzie:

U_n — amplituda fali nośnej na wyjściach przesuwnika PF_n ,

δ_n — błąd amplitudowy PF_n ,

$\Delta\varphi_n$ — błąd fazowy PF_n .

Źródła błędów δ_n i $\Delta\varphi_n$ w przesuwniku PF_n są takie same jak w przesuwniku PF_m .

Modulator MS_2 można traktować z dobrym przybliżeniem jako układ mnożący
dwa sygnały U_2 oraz U'_n z uwzględnieniem obecności „resztkowej” pulsacji $\varepsilon_2 U'_n$.
Na wyjściu tego modulatora, po zaniebdaniu produktów modulacji wyższego rzędu,
otrzymamy zatem:

$$u_4 \approx \varepsilon_2 u_n + K_2 u_2 u'_n = \varepsilon_2 U_n \cos \left[\Omega_n t + 45^\circ + \frac{\Delta\varphi_n}{2} \right] + \\ + \frac{K_2}{2} U_1 U_n b k_0 \cos \{ [\Omega_n - (\Omega_p + \omega)] t + \phi_2 \} + \\ + \frac{K_2}{2} U_1 U_n [1 - \mu^2(\omega)] k_0 \cos \{ [\Omega_n - (\Omega_p - \omega)] t + \phi_2 \} +$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{K_2}{2} U_1 U_n b k_0 \sin \{[\Omega_n + (\Omega_p + \omega)] t + \phi_1\} + \\
& - \frac{K_2}{2} U_1 U_n [1 - \mu^2(\omega)] k_0 \sin \{[\Omega_n + (\Omega_p - \omega)] t + \phi_1\} + \\
& + \frac{K_2}{2} b_1 \varepsilon_1 k_0 U_p U_n \cos \{[\Omega_n - \Omega_p] t + \phi_2\} + \\
& - \frac{K_2}{2} b_1 \varepsilon_1 k_0 U_p U_n \sin \{[\Omega_n + \Omega_p] t + \phi_1\}
\end{aligned} \tag{8}$$

gdzie:

$\varepsilon_2 U_n$ — szczytkowa amplituda kanałowej pulsacji nośnej Ω_n na wyjściu modulatora MS_2 ,

K_2 — współczynnik, posiadający wymiar V^{-1} i charakteryzujący liniowość modulatora MS_2 [16],

$$\phi_1 = \frac{\Delta\varphi_n}{2} + \frac{\Delta\varphi}{2}$$

$$\phi_2 = \frac{\Delta\varphi_n}{2} - \frac{\Delta\varphi}{2}$$

Podobnie na wyjściu modulatora MS_3 otrzymamy, że

$$\begin{aligned}
u_5 \approx \varepsilon_3 u_n'' + K_3 u_n'' u_3 = \varepsilon_3 (1 + \delta_n) U_n \cos \left[\Omega_n t - 45^\circ - \frac{\Delta\varphi_n}{2} \right] + \\
+ \frac{K_3}{2} b k_0 U_1 U_n \cos \{[\Omega_n - (\Omega_p + \omega)] t - \phi_2\} + \\
+ \frac{K_3}{2} k_0 [1 - \mu^2(\omega)] (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) U_1 U_n \cos \{[\Omega_n - (\Omega_p - \omega)] t - \phi_2\} + \\
+ \frac{K_3}{2} b k_0 U_1 U_n \sin \{[\Omega_n + (\Omega_p + \omega)] t - \phi_1\} + \\
+ \frac{K_3}{2} k_0 [1 - \mu^2(\omega)] (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) U_1 U_n \sin \{[\Omega_n + (\Omega_p - \omega)] t - \phi_1\} + \\
+ \frac{K_3}{2} \varepsilon_1 b_1 k_0 U_p U_n \cos \{[\Omega_n - \Omega_p] t - \phi_2\} + \\
+ \frac{K_3}{2} \varepsilon_1 b_1 k_0 U_p U_n \sin \{[\Omega_n + \Omega_p] t - \phi_1\}
\end{aligned} \tag{9}$$

gdzie:

$\varepsilon_3 U_n$ — szczytkowa amplituda kanałowej pulsacji nośnej Ω_n na wyjściu modulatora MS_3 ,

K_3 — współczynnik, mający wymiar V^{-1} i charakteryzujący liniowość modulatora MS_3 [16].

Podobnie jak poprzednio, wykorzystano we wzorze (9) następujące oczywiste zależności:

$$\begin{aligned} b k_0 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) &\approx b k_0 \\ \varepsilon_1 b_1 k_0 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) &\approx \varepsilon_1 b_1 k_0 \end{aligned}$$

Zgodnie z powyższymi zależnościami na obciążeniu, przy sumowaniu napięć otrzymamy:

$$\begin{aligned} u_0 = & \Delta A_1 \sin (\Omega_n t + \psi_1) + \\ & + \Delta A_2 \sin \{ [\Omega_n - (\Omega_p + \omega)] t + \psi_2 \} + \\ & + A_3 \sin \{ [\Omega_n - (\Omega_p - \omega)] t + \psi_3 \} + \\ & + \Delta A_4 \sin \{ [\Omega_n + (\Omega_p + \omega)] t + \psi_4 \} + \\ & + \Delta A_5 \sin \{ [\Omega_n + (\Omega_p - \omega)] t + \psi_5 \} + \\ & + \Delta A_6 \sin \{ [\Omega_n - \Omega_p] t + \psi_6 \} + \\ & + \Delta A_7 \sin \{ [\Omega_n + \Omega_p] t + \psi_7 \} \end{aligned} \quad (10)$$

gdzie:

$$\Delta A_1 = U_n \sqrt{\varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 (1 \pm \delta_n)^2 - 2\varepsilon_2 \varepsilon_3 (1 \pm \delta_n) \sin \Delta q_n}$$

$$\psi_1 = \arctg \left\{ \frac{\varepsilon_2 + \varepsilon_3 (1 \pm \delta_n)}{-\varepsilon_2 + \varepsilon_3 (1 \pm \delta_n)} \operatorname{ctg} \left(45^\circ + \frac{\Delta q_n}{2} \right) \right\}$$

$$\Delta A_2 = \frac{b k_0 U_1 U_n}{2} \sqrt{K_2^2 + K_3^2 + 2K_2 K_3 \cos 2\phi_2}$$

$$\psi_2 = \arctg \left\{ \frac{K_2 + K_3}{K_3 - K_2} \operatorname{ctg} \phi_2 \right\}$$

$$A_3 = \frac{U_1 U_n}{2} k_0 [1 - \mu^2(\omega)] \sqrt{K_2^2 + K_3^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 + 2K_2 K_3 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos 2\phi_2}$$

$$\psi_3 = \arctg \left\{ \frac{K_2 + K_3 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n)}{K_3 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) - K_2} \operatorname{ctg} \phi_2 \right\}$$

$$\Delta A_4 = \frac{b k_0 U_1 U_n}{2} \sqrt{K_2^2 + K_3^2 - 2K_2 K_3 \cos 2\phi_1}$$

$$\psi_4 = \arctg \left\{ \frac{K_2 + K_3}{K_3 - K_2} \operatorname{tg} \varphi_1 \right\}$$

$$\Delta A_5 = \frac{U_1 U_n}{2} k_0 [1 - \mu^2(\omega)] \sqrt{K_2^2 + K_3^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 - 2K_2 K_3 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos 2\phi_1}$$

$$\psi_5 = \arctg \left\{ \frac{K_2 + K_3 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n)}{K_3 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) - K_2} \operatorname{tg} \phi_1 \right\}$$

$$\Delta A_6 = \frac{\varepsilon_1 b_1 k_0 U_p U_n}{2} \sqrt{K_2^2 + K_3^2 + 2K_2 K_3 \cos 2\phi_2}$$

$$\psi_6 = \arctg \left\{ \frac{K_2 + K_3}{K_3 - K_2} \operatorname{ctg} \phi_2 \right\}$$

$$\Delta A_7 = \frac{\varepsilon_1 b_1 k_0 U_p U_n}{2} \sqrt{K_2^2 + K_3^2 - 2K_2 K_3 \cos 2\phi_1}$$

$$\psi_7 = \arctg \left\{ \frac{K_2 + K_3}{K_2 - K_3} \operatorname{tg} \phi_1 \right\} \quad (11)$$

Za pomocą ΔA_k oznaczono amplitudy wytłumianych pulsacji.

Ze wzoru (11) wynika, że

$$u_3 = A_3 \sin \{ [\Omega_n - (\Omega_p - \omega)] t + \psi_3 \}$$

jest użyteczną wstęgą boczną.

Korzystając z wyżej wyprowadzonych zależności, można obliczyć poziom wszystkich głównych nieużytecznych produktów modulacji w stosunku do poziomu wstęgi użytecznej. Uzyskuje się wówczas następujące zależności:

$$N_1 = 20 \log \frac{\Delta A_1}{A_3} = 10 \log \left\{ \frac{2}{k_0 U_1 [1 - \mu^2(\omega)]} \right\}^2 \times$$

$$\times \frac{\varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 (1 \pm \delta_n)^2 - 2\varepsilon_2 \varepsilon_3 (1 \pm \delta_n) \sin \Delta\varphi_n}{K_2^2 + K_3^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 + 2K_2 K_3 (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos (\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)} \quad (12)$$

Na podstawie wzoru (12) można oszacować wielkość wytłumienia pulsacji nośnej Ω_n . W tym celu przyjmijmy, że:

$$K_2 = K_3 = K \quad |\mu(\omega)| \leq 1$$

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon$$

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_n = 1^\circ$$

$$\delta = \delta_n = 0,01$$

$$KU_1 [1 - \mu^2(\omega)] \leq 1$$

$$k_0 \approx 0,2 \quad \varepsilon \approx 0,002$$

Po podstawieniu tych wartości do wzoru (12) uzyskamy, że $N_1 \approx -37$ dB. Wielkość N_1 zależy przede wszystkim od ε oraz od K , czyli od parametrów modulatorów MS_2 oraz MS_3 .

$$N_2 = 20 \log \frac{\Delta A_2}{A_3} =$$

$$= 10 \log b^2 \frac{1 + h^2 + 2h \cos (\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)}{1 + h^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 + 2h (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos (\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)} \quad (13)$$

gdzie $h = \frac{K_3}{K_2}$

Jeżeli przyjmiemy, że $h = 0,99$, $\Delta\varphi = \Delta\varphi_n = 1^\circ$, $\delta = \delta_n = 0,01$, $20 \log b = -45$ dB, to otrzymamy, że $N_2 \approx -46$ dB.

$$N_4 = 20 \log \frac{A_4}{A_3} =$$

$$= 10 \log \frac{b^2}{[1 - \mu^2(\omega)]} \frac{1 + h^2 - 2h \cos(\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)}{1 + h^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 + 2h (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos(\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)} \quad (14)$$

Po podstawieniu wartości liczbowych takich jak dla wzoru (13), otrzymamy, że $N_4 \approx -79$ dB.

$$N_5 = 20 \log \frac{\Delta A_5}{A_3} =$$

$$= 10 \log \frac{1 + h^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 - 2h (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos(\Delta\varphi + \Delta\varphi_n)}{1 + h^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 + 2h (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos(\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)} \quad (15)$$

Jeżeli przyjmiemy, że $h = 0,99$

$$\delta = \delta_n = 0,01$$

$$\Delta\varphi = 40', \quad \Delta\varphi_n = 20'$$

to otrzymamy, że $N_5 \approx -40$ dB.

Jest to wynik równoważny z uzyskiwanymi w innych układach, wykorzystujących modulację dwufazową [4, 6, 7, 8, 12].

Dokładna analiza wzoru (15) wykazuje, że wielkość osiąganego wytłumienia zbędnej wstęgi bocznej zależy w prawie jednakowym stopniu od wszystkich czynników w nim występujących. To znaczy, że wpływ na nią ma niedoskonałość przesuwnika $PF_m(\delta \text{ i } \Delta\delta)$ i przesuwnika $PF_n(\delta_n \text{ i } \Delta\varphi_n)$ oraz „symetria” modulatorów MS_2 i MS_3 , którą reprezentuje wyraz „ h ”.

$$N_6 = 20 \log \frac{\Delta A_6}{A_3} =$$

$$= 10 \log \left[\frac{\varepsilon_1 b_1 U_p}{U_1} \right]^2 \frac{1 + h^2 - 2h \cos(\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)}{1 + h^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 + 2h (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos(\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)} \quad (16)$$

Przeprowadzając oszacowanie w podobny sposób jak poprzednio i przyjmując ponadto, że $20 \log b_1 \approx -30$ dB, otrzymamy $N_6 \approx -60$ dB.

$$N_7 = 20 \log = \frac{\Delta A_7}{A_3}$$

$$= 10 \log \left[\frac{\varepsilon_1 b_1 U_p}{U_1} \right]^2 \frac{1 + h^2 - 2h \cos(\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)}{1 + h^2 (1 \pm \delta)^2 (1 \pm \delta_n)^2 + 2h (1 \pm \delta) (1 \pm \delta_n) \cos(\Delta\varphi_n - \Delta\varphi)} \quad (17)$$

Jeżeli przyjmiemy, że $\varepsilon_1 = 0,01$

$$h = 0,99$$

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_n = 1^\circ$$

$$20 \log b_1 = -30 \text{ dB}$$

$$U_p \approx U_1$$

to otrzymamy, że $N_7 \approx -90 \text{ dB}$.

Spśród nieużytecznych produktów wyjściowych najmniej wytłumione są: Ω_n , $\Omega_n + (\Omega_p - \omega)$ oraz $\Omega_n - (\Omega_p + \omega)$. Pozostałe natomiast ze względu na silne ich wytłumienie nie mają szczególnego znaczenia.

Najbardziej niepożądane jest pasmo $\Omega_n - (\Omega_p + \omega)$, które leży najbliżej pasma użytecznego. Jego wytłumienie zależy przede wszystkim od wielkości tłumienności filtru F . Filtr ten musi posiadać zatem jak najbardziej strome zbocze charakterystyki od strony górnych częstotliwości, jeżeli jest filtrem dolnoprzepustowym.

Wytłumienie częstotliwości nośnej Ω_n zależy głównie od wytłumienia jej w modulatorach MS_2 i MS_3 . Modulatory te zatem powinny mieć wysoką jakość.

Pasmo $\Omega_n + (\Omega_p - \omega)$ będzie wytłumione tym lepiej, im mniejsze będą błędy amplitudowe i fazowe przesuwników PF_m oraz PF_n .

Wzór (15) na wytłumienia górnej wstęgi bocznej $\Omega_n + (\Omega_p - \omega)$ jest taki sam jak dla zwykłej metody fazowej [17]. Zaletą opisywanego układu jest możliwość osiągania małego błędu fazowego za pomocą stosunkowo prostego przesuwnika PF_m . Zostało to osiągnięte przez wprowadzenie dodatkowej modulacji wstępnej oraz filtru F . Filtr ten w przypadku niezbyt wielkich pulsacji Ω_p można zrealizować jako małogabarytowy aktywny filtr RC .

Wyższe produkty modulacji występujące w układzie oraz wyniki badań doświadczalnych będą przedmiotem osobnej publikacji.

LITERATURA

1. Kachlicki Z., Markiewicz-Wrzeciono M.: Układ do przesuwania fazy sygnału, Zgłoszenie patentowe Nr P - 156920, 25 lipca 1972 r.
2. Kachlicki Z., Markiewicz-Wrzeciono M.: Synteza przesuwników fazowych szerokopasmowych RC. Prace IŁ, vol. XVII, z. 4, 1970, s. 3-31.
3. Klagin Ł. E.: Raszot parametrow fazorasnostnyh ustrojstw. Elektroswiaż, No 9, 1968, s. 56-64.
4. Szejn B. B., Czerniak N. A.: Odnopolosnaja modulacija s pomoszczju fazowych schiem. Swiażizdat, Moskwa 1959.
5. Klein W.: Trägerfrequenztechnik. Leipzig 1949.
6. Smolaniec I. F.: Kombinirowannyj sposob formirowanija odnopolosnogo signala. Elektroswiaż, No 4, 1968, s. 1-10.
7. Wierzunow M. W., Łobanow I. W., Siemionow A. M.: Odnopolosnaja modulacija. Swiażizdat, Moskwa 1962.

8. *Weaver A.*: Third Method of generation and detection of Single Sideband Signals. Proceedings of the IRE, No 12, 1956.
9. *Bedrosian S. D.*: Normalized design of 90° phase-difference networks. IRE Transactions, CT-7, No 2, 1960.
10. *Kim L. T.*: Tranzystornyje amplitudnyje modulatory i demodulatory. Elektroswiaż, No 1, 1965, s. 11-17.
11. *Villard O. G.*: Cascade connection of 90° phase-shift networks. Proceedings of the IRE, No 3, 1952, s. 334-338.
12. *Dittl A.*: Systeme mit modulierter Trägerwelle. Leipzig 1958.
13. *Herrero J. L., Willoner G.*: Synthesis of filters. New Jersey 1966.
14. *Znamienski A. E., Tiepluk I. N.*: Aktywnyje RC-filtry. Swiazizdat, Moskwa 1970.
15. *Smoliński A.*: Zasady wzmacniania. T. III. PWT Warszawa 1956.
16. *Newell A. F.*: A transistor multiplier circuit. Wireless World, June 1969, s. 285-289.
17. *Pappenfus E. W., Bruene W. B., Schoenike E. O.*: Technika jednowstęgowa, WNT Warszawa 1968.

M. Маркевич-Врзеционо

ВОПРОС ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Резюме

Представлен способ осуществления однополосной модуляции путем применения комбинации методов фильтрования и фазовой компенсации нежелательных продуктов. С помощью ступени вступной модуляции облегчается осуществление схемы широкополосного фазовращателя RC.

M. Markiewicz-Wrzeciono

CERTAIN KIND OF SINGLE SIDE-BAND MODULATION

Summary

A kind of a single side-band modulation realised by means of combined filtering and phase compensation methods has been described.

The application of the premodulation link simplifies the RC broad band phase shifting circuit.

M. Markiewicz-Wrzeciono

UN CERTAIN MODE DE MODULATION À BANDE LATÉRALE UNIQUE

Résumé

On a décrit un mode de modulation à bande latérale unique, réalisée au moyen d'une combinaison des méthodes de filtrage et de compensation de phase.

On a appliqué un schéma de la prémodulation afin de simplifier la réalisation du déphaseur RC à large bande.

M. Markiewicz-Wrzeciono

ZUR FRAGE DER EINSEITENBANDMODULATION

Zusammenfassung

Es wurde eine Art der Einseitenbandmodulation beschrieben, welche eine Kombination der Filter- und Phasenmethode darstellt.

Es wurde eine Vormodulationstufe angewendet, die Verwirklichung des Breitbandphasenschiebers vereinfacht.

STEFAN JASIŃSKI
ALEKSANDER TURCZYN

621.317.33:550.372

MAPA SKUTECZNEJ PRZEWODNOŚCI ELEKTRYCZNEJ GRUNTU TERYTORIUM PRL

Rękopis wpłynął do Redakcji dnia 19.7.1973 r.

Artykuł omawia zasady opracowywania mapy skutecznej przewodności elektrycznej gruntu terytorium PRL. Uzasadniono w nim oparcie się na analitycznej metodzie zastępczej liczby odległościowej oraz omówiono metodykę obliczania potrzebnych parametrów na podstawie pomiarów natężenia pola, wykonanych na całym terytorium kraju. Wyjaśniono również sposób konstrukcji mapy oraz omówiono jej dokładność.

1. WSTĘP

Posiadanie mapy skutecznej przewodności elektrycznej gruntu terytorium kraju ma istotne znaczenie dla radiokomunikacji i radiofonii, pracujących w zakresie częstotliwości do 1,5 MHz.

Mapę taką wykorzystuje się bowiem przy wyborze lokalizacji obiektów radiokomunikacyjnych, a także przy planowaniu sieci stacji radiokomunikacyjnych. Mapa pozwala bowiem określać rozkład natężenia pola elektromagnetycznego radiostacji nadawczej, co umożliwia przewidywanie zasięgu radiostacji.

Konstrukcję omawianej mapy oparto na analitycznej metodzie określania skutecznej przewodności elektrycznej gruntu szczegółowo opisanej w [1].

Podstawą opracowania mapy były pomiary natężenia pola elektromagnetycznego ośmiu polskich stacji radiofonicznych, pracujących w zakresie fal długich i średnich.

Natężenie pola było mierzone w porze dziennej w letnich miesiącach przez Instytut Łączności, Wojskowy Instytut Łączności i Państwową Inspekcję Radiową.

Pomiary natężenia pola, wykorzystane przy sporządzaniu mapy, były wykonane na 174 trasach pomiarowych o łącznej długości ponad 25 000 km, przy czym na falach długich (227 kHz) ok. 15 000 km, na falach średnich (737 kHz) ok. 2 500 km i w zakresie częstotliwości 1079 kHz ... 1304 kHz ok. 7 500 km.

Z powyższych pomiarów uzyskano 1690 wartości „uśrednionego”*) natężenia pola elektromagnetycznego, na podstawie których obliczano tłumienie tego pola w funkcji odległości od mierzonej radiostacji, a następnie wyznaczano parametry elektryczne gruntu matematyczną metodą liczby odległościowej na odcinkach leżących pomiędzy punktami pomiarowymi.

2. PRZEGLĄD ISTNIEJĄCYCH METOD OPRACOWYWANIA MAP SKUTECZNYCH PRZEWODNOŚCI GRUNTU

Jak wiadomo, do celów radiokomunikacyjnych stosuje się obecnie szereg metod wyznaczania przewodności elektrycznej gruntu, a mianowicie:

- 1) metodę elipsy polaryzacyjnej,
- 2) metodę pomiaru natężenia pola pod powierzchnią Ziemi (tzw. metoda studni),
- 3) metodę porównywania tłumienia natężenia pola z odległością ze standardowymi krzywymi rozkładu tego pola,
- 4) metodę zastępczej liczby odległościowej,
- 5) przybliżoną metodę analityczną (tzw. afrykańską).

Metody te zostały szczegółowo zanalizowane teoretycznie i doświadczalnie. Niezbędne urządzenia i przyrządy do tych badań zostały wykonane w Instytucie Łączności.

Analiza metod wykazała, że każda z nich ma swoje specjalne zastosowanie. Dla naszych potrzeb najkorzystniejsza jest mapa skutecznej przewodności elektrycznej gruntu, za pomocą której można by w stosunkowo prosty sposób oszacować spodziewane natężenie pola fali przyziemnej, emitowanej z określonego nadajnika w założeniu, że punkt nadawczy i odbiorczy znajdują się na obszarze objętym mapą.

Metody wyznaczania przewodności elektrycznej gruntu, podane w p. 1 i 2, dają mapy, z których nie można bezpośrednio korzystać przy obliczeniach natężenia pola. Chcąc bowiem uzyskać z takiej mapy wartości skutecznej przewodności gruntu na danej trasie, trzeba by sporządzić graficzny profil trasy i obliczyć (opierając się na wartościach uzyskanych z pomiarów) średnią przewodność lokalną, a także uwzględnić (za pomocą odpowiednich wzorów) wpływ niejednorodności występujących na trasie. Postępowanie takie jest pracochłonne i w sposób zasadniczy zmniejsza wartość użytkową mapy.

Wskutek tego, do opracowania map skutecznej przewodności gruntów nadają się głównie metody przytoczone w p. 3 ... 5. Przy sposobności można tu zaznaczyć, że metody te nie interesują z kolei geologów, ponieważ nie odzwierciedlają rzeczywistych oporności gruntów.

Metoda podana w p. 3 jest bardzo prosta, lecz wymaga stosowania subiektywnych ocen, co w pewnych przypadkach daje nieokreślone wyniki.

*) W każdym punkcie pomiarowym wykonywano kilka kolejnych pomiarów natężenia pola i wyznaczono średnią wartość tego pola dla danego punktu

Jak wynika z powyższego, Instytut Łączności był zainteresowany głównie metodami podanymi w p. 4 i 5. Wzajemny stosunek i zakresy stosowalności tych metod zostały rozważone w pracy [2].

Metoda wymieniona w p. 5 została zaproponowana przez Przygotowawcze Zebranie Ekspertów na Afrykańską Konferencję Radiofoniczną w zakresie fal średnich i długich (ITU, Genewa 1964 r.) w celu opracowania mapy przewodności gruntu dla terenów afrykańskich [3].

Zaletą tej metody jest to, że nie wymaga ona znajomości mocy promieniowanej stacji nadawczej. Ma ona natomiast pewne ograniczenia, a mianowicie [2]:

- a) zakres częstotliwości, w którym można stosować wymienioną metodę, z dostateczną dokładnością, może być określony w przybliżeniu jako $f = 700 \dots 1100$ kHz,
- b) dokładność miernika natężenia pola zastosowanego do pomiarów powinna być znacznie lepsza niż $\pm 20\%$,
- c) największa odległość od mierzonej stacji dla częstotliwości 1200 ... 1500 kHz, wynosi przy lepszej przewodności gruntu ($10 \text{ mS} \cdot \text{m}^{-1}$) ok. 40 km, a przy gorszej — ok. 20 km.

Wymienionych wad nie ma natomiast metoda zastępczej liczby odległościowej, przytoczona w p. 4, i chociaż jest ona bardziej pracochłonna, to jednak jest znacznie dokładniejsza. Metoda ta umożliwia określanie przewodności skutecznej dużych obszarów, ponieważ może być stosowana z powodzeniem w obszarach, w których zaczyna występować wpływ kulistości Ziemi. Natomiast niedogodnością tej metody jest konieczność znajomości wartości skutecznej mocy promieniowanej radiostacji w danym kierunku.

Rozważania przeprowadzone w [2] doprowadziły do wniosku, że jeżeli pomiary natężenia pola są dobrze wykonane, a moc promieniowania jest znana w dostatecznym przybliżeniu, to nie ma uzasadnienia stosowanie przybliżonej metody analitycznej, szczególnie ze względu na jej ograniczenia zarówno częstotliwościowe, jak i odległościowe.

3. WYZNACZANIE PARAMETRÓW ELEKTRYCZNYCH GRUNTU METODĄ ZASTĘPCZEJ LICZBY ODLEGŁOŚCIOWEJ

Obliczenia skutecznej przewodności gruntów oparto na zależnościach *Sommerfelda — Van der Pöhla*

$$E = \frac{300 \cdot \sqrt{P \cdot Z_{et}}}{D} \cdot A \quad (1)$$

w którym:

E — natężenie pola fali przyziemnej [$\text{mV} \cdot \text{m}^{-1}$],

P — moc promieniowania [kW],

Z_{ei} — zysk anteny względem anteny elementarnej,

D — odległość od anteny [km],

A — współczynnik osłabienia.

Zależność współczynnika osłabienia A we wzorze *Sommerfelda* od liczby odległościowej g wynosi

$$A \approx \frac{2 + 0,3g}{2 + g + 0,6g^2} \quad (2)$$

przy czym g we wzorze (2) (w postaci rzeczywistej) przy dostatecznie małej częstotliwości f i dla polaryzacji pionowej jest określona jako

$$g \approx K \cdot f^2 \frac{d}{\gamma} \cdot \cos b \quad (3)$$

gdzie:

f — częstotliwość [MHz],

γ — przewodność gruntu [$\text{mS} \cdot \text{m}^{-1}$],

d — długość odcinka trasy [km] o jednakowej przewodności,

b — stała fazowa,

K — 0,58,

przy czym

$$b = \arctg \frac{(\varepsilon + 1) \cdot f}{10\gamma} \quad (4)$$

natomiast

ε — przenikalność dielektryczna względna

$$(\varepsilon \text{ powietrza} = 1)$$

Zastosowana metoda obliczenia skutecznej przewodności gruntu opiera się na założeniu, że zastępcza liczba odległościowa całej trasy g_{in} , złożonej z n odcinków o jednakowej przewodności, równa się (z dostatecznym przybliżeniem) sumie liczb odległościowych wszystkich odcinków składowych, czyli że

$$g_{in} = \sum g_n \quad (5)$$

natomiast g_n danego odcinka n oblicza się przy tym z różnicy

$$g_n = g_{in} - g_{i(n-1)}$$

Znając g_n można więc obliczyć przewodność n -tego odcinka $g_{i(n-1)}$, z równania

$$\gamma_n = \frac{0,58 \cdot f^2 \cdot d_n}{g_n} \quad [\text{mS} \cdot \text{m}^{-1}] \quad (6)$$

Wszystkie rozważania, oparte na wzorach *Sommerfelda* — *Van der Pohla*, są słuszne dla Ziemi płaskiej. Granica zastosowania wspomnianych wzorów, ze względu

na krzywiznę Ziemi, zależy od częstotliwości [1] i może być wyrażona wzorem

$$D = \frac{80}{\sqrt[3]{f \text{ [MHz]}}} \text{ [km]} \quad (7)$$

Opierając się na powyższych wzorach przyjęto następujący sposób praktycznego określania parametrów elektrycznych gruntu.

Na zadanym kierunku dla szeregu odległości od anteny stacji radiofonicznej mierzono wartości natężenia pola elektromagnetycznego.

Znając parametry anteny nadawczej, moc promieniowania i odległość od anteny, oblicza się za pomocą zależności od (1) do (6) wszystkie niezbędne parametry propagacyjne, potrzebne do obliczania wartości skutecznej przewodności gruntu.

Ze względów operatywnych wzór (1), po przestawieniu i połączeniu stałych, może być przedstawiony jako

$$A_n = \frac{E_n \cdot d_n}{k \cdot \sqrt{P_{pr}}} \quad (8)$$

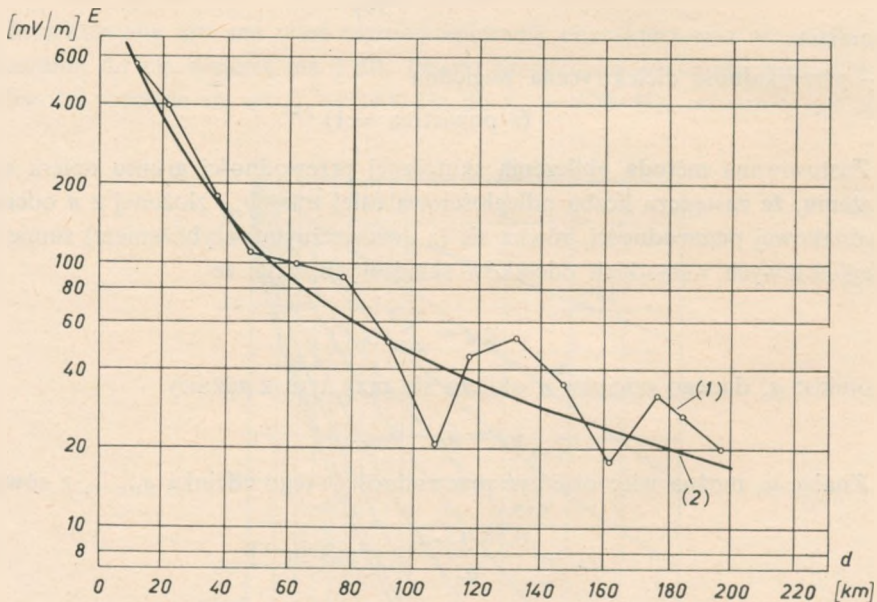
gdzie:

A_n — współczynnik osłabienia w odległości d_n od anteny, w punkcie pomiarowym n ,

E_n — natężenie pola elektrycznego w punkcie mierzonym n [$\text{mV} \cdot \text{m}^{-1}$],

P_{pr} — moc promieniowania [kW],

k — współczynnik kształtu anteny, określający wartość natężenia pola nietłumionego w odległości 1 km od anteny promieniującej moc 1 kW.



Rys. 1. Rozkład uśrednionego natężenia pola elektromagnetycznego na trasie pomiarowej Warszawa-Kielce (1) i aproksymacja tego rozkładu (2)

Poszczególne wartości „uśrednionego” natężenia pola elektromagnetycznego na określonym promieniu pomiarowym od radiostacji nadawczej były nanoszone na siatkę logarytmiczno-liniową. Rysunek 1 podaje przykładowo rozkład natężenia pola na trasie pomiarowej Warszawa—Kielce.

Jednocześnie na rys. 1 przeprowadzono krzywą aproksymującą w sposób monotonicznie malejący zmierzony rozkład natężenia pola.

Na podstawie wzoru (8) obliczono współczynnik A dla różnych punktów krzywej aproksymującej.

Współczynnik kształtu anteny k ze wzoru (8), zależny do jej elektrycznej długości kątowej, był określony według (5), przy czym przyjmowano współczynnik skrócenia anteny $n = 0,9$.

Wskutek trudności określania skutecznej wartości mocy promieniowania P_{pr} w poszczególnych kierunkach przyjęto, że jest ona jednakowa we wszystkich kierunkach i jest mniejsza o 10% od nominalnej mocy nadajnika wskutek występujących strat.

Obliczenia przewodności wykonano częściowo za pomocą elektronicznej maszyny cyfrowej Centrum Obliczeniowego PAN. Algorytm do obliczeń skutecznej przewodności gruntu metodą zastępczej liczby odległościowej został szczegółowo przedstawiony w pracy [6].

4. OPIS OPRACOWANEJ MAPY

Opracowana mapa skutecznej przewodności gruntu terytorium kraju charakteryzuje się następującymi danymi:

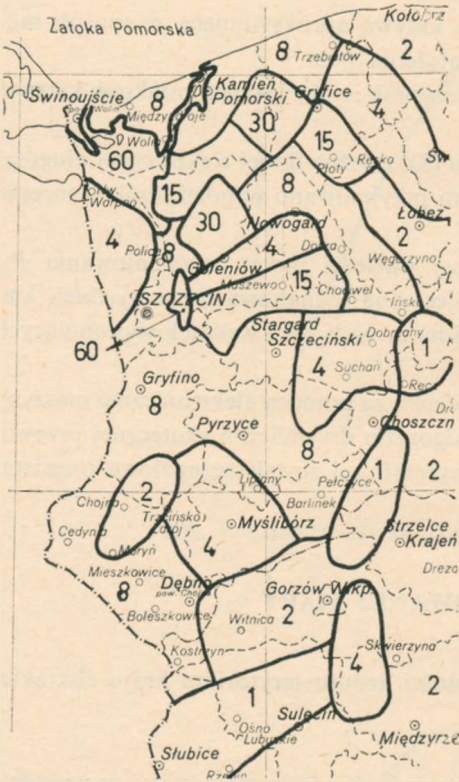
- skala wynosi 1:1 000 000,
- linie podziału pomiędzy powierzchniami o jednakowej przewodności są wyraźnie zdefiniowane, aby uniknąć różnych interpretacji tras,

Tablica 1

Przyjęta klasyfikacja skutecznej przewodności gruntu

Klasa przewodności [mS · m ⁻¹] (10 ⁻³ · mho · m ⁻¹)	Zakres przewodności	
	[jem CGS]	[mS · m ⁻¹]
0,5	0,5 · 10 ⁻¹⁴	do 0,71
1	1 · 10 ⁻¹⁴	0,71 — 1,41
2	2 · 10 ⁻¹⁴	1,41 — 2,83
4	4 · 10 ⁻¹⁴	2,83 — 5,66
8	8 · 10 ⁻¹⁴	5,66 — 10,95
15	1,5 · 10 ⁻¹³	10,95 — 21,21
30	1 · 10 ^{-12,5}	21,21 — 42,43
60	2 · 10 ^{-12,5}	42,43 — 85
1500	1,5 · 10 ⁻¹¹	woda morska (Bałtyk)

c) na mapie widoczna jest siatka kartograficzna oraz główna treść geograficzna. Pomiary przewodności tras na tym samym obszarze często różnią się więcej niż 1 do 2 w zależności od pory roku, częstotliwości, uchybów przyrządowych itp.



Rys. 2. Rozkład przewodności elektrycznej gruntu, charakterystyczny dla Pojezierza Pomorskiego

w którym:

D — długość całej trasy od anteny nadawczej [km],

d_n — długość n -tego odcinka o jednakowej przewodności na trasie [km],

γ_n — przewodność elektryczna n -tego odcinka o jednakowej przewodności na mierzonej trasie [$\text{mS} \cdot \text{m}^{-1}$].

Ze względu na to, że pomiary natężenia pola elektromagnetycznego powinny być wykonane na obszarze całego kraju, a jednocześnie dostatecznie szybko, trzeba więc było przede wszystkim wykorzystywać istniejącą sieć dróg publicznych. Prowadziło to do ograniczenia liczby promieni pomiarowych i rozrzedzenia punktów pomiarowych na powierzchni kraju. Punkty pomiarowe znajdowały się więc przeciętnie w odstępach ok. 15 km. Nie powinno się przy tym stosować interpolacji pomiędzy wartościami przewodności dwu sąsiednich punktów, leżących na jednym promieniu

Nie ma więc podstaw do wymagania, aby mapa przewodności skutecznych miała klasyfikację gęstszą niż 1 do 2. W konsekwencji przyjęto więc dziewięciostopniową klasyfikację przewodności elektrycznej gruntu.

Ponieważ jednak głośność dźwięku w odbiorniku radiowym jest w przybliżeniu proporcjonalna do logarytmu natężenia pola elektromagnetycznego, a z kolei (dla krótkich odległości) jest ona w przybliżeniu proporcjonalna do logarytmu przewodności gruntu, to przewodności zgrupowano w klasy proporcjonalne do logarytmów przewodności. Przyjęte klasy podano w tabelicy 1.

Klasy przewodności nie muszą ściśle odpowiadać przyjętym standardowym rodzinom krzywych CCIR, ponieważ przy wykorzystywaniu mapy główną rolę odgrywa uzyskana z przeliczeń tzw. przewodność zastępcza γ_e , wyrażona wzorem

$$\gamma_e = \frac{D}{\sum_n \frac{d_n}{\gamma_n}} \quad [\text{mS} \cdot \text{m}^{-1}] \quad (10)$$

lub na sąsiednich promieniach. Nie będzie to bowiem odzwierciedlać rzeczywistych warunków przejściowych.

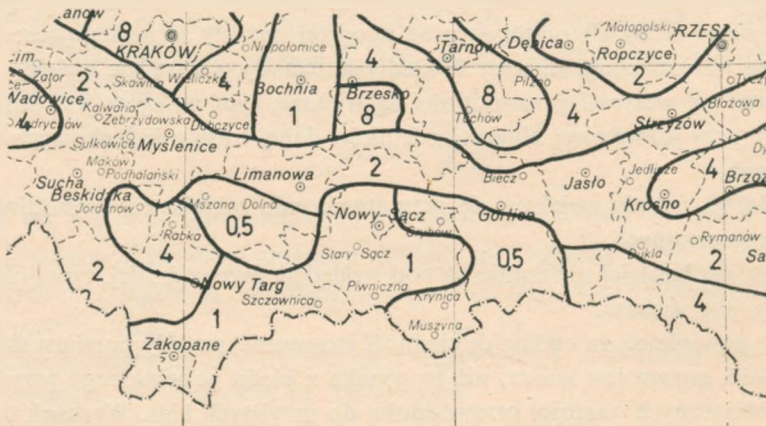
Z tych względów granice pomiędzy sąsiednimi obszarami były wyznaczone na połowie odległości pomiędzy sąsiednimi promieniami, stosując pewne wygładzanie linii granicznych, w celu uniknięcia nadmiernej schematyczności rysunku.



Rys. 3. Rozkład przewodności elektrycznej gruntu charakterystyczny dla Niziny Mazowieckiej

W przypadkach gdy na danym odcinku krzyżowały się promienie pomiarowe, pochodzące z różnych radiostacji, określano hierarchię tych promieni, biorąc pod uwagę, który z nich nie przekroczył granicy Ziemi płaskiej dla danej częstotliwości.

Uzyskane w ten sposób kontury obszarów o jednakowej przewodności mają charakter w dużej mierze subiektywny i odzwierciedlają rzeczywisty rozkład prze-



Rys. 4. Rozkład przewodności elektrycznej gruntu, charakterystyczny dla terenów podgórskich i górskich

wodności jedynie w głównych zarysach. Wadę tę łagodzi jednak okoliczność, że omawiane granice są nie liniami rozgraniczającymi określone wartości przewodności, lecz jedynie prawdopodobnymi granicami klas przewodności.

W większości przypadków wartości przewodności sąsiednich obszarów zawierają się w sąsiednich klasach.

Dla uniknięcia wpływu składowej jonosferycznej, która nie zależy od parametrów gruntu, natężenia pola mierzono — jak już podano — w porze dziennej.

Ponieważ przewodność elektryczna gruntu może wykazywać duże różnice na odcinku kilku metrów, pomiary natężenia pola w tzw. punkcie, który nazwiemy oporowym, wykonywano kilkakrotnie w miejscach pobliskich i obliczono średnią arytmetyczną uzyskanych wartości w celu zmniejszenia ewentualnych błędów.

Obierane punkty pomiarowe były, w miarę możliwości, reprezentatywne dla danego otoczenia. Nie stwierdzono jednak jednoznacznej korelacji pomiędzy rozkładem rodzaju gleb lub budową geologiczną terenu a rozkładem skutecznej przewodności elektrycznej gruntu. Na rysunkach 2 do 4 pokazano tytułem przykładu charakterystyczne wycinki opracowanej mapy.

5. DOKŁADNOŚĆ OPRACOWANEJ MAPY

Podana na mapie przewodność skuteczna gruntu nie odnosi się, zgodnie z przyjętą koncepcją, do określonego punktu, lecz charakteryzuje rozpatrywany odcinek trasy.

Dokładność mapy elektrycznej przewodności gruntu wynika z dokładności zastosowanej metody wyznaczania przewodności skutecznej oraz dokładności samego sporządzenia mapy.

Dokładność zastosowanej metody została szczegółowo omówiona w [8].

Podstawowe cechy charakterystyczne przyjętej metody są następujące:

- w miarę wzrostu długości trasy dokładność metody w zasadzie maleje,
- im skuteczne wartości przewodności są większe, tym mniejsza jest dokładność metody przy jednakowej długości odcinków danej trasy o jednakowych przewodnościach,
- dokładność metody zwiększa się przy stosowaniu mniejszych częstotliwości sygnałów mierzonych,
- im trasa jest bardziej równomierna pod względem przewodności, tym dokładność metody jest większa.

Można powiedzieć, że ogólna dokładność stosowanej metody pomiaru skutecznej przewodności gruntu jest lepsza, niż to wynika z błędu popełnionego przy kwalifikowaniu obliczonych wartości przewodności do przyjętych klas. Warunek ten może nie być spełniony przy zbyt małych odległościach pomiędzy punktami pomiarowymi ($d_i < 15$ km) i przy dużych wartościach przewodności.

Sprawa dokładności samej mapy przewodności ma odmienny aspekt. Odległość pomiędzy poszczególnymi punktami pomiarowymi decyduje, w zasadzie, o dokładności konturów obszarów o jednakowej przewodności elektrycznej gruntów, określanych metodą zastępczej liczby odległościowej.

Wpływ niedokładności rysunku na dokładność określonej z mapy zastępczej skutecznej przewodności całej trasy maleje przy zwiększaniu liczby obszarów o jednakowej przewodności na tej trasie.

W miarę oddalania się od mierzonej radiostacji promienie pomiarowe rozchodzą się, wskutek czego punkty pomiarowe rozrzedzają się coraz bardziej na powierzchni, a obliczone wartości skutecznej przewodności są coraz mniej dokładne wskutek występowania coraz większej dyfrakcji fal.

Odległość pomiędzy najbliższymi punktami pomiarowymi na sąsiednich promieniach pomiarowych nie powinna, w zasadzie, być większa od przeciętnej odległości punktów pomiarowych na jednym promieniu. Dezyderat ten jest jednak trudny do osiągnięcia, gdyż wymagałby bardzo licznych punktów pomiarowych.

Z tego względu trudno jest oszacować dokładność samej mapy, gdyż wpływa na to zbyt wiele czynników, i to w sposób przypadkowy, zależnie od długości trasy, jej kierunku, położenia na mapie, częstotliwości pomiaru, błędów obserwacyjnych, nierównomierności rozkładu parametrów elektrycznych gruntu, pory roku, nie mówiąc już o dokładności metody oraz innych znanych czynnikach.

Pojęcie dokładności danej wartości jest określone jako największy możliwy błąd, występujący przy niekorzystnym zbiegu okoliczności. Takim niekorzystnym zbiegiem okoliczności jest arytmetyczna suma wszystkich możliwych błędów. Otrzymany jednak wówczas wynik nie ma praktycznego znaczenia z powodu znikomego prawdopodobieństwa takiego przypadku.

Z powyższych względów graniczny błąd może być oszacowany jedynie w dużym przybliżeniu.

Amerykanie na przykład oszacowali ogólną dokładność wykonanej przez nich mapy, z uwzględnieniem błędu pomiaru przewodności, w sposób następujący: oceniają oni, że w przybliżeniu 75% zmierzonych przewodności różnych tras, dla odległości mniejszych niż 40 km od nadajnika, zawiera się w granicach pomiędzy 0,59 i 1,7 wartości podanych na mapie [10].

Skuteczna przewodność gruntu nie jest w zasadzie wielkością fizyczną, charakteryzującą geologiczne własności gruntu, lecz pewną wielkością umyśloną. Dlatego też przewodności wzięte z mapy na drodze, po której biegają fale, służą przede wszystkim do szacowania wartości natężenia pola elektrycznego na tej trasie przy posługiwaniu się standardowymi krzywymi natężenia pola fali przyziemnej. Dla użytkownika nie tyle jest więc ważna dokładność skutecznej przewodności gruntu wzięta z mapy, lecz dokładność natężenia pola elektrycznego w punkcie odbioru, otrzymana na podstawie mapy przy stosowaniu wzoru (10).

Próbne obliczenia natężenia pola, wykonane w oparciu o mapę, dały na częstotliwości 227 kHz średnie błędy pomiędzy 6% i 14,5%, w stosunku do przewodności

określonych z krzywych aproksymowanych oraz pomiędzy 0% i 48% w stosunku do poszczególnych punktów pomiarowych (z uwzględnieniem monotoniczności przebiegów, tzn. przy $A < 1$).

Natomiast próbne obliczenia natężenia pola na częstotliwości 737 kHz, wykonane w oparciu o mapę, dały średnie błędy 24,3% w stosunku do przewodności określonej z krzywej aproksymowanej i 28,8% w stosunku do poszczególnych punktów pomiarowych.

6. WNIOSKI

Dotychczasowe doświadczenia, uzyskane przy opracowywaniu mapy skutecznej elektrycznej przewodności gruntów, pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

- 1) przyjęte klasy przewodności, a mianowicie: 0,5, 1, 2, 4, 8, 15, 30, 60 i 1500 [$\text{mS} \cdot \text{m}^{-1}$], wydają się prawidłowe,
- 2) zgrupowanie przewodności w poszczególnych klasach, proporcjonalnie do logarytmów przewodności, nie następuje zastrzeżeń,
- 3) przy ocenie dokładności mapy należy brać pod uwagę, że dokładność samych mierników natężenia pola wynosiła $\pm 20\%$,
- 4) wykazane błędy szacowania natężenia pola w oparciu o mapę, nie przekraczające na promieniach pomiarowych średnio 25% względem aproksymowanych przebiegów natężenia pola i 29% względem poszczególnych wartości zmierzonych, wydają się być zadowalające,
- 5) nie stwierdzono jednoznacznej korelacji pomiędzy rozkładem rodzaju gleb lub ich budową geologiczną a rozkładem skutecznej przewodności gruntów.

Na zakończenie pragniemy podziękować za współpracę przy opracowywaniu mapy mgr inż. Cz. Dąbrowskiemu i st. techn. I. Pęcankowi, a także mgr inż. W. Lisickiemu za udzielone konsultacje.

LITERATURA

1. Jasiński S.: Ustalenie odpowiedniej dla warunków polskich metody opracowywania mapy skutecznej przewodności gruntów. Prace IŁ VI, 1959, z. 2, s. 59–88.
2. Rusin C.: Sprawdzenie przydatności przybliżonej metody analitycznej dla określania skutecznej przewodności gruntów. Warszawa 1967.
3. ITU. Materiały z Przygotowawczego Zebrania Ekspertów na Afrykańską Konferencję Radiodifuzyjną w zakresie fal średnich i krótkich. Genewa 1964.
4. Terman F. E. Radio engineers handbook, p. 677. New York 1943 r.
5. Lisicki W.: Propagacja fal radiowych. Warszawa 1962 r.
6. Brynda S.: Algorytm do obliczeń skutecznej przewodności gruntu metodą zastępczej liczby odległościowej. Warszawa 1969.

7. *Tomankiewicz T.*: Wyniki pomiarów i obliczeń natężenia pola fali przyziemnej nad terenem niejednorodnym w okolicy Zalewu Szczecińskiego. *Prace IŁ III*, z. 3, 1956, s. 1-24.
8. *Rusin C.*: Dokładność pomiaru skutecznej przewodności gruntów metodą zastępczej liczby odległościowej. Warszawa 1968.
9. CCIR. Avis 368 „Courbes de propagation pour l'onde de sol aux fréquences inférieures à 10 MHz”. Doc. de la X Assemblée Plénière. Volume II. Genève, 1963.
10. *Fine H.*: An effective ground conductivity map for continental United States. *Proc. Inst. Radio Eng.*, t. 42, z. 9, 1954, s. 1405-1408.

C. Ясиньски

A. Турчын

КАРТА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ПОЧВЫ НА ТЕРРИТОРИИ ПОЛЬШИ

Резюме

В статье рассматриваются принципы разработки карты электрической эффективной проводимости почвы на территории Польской Народной Республики.

Доказано здесь правильность пользования аналитическим методом эквивалентных расстояний и рассмотрено методика расчета желательных параметров на основании проведенных на территории всей страны измерений напряженности электромагнитного поля от нескольких средне- и длинно-волновых радиовещательных станций.

В статье уточнено тоже способ конструкции карты и осуждено осуществляемую ее точность.

S. Jasiński

A. Turczyn

MAP OF EFFECTIVE ELECTRIC GROUND CONDUCTIVITY IN POLAND

Summary

The paper presents the principles of elaborating a map of the effective electric ground conductivity throughout the territory of the People's Republic of Poland.

The application of an analytic method based on the principle of numerical distance has been substantiated. The procedure has been discussed enabling the calculation of the wanted parameters on the base of measurements of electromagnetic field intensity of a certain number of medium and long wave broadcasting stations situated in different parts of Poland.

The method of plotting the map has been explained and its precision discussed.

S. Jasiński

A. Turczyn

CARTE DE CONDUCTIVITÉ ÉLECTRIQUE EFFECTIVE DU SOL À TRAVERS LE TERRITOIRE DE POLOGNE

Résumé

On présente le procédé d'établissement de la carte de conductivité effective du sol à travers le territoire de la République Populaire de Pologne.

Après avoir motivé l'application de la méthode analytique basée sur le principe de distances numériques on explique la méthode convenable à calculer les paramètres nécessaires en se basant sur les mesures de l'intensité de champ électromagnétique de quelques émetteurs de radiodiffusion d'ondes moyennes et grandes, effectuées dans le pays entier.

Le procédé de la réalisation de la carte est expliquée précisément et l'exactitude de la carte de même est mise au point.

S. Jasiński

A. Turczyn

KARTE DER EFFEKTIVEN ELEKTRISCHEN LEITFÄHIGKEIT DER ERDOBERFLÄCHE DER VRP

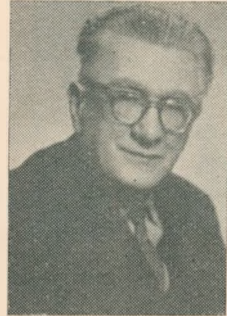
Zusammenfassung

In dem Artikel wurden die Bearbeitungsprinzipien der Karte der effektiven elektrischen Leitfähigkeit der Erdoberfläche der VRP besprochen. Es wurde die Verwendung der analitischen Methode der Ersatzentfernungszahl begründet und die Berechnungsmethodik der notwendigen Parametern auf Grund der für einige Mittel- und Langwellenrundfunkstationen durchgeführten Feldstärkemessungen besprochen. Es wurde auch die Konstruktion der Karte erläutert und ihre Genauigkeit besprochen.

AUTORZY

Stefan Jasiński, urodzony w Petersburgu w roku 1893, ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej. Tytuł naukowy docenta uzyskał w roku 1954, a tytuł profesora nadzwyczajnego w roku 1964. Po okresie pracy w służbach technicznych wojsk łączności przeszedł w 1928 r. do pracy naukowo-badawczej w Instytucie Badań Inżynierii, a w latach 1932–1939 pracował w Biurze Badań Technicznych Wojsk Łączności na stanowisku kierownika działu radiotechnicznego. Od roku 1947 pracował w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym, a następnie po reorganizacji – w Instytucie Łączności, w którym był kierownikiem Zakładu Propagacji fal Radiowych i kierował pracami Obserwatorium Jonosferycznego aż do czasu przejścia na emeryturę w 1969 r. W latach 1951–1956 prowadził wykłady na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej.

Ponadto brał czynny udział w licznych przedsięwzięciach instytucji naukowych krajowych i międzynarodowych.



Mgr inż. *Aleksander Turczyn* urodził się 27 kwietnia 1908 r. Pracę zawodową rozpoczął w 1932 r. w Instytucie Radiotechnicznym w Warszawie, przechodząc do Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego w Warszawie w 1934 r. i pracując w nim do wybuchu wojny. Następnie kontynuował pracę w tym Instytucie od roku 1945 do roku 1951. W roku 1951 przechodzi do pracy w Instytucie Łączności w Warszawie. W roku 1960 uzyskał stanowisko adiunkta naukowo-badawczego w Instytucie Łączności.

Specjalnością naukową *A. Turczyna* jest miernictwo radiotechniczne, a w szczególności problematyka wzorcowych pomiarów częstotliwości i natężeń pól elektromagnetycznych. Od 1951 r. pełni funkcję kierownika naukowo-badawczej Pracowni Wzorcowych Częstotliwości w Instytucie Łączności.

Mgr inż. *A. Turczyn* czynnie współpracował z międzynarodowymi organizacjami naukowo-technicznymi OIRT i CCIR w zakresie swojej specjalności, jak również uczestniczył w wielu przedsięwzięciach naukowych instytucji krajowych i zagranicznych.





Inż. *Tadeusz Kierzyńska* jest pracownikiem technicznym w Serwisie Aparatury i Urządzeń przy Dziale Głównego Inżyniera d.s. Aparatury Politechniki Poznańskiej. W roku 1972 ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Poznańskiej.



Mgr inż. *Maria Markiewicz-Wrzeciono* jest starszym asystentem w Zakładzie Elektroniki Instytutu Automatyki Politechniki Poznańskiej. W 1960 r. ukończyła studia na Wydziale Fizyki na Uniwersytecie im. A. Mickiewicza w Poznaniu, a w 1967 r. studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Poznańskiej. Obecnie zajmuje się zagadnieniami związanymi z telefonią wielokrotną.

* WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1974

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 3,32. Ark. druk. 3,25. Oddano do składania w listopadzie 1973. Podpisano do druku i druk ukończono w marcu 1974.
Papier druk. sat. kl. V, 70g, 70×100. Zam. P/196/73. K/7175.

Druk: Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — Poznań 9680/73 W-100/373

