

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr .....

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXII

ZESZYT 2(78)

WARSZAWA

---

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. <i>Władysław Majewski</i> — Metoda analizy asynchronicznych potencjałowych układów sekwencyjnych. . . . .	3
2. <i>Stanisław Brynda, Andrzej Dusiński</i> — Prognozowanie maksymalnych i optymalnych częstotliwości łącza krótkofalowego za pomocą elektronicznych maszyn cyfrowych . . . . .	14
3. <i>Stanisław Sypniewski</i> — Amplitudowa modulacja tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych klasy D. . . . .	38

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>В. Маевски</i> — Метод анализа асинхронных потенциальных секвенционных схем . . . . .	3
2. <i>С. Брында, А. Дусиński</i> — Прогнозирование оптимальных и максимальных частот коротковолновой связи с помощью электронной вычислительной машины . . . . .	14
3. <i>С. Сыпневски</i> — Амплитудная модуляция в транзисторных резонансных условиях класса Д. . . . .	38

CONTENTS

1. <i>W. Majewski</i> — A method of analysing asynchronous potential sequential circuits . . . . .	3
2. <i>S. Brynda, A. Dusiński</i> — Forecasting maximum and optimum frequencies of short wave links by means of electronic computers . . . . .	14
3. <i>S. Sypniewski</i> — Amplitude modulation in the transistor tuned class D amplifiers . . . . .	38

SOMMAIRE

1. <i>W. Majewski</i> — Methode d'analyse des circuits potentiels sequentiels asynchrones . . . . .	3
2. <i>S. Brynda, A. Dusiński</i> — Prognose des frequences maximales et optimales des voies a ondes courtes au moyen d'un ordinateur . . . . .	14
3. <i>S. Sypniewski</i> — Modulation d'amplitude dans les amplificateurs a resonance de la classe D transistorises . . . . .	38

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>W. Majewski</i> — Methode der Analyse der asynchronen Potentialsequenzschaltungen . . . . .	3
2. <i>S. Brynda, A. Dusiński</i> — Prognostizieren der maximalen und optimalen Frequenzen einer Kurzwellenverbindung mittels elektronischer Rechenmaschinen . . . . .	14
3. <i>S. Sypniewski</i> — Amplitudenmodulation der Transistorresonanzverstärker der Betriebsart D . . . . .	38

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXII

ZESZYT 2(78)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. *Aleksy Brodowski*, doc. mgr inż. *Władysław Cetner*,  
doc. mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*

Adres Redakcji:

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

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

*Printed in Poland*

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

---

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1976

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 3,5. Ark. druk. 3,6. Oddano do składania w październiku 1975 r. Podpisano do druku i druk ukończono w marcu 1976. Papier druk. sat. kl. V. 70 g. 70 × 100. Zam. P/154/75.K/7665. Indeks 37002

---

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 3537/75 — J-39

Władysław Majewski

681.3.02

## METODA ANALIZY ASYNCHRONICZNYCH POTENCJAŁOWYCH UKŁADÓW SEKWENCYJNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dn. 11.04.1975 r.

Artykuł przedstawia sformalizowaną metodę analizy asynchronicznych, potencjałowych układów logicznych. Podano model matematyczny układu logicznego. Przedstawiono metodę matematycznego opisu zjawisk, zachodzących w asynchronicznym układzie logicznym, opartą na teorii relacji. Metodę tę wykorzystano do podania algorytmów umożliwiających badanie pracy układu.

Podano zmodyfikowaną definicję automatu oraz sposób przejścia od układu logicznego do automatu.

Przedstawiono przykład analizy układu logicznego.

### 1. WPROWADZENIE

Asynchroniczne układy sekwencyjne znajdują coraz szersze zastosowanie w różnych działach techniki. Bardzo liczne publikacje, poświęcone tym układom, dotyczą przede wszystkim ich syntezy. Jest to zresztą zrozumiałe — główne zainteresowanie projektantów skupia się właśnie na syntezie. Analiza ma znaczenie niewątpliwie pomocnicze. Z drugiej jednak strony właśnie analiza umożliwia głębsze wniknięcie w zjawiska zachodzące w układzie. Z kolei dokładna znajomość tych zjawisk warunkuje optymalną syntezę. Stosunkowo niewiele publikacji dokładniej omawia analizę\*), te zaś, które zajmują się tym problemem, traktują go w sposób całkowicie fizyczny.

Celem niniejszej pracy jest próba sformalizowania analizy. Postępowanie takie wydaje się uzasadnione coraz pełniejszym zastosowaniem maszyn cyfrowych. Praca zawiera podstawy formalne metody oraz algorytmy umożliwiające opracowanie odpowiednich programów maszynowych.

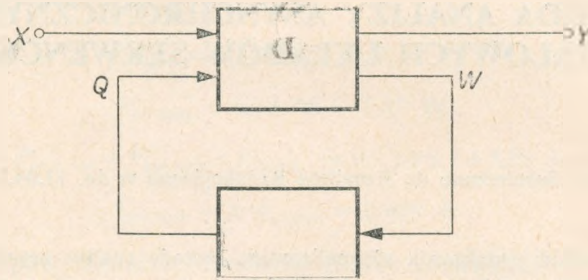
---

\*) Z nowych książek można tu wymienić [1] oraz [2]



## 2. CHARAKTERYSTYKA OGÓLNA ASYNCHRONICZNYCH POTENCJAŁOWYCH UKŁADÓW SEKWENCYJNYCH

Asynchroniczny potencjałowy układ sekwencyjny może być przedstawiony w postaci podanej na rys. 1. Na rysunku tym zastosowano następujące oznaczenia:



Rys. 1.

$\mathbf{X} = \langle X_1, \dots, X_m \rangle$  — wektor wejściowy, reprezentujący stan  $m$  binarnych wejść,

$\mathbf{Q} = \langle Q_1, \dots, Q_p \rangle$  — wektor stanu wewnętrznego, reprezentujący stan wewnętrzny  $p$  binarnych elementów pamięciowych,

$\mathbf{W} = \langle W_1, \dots, W_{kp} \rangle$  — wektor wzbudzeń, reprezentujący stan wejść  $p$  binarnych elementów pamięciowych o  $k$  wejściach każdy,

$\mathbf{Y} = \langle Y_1, \dots, Y_n \rangle$  — wektor wyjściowy, reprezentujący stan  $n$  binarnych wyjść.

Zbiory wszystkich możliwych wektorów  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{W}$ ,  $\mathbf{Y}$  będą oznaczane odpowiednio przez  $\{\mathbf{X}\}$ ,  $\{\mathbf{Q}\}$ ,  $\{\mathbf{W}\}$ ,  $\{\mathbf{Y}\}$ .

Dla pełnego scharakteryzowania układu niezbędne jest podanie dwóch relacji, charakteryzujących człon wyjściowej  $\lambda$  i relacji wzbudzeń  $\eta$ , umożliwiającą wyznaczanie odpowiednio wektorów  $\mathbf{Y}$  i  $\mathbf{W}$ , gdy dane są wektory  $\mathbf{X}$  i  $\mathbf{Q}$  oraz relacji charakteryzującej człon pamięciowy  $UP$ , a mianowicie relacji charakterystycznej  $f$ . Relacja ta stanowi odpowiednik funkcji charakterystycznych pojedynczego przerzutnika. Stosuje się tu pojęcie relacji, a nie funkcji, gdyż jest ono bardziej ogólne i okaże się wygodniejsze i bardziej naturalne w dalszych rozważaniach.

Ostatecznie otrzymuje się następującą definicję:

### Definicja 1

Asynchronicznym potencjałowym układem sekwencyjnym nazywamy siódmkę uporządkowaną:

$$\langle \{\mathbf{X}\}, \{\mathbf{Q}\}, \{\mathbf{W}\}, \{\mathbf{Y}\}, \lambda, \eta, f \rangle$$

gdzie:

$$\lambda \subset (\{\mathbf{X}\} \times \{\mathbf{Q}\}) \times \{\mathbf{Y}\}$$

$$\eta \subset (\{\mathbf{X}\} \times \{\mathbf{Q}\}) \times \{\mathbf{W}\}$$

$$f \subset \{\mathbf{W}\} \times \{\mathbf{Q}\}$$

Zakłada się tu, że  $\lambda$  i  $\eta$  są relacjami funkcyjnymi, a  $f$  jest funkcją.

Dodatkowo zakłada się, że człon pamięciowy  $UP$  składa się z  $p$  elementów opóźniających o czasie opóźnienia równym w przybliżeniu  $\Delta$ . Wektory  $W$  mają więc  $p$  składowych ( $k = 1$ ), a funkcja  $f$  wprowadza jedynie opóźnienie równe w pierwszym przybliżeniu  $\Delta$ . Jest więc:

$$f: W(t) \rightarrow Q(t+\Delta) = W(t)$$

Ponadto zakłada się, że człon kombinacyjny  $UK$  nie wprowadza żadnych opóźnień.

### 3. PODSTAWOWE DEFINICJE

W dalszym ciągu wprowadza się podstawowe definicje, niezbędne do formalnej analizy układu.

Definicja 2

$$\eta_i = \{ \langle Q, W \rangle | \langle X_i, Q, W \rangle \in \eta \}$$

Definicja 3

$$\delta_i = \eta_i \circ f \subset \{Q\} \times \{Q\}$$

Definicja 4

$$\lambda_i = \{ \langle Q, Y \rangle | \langle X_i, Q, Y \rangle \in \lambda \}$$

Zdefiniowane relacje funkcyjne  $\eta_i$  oraz  $\lambda_i$  stanowią odpowiedniki relacji funkcyjnych  $\eta$  i  $\lambda$  rozważanych przy ustalonym wektorze wejściowym  $X = X_i$ . Tak więc na przykład  $\eta_i$  stanowi zbiór wszystkich takich par wektorów  $\langle Q, W \rangle$ , że trójki wektorów  $\langle X_i, Q, W \rangle^*$  należą do relacji  $\eta$ .

Relacja funkcyjna  $\delta_i$  jest złożeniem relacji  $\eta_i$  i funkcji  $f$ . Przechodzi się więc od wektorów wzbudzeń  $W$  do wektorów stanu następnego  $Q$  przez funkcję  $f$ , charakteryzującą opóźnienia członu pamięciowego  $UP$ . Relacja  $\delta_i$  wiąże stan  $Q$  ze stanem następnym  $Q'$ , uzyskanym pod wpływem  $X_i$ .

Kolejne definicje związane są z pojęciem równowagi układu, formalizowanym za pomocą pojęcia stanu stabilnego.

Definicja 5

Całkowitym stanem układu nazywa się parę  $\langle X, Q \rangle$

Definicja 6

$\langle X_i, Q_j \rangle$  nazywa się całkowitym stanem stabilnym  $\leftrightarrow Q_j \delta_i = Q_j$

Oznacza to, że  $Q(t+\Delta) = Q(t)$ .

Definicja 7

$Q_j$  nazywa się stanem stabilnym

$\leftrightarrow \forall i \langle X_i, Q_j \rangle$  jest całkowitym stanem stabilnym.

\*) Dla uproszczenia pisze się tu  $\langle X_i, Q, W \rangle$  zamiast  $\langle \langle X_i, Q \rangle, W \rangle$  i mówi się o „trójkach” wektorów.

## Wniosek 1

$\langle X_i, Q_j \rangle$  stab.  $\leftrightarrow \langle Q_j, Q_j \rangle \in \delta_i$

Do następnej definicji, uwzględniającej wpływ zjawiska wyścigu, potrzebny jest pewien komentarz.

Znajomość relacji funkcyjnej  $\delta_i$  umożliwia wyznaczenie dla stanu wewnętrznego  $Q$  stanu następnego  $Q' = Q\delta_i$ . Jest to jednak jedynie wartość teoretyczna tego stanu następnego. Załóżmy, że wektory  $Q$  i  $Q'$  różnią się między sobą w odniesieniu do dwóch lub więcej składowych.

Niech  $Q = \langle Q'_1, \dots, Q'_i, Q_{i+1}, \dots, Q_p \rangle$

oraz  $Q' = \langle Q_1, \dots, Q_{i+1}, \dots, Q_p \rangle$

przy czym  $Q'_1 = Q_1, \dots, Q'_i = Q_i$

oraz  $Q'_{i+1} \neq Q_{i+1}, \dots, Q'_p \neq Q_p^{*})$

Wtedy wektorem stanu następnego może być obok wektora  $Q'$  inny wektor  $Q^*$  postaci  $Q^* = \langle Q'_1, \dots, Q'_i, \alpha_{i+1}, \dots, \alpha_p \rangle$ , gdzie  $\alpha_{i+1}, \dots, \alpha_p$  są stałymi dowolnymi —  $\alpha_i \in \{0, 1\}$ , przy czym wyklucza się wektory  $Q^* = Q$  oraz  $Q^* = Q'$ .

Powyższe rozumowanie prowadzi do następującej definicji:

Definicja 8

$$\delta_i^* = \delta_i \cup \Delta\delta_i$$

gdzie

$$\Delta\delta_i = \{ \langle Q, Q^* \rangle \mid \forall Q' \langle Q, Q' \rangle \in \delta_i \text{ oraz}$$

$$(Q_i = Q'_i \Rightarrow Q'_i = Q_i) \text{ oraz } Q^* \neq Q \text{ oraz } Q^* \neq Q' \}$$

Relacja  $\delta_i^*$  nie jest w ogólnym przypadku relacją funkcyjną. Relacja ta wiąże stan  $Q$  ze wszystkimi stanami następnymi — zarówno  $Q' = Q\delta_i$  (stan teoretyczny), jak i stanami, które mogą być osiągnięte w wyniku występowania wyścigu.

## Wniosek 2

Asynchroniczny potencjałowy układ sekwencyjny może być w pełni scharakteryzowany przez podanie  $m$  relacji  $\delta_i^*$  oraz  $m$  relacji  $\lambda_i$ . Odpowiada to podaniu diagramu przejść oraz macierzy  $Y$ .

Istotnym problemem analizy jest wyznaczenie dla danego stanu  $Q$  stanu stabilnego, w którym układ się „zatrzyma”. Zmiany w układzie odpowiadają „ruchowi swobodnemu” w kolumnie  $X_i$ . Zachowanie się układu w tej kolumnie otrzymamy, składając kolejno relację  $\delta_i^*$  tak długo, aż dalsze składanie nie będzie powodować zmian wyniku. Otrzymamy w ten sposób relację „nasyconą”  $\bar{\delta}_i^*$ . Powyższe rozumowanie prowadzi do następującej definicji.

Definicja 9

$$\bar{\delta}_i^* = \underbrace{\delta_i^* \circ \delta_i^* \circ \dots \circ \delta_i^*}_{k \text{ — razy}} = \delta_i^{*k}$$

gdzie  $k$  jest takie, że  $\delta_i^{*k} = \delta_i^{*k+1}$ .

\*) Oczywiście założenie, że składowe od pierwszej do  $i$ -tej są parami równe, a dalsze nie są równe, ma charakter przykładu — możliwe jest inne uporządkowanie.



Z przeprowadzonego rozumowania wynika, że każda „gałąź” relacji  $\delta_i^*$  kończy się stanem stabilnym. Prowadzi to do następującego wniosku.

*Wniosek 3*

$$\delta_i^{*j} = \delta_i^{*(j+1)} = \overline{\delta_i^*} \leftrightarrow \bigwedge \langle Q, Q' \rangle \in \delta_i^{*j} \vee \langle Q', Q'' \rangle \in \delta_i^{*l}$$

Asynchroniczny potencjalowy układ sekwencyjny może być częściowo scharakteryzowany przez podanie  $m$  relacji  $\overline{\delta_i^*}$  oraz  $m$  relacji  $\lambda_i$ .

Odpowiada to podaniu tablicy przepływu oraz macierzy  $Y$ .

Wprowadzone pojęcia umożliwiają podanie pewnej klasyfikacji zjawisk związanych z wyścigiem.

*Wniosek 4*

Zjawisko wyścigu nie występuje  $\leftrightarrow \delta_i^* = \delta_i$ .

*Wniosek 5*

Wyścig nie jest wyścigiem krytycznym  $\leftrightarrow \overline{\delta_i^*}$  jest relacją funkcyjną.

Może się zdarzyć, że układ nie osiąga stanu równowagi. Wtedy relacja „nasycona”  $\overline{\delta_i^*}$  nie istnieje. Mówi się wtedy, że występuje cykl zamknięty  $C_i$ .

*Definicja 10*

Cyklem zamkniętym relacji  $\delta_i$  nazywa się relację określoną w sposób następujący:

$$C_i = \{ \langle Q, Q' \rangle \in \delta_i \mid \langle Q', Q'' \rangle \in C_i \}$$

Analogicznie można zdefiniować cykl dla relacji  $\delta_i^*$ .

*Definicja 11*

Długością cyklu  $C_i$ , oznaczoną przez  $d(C_i)$ , nazywa się liczbę różnych od siebie par należących do  $C_i$ .

Z okresowego charakteru cyklu wynika wniosek następujący.

*Wniosek 6*

$$C_i^{n+d,k} = C_i^n$$

gdzie  $d = d(C_i)$ ,  $k, n = 0, 1, 2, \dots$

*Definicja 12*

Dojściem do cyklu  $C_i$  nazywa się relację  $D_i$

$$D_i = \{ \langle Q, Q' \rangle \in \delta_i \mid \langle Q', Q'' \rangle \in D_i \text{ oraz } \langle Q, Q^* \rangle \text{ oraz } \langle Q^*, Q^{**} \rangle \in C_i \}$$

Dla relacji  $E_i = D_i \cup C_i$  zachodzi następująca własność analogiczna do zawartej w wniosku 7.

*Wniosek 7*

$$E_i^{n+d,k} = E_i^n \quad \text{dla } n \geq e-1$$

gdzie  $d = d(C_i)$   $e = d(D_i)$

*Wniosek 8*

Jeżeli istnieje cykl zamknięty, to istnieją liczby  $l$  i  $l'$  ( $l < l'$ ) takie, że  $\delta_i^{*l} = \delta_i^{*l'}$ .

## Definicja 13

Relacje funkcyjne  $\delta_{i(1)}^*, \delta_{i(2)}^*, \dots, \delta_{i(k)}^* \subset \delta_i^*$  gdzie  $\delta_i^*$  jest relacją, nazywa się relacjami indukowanymi przez relację  $\delta_i^*$ .

Relacje funkcyjne indukowane przez relacje są więc relacjami „jednoznaczными”, będącymi podzbiorami relacji wieloznacznej.

4. ALGORYTM BADANIA RELACJI  $\delta_i$ 

A. Przypadek bez wyścigu:  $\delta_i^* = \delta_i$

a) przypadek bez cyklu:  $\delta_i$  istnieje

— wyznacza się  $\delta_i$ ,

b) przypadek z cyklem:  $\delta_i$  nie istnieje

— przedstawia się  $\delta_i$  w postaci

$$\delta_i = \delta_i' \cup C_i \cup D_i$$

— wyznacza się  $\delta_i'$

albo

— wyznacza się kolejno  $\delta_i, \delta_i^2, \delta_i^3, \dots$

— porównując  $\delta_i^j, \delta_i^{j+1}, \delta_i^{j+2}, \dots$

dla dostatecznie dużego  $j$  wyznacza się część stałą ( $\delta_i'$ ) oraz część zmienną cyklicznie, odpowiadającą  $E_i$ .

B. Przypadek z wyścigiem  $\delta_i^* \neq \delta_i$

— wyznacza się  $\delta_i^*$ ,

następnie

a) wyznacza się  $\delta_i^*$ ,

b) wyznacza się  $\delta_i^*$ , oraz  $C_i$  i  $D_i$

(jest to możliwe tylko w prostszych przypadkach)

albo

— wyznacza się relacje funkcyjne indukowane przez  $\delta_i^*$  i bada się je jak w A.

5. PRZYKŁAD BADANIA  $\delta_i$ 

Należy przeanalizować działanie układu o podanej macierzy  $Q$  i macierzy  $Y$  (tablica 1). Wektory  $Q$  mają tu po trzy składowe, wektory  $X$  po dwie składowe, wektory  $Y$  po jednej składowej. Wektory te oznaczono dla uproszczenia liczbami 0, 1, 2, 3, ... stosując naturalny kod binarny.

Tablica 1

	0	1	3	2	0	1	3	2
0	0	3	1	1	0	0	0	0
1	3	1	3	3	0	1	1	1
3	7	7	2	7	0	0	0	0
2	2	6	0	7	0	0	0	0
6	7	6	6	7	0	0	1	1
7	7	7	7	7	0	1	1	1
5	7	7	7	7	0	1	1	1
4	0	0	0	0	0	0	1	1

$$\delta_0 = \{\langle 00 \rangle, \langle 13 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 22 \rangle, \langle 67 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 40 \rangle\} = \delta_0^*$$

$$\delta_0^2 = \{\langle 00 \rangle, \langle 17 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 22 \rangle, \langle 67 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 40 \rangle\}$$

$$\delta_0^3 = \delta_0^2$$

a stąd  $\delta_0 = \delta^2$ .

Następnie

$$\delta_1 = \{\langle 03 \rangle, \langle 11 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 26 \rangle, \langle 66 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 40 \rangle\},$$

Parze  $\langle 03 \rangle \in \delta_1$  odpowiada  $\langle 000, 011 \rangle$ , a 000 i 011 ma różniące się dwie składowe. W celu otrzymania  $\delta_1^*$  należy, zgodnie z def. 8, do  $\delta_1$  dodać wszystkie pary postaci  $\langle 000, 0\alpha_2 \alpha_3 \rangle$  z wyłączeniem par  $\langle 000 000 \rangle$  i  $\langle 000 011 \rangle$ . Otrzymuje się więc dwie dodatkowe pary  $\langle 000 001 \rangle$  oraz  $\langle 000 010 \rangle$ , co odpowiada  $\langle 01 \rangle$  i  $\langle 02 \rangle$ .

Dalej

$$\delta_1^{*2} = \{\langle 01 \rangle, \langle 07 \rangle, \langle 06 \rangle, \langle 11 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 26 \rangle, \langle 66 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 41 \rangle, \langle 43 \rangle, \langle 42 \rangle\},$$

$$\delta_1^{*3} = \{\langle 01 \rangle, \langle 07 \rangle, \langle 06 \rangle, \langle 11 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 26 \rangle, \langle 66 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 41 \rangle, \langle 47 \rangle, \langle 46 \rangle\},$$

$$\delta_1^{*4} = \delta_1^{*3},$$

a stąd

$$\bar{\delta}_1^* = \delta_1^{*3}.$$

Zależność ta wynika także z wniosku 3 i może być stwierdzona bez wyznaczania  $\delta_1^4$ , zresztą podobnie jak w przypadku  $\delta_0$ . Relacje funkcyjne indukowane przez  $\delta_1^*$  mają postać:

$$\delta_{1(1)}^* = \delta_1; \delta_{1(2)}^* = \delta_1 - \{\langle 03 \rangle\} \cup \{\langle 01 \rangle\},$$

$$\delta_{1(3)}^* = \delta_1 - \{\langle 03 \rangle\} \cup \{\langle 02 \rangle\}.$$

Dalej otrzymuje się:

$$\delta_3 = \{\langle 01 \rangle, \langle 13 \rangle, \langle 32 \rangle, \langle 20 \rangle, \langle 66 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 40 \rangle\}$$

Zachodzi tu

$$\delta_3^* = \delta_3$$

$$C_3 = \{\langle 01 \rangle, \langle 13 \rangle, \langle 32 \rangle, \langle 20 \rangle\}, \quad d = 4$$

$$D_3 = \{\langle 40 \rangle\} \quad e = 1$$

Można łatwo sprawdzić słuszność wniosków 6 i 7.

$$\begin{aligned} \text{Dalej } \delta_3^{*'} &= \{\langle 66 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle\} = \delta_3^{*'} \\ \delta_2 &= \{\langle 01 \rangle, \langle 13 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 27 \rangle, \langle 67 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 40 \rangle\}; \\ \delta_2^* &= \delta_2 \cup \{\langle 23 \rangle, \langle 26 \rangle\}; \\ \delta_2^{*2} &= \{\langle 03 \rangle, \langle 17 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 27 \rangle, \langle 67 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 41 \rangle\}; \\ \delta_2^{*3} &= \{\langle 07 \rangle, \langle 17 \rangle, \langle 37 \rangle, \langle 27 \rangle, \langle 67 \rangle, \langle 77 \rangle, \langle 57 \rangle, \langle 43 \rangle\}; \\ \delta_2^{*4} &= \delta_2^{*3} - \{\langle 43 \rangle\} \cup \{\langle 47 \rangle\} = \delta_2^*; \\ \delta_2^* &= \text{jest relacją funkcyjną, a więc wyścig jest niekrytyczny.} \end{aligned}$$

## 6. PRZEJŚCIE OD UKŁADU SEKWENCYJNEGO DO AUTOMATU

Na zakończenie należy rozważyć problem przejścia od asynchronicznego potencjalowego układu sekwencyjnego do automatu. Między układem sekwencyjnym a automatem rozumianymi tak, jak to przyjęto w niniejszym artykule (a także w [2]), istnieją dwie różnice. Różnica pierwsza — mniej istotna — polega na tym, że w opisie układu sekwencyjnego posługujemy się na ogół wektorami, a w opisie automatu — symbolami abstrakcyjnymi. Różnica druga — bardziej istotna — polega na tym, że automat opisuje zachowanie się odpowiadającego mu układu sekwencyjnego jedynie w przybliżeniu — tylko między stanami stabilnymi.

Rozważany układ sekwencyjny opisany jest relacjami, które mogą nie być relacjami funkcyjnymi. Przyjęta definicja automatu musi być także oparta na relacjach. Z drugiej strony stan następny i litera wyjściowa są w rozważanym przypadku związane ze sobą. Dlatego nie można operować dwiema relacjami niezależnie. Wobec tego przyjmujemy następującą definicję automatu.

Definicja 14

Automatem nazywa się czwórkę uporządkowaną

$$\langle X, S, Y, \Delta \rangle$$

gdzie  $X, S, Y$  są odpowiednio zbiorami liter wejściowych, stanów wewnętrznych, liter wyjściowych, a  $\Delta$  — relacją przejść — wyjść:

$$\Delta \subset X \times S \times S \times Y$$

Relacja  $\Delta$  jest więc zbiorem czwórek postaci  $\langle x, s, s', y \rangle$ , gdzie  $x$  jest literą wejściową,  $s$  — stanem wewnętrznym obecnym,  $s'$  — stanem wewnętrznym następnym,  $y$  — literą wyjściową.

Definicja 15

$$\Delta_i = \{\langle s, s', y \rangle \mid \langle x_i, s, s', y \rangle \in \Delta\}$$

W celu przejścia od układu sekwencyjnego do automatu niezbędne jest wprowadzenie definicji zbioru stanów stabilnych układu sekwencyjnego, przekątnej tego zbioru oraz definicji zmodyfikowanej w pewien sposób relacji  $\delta_i^*$ .



Definicja 16

$$\{Q_s\} = \{Q \in \{Q\} \mid Q \text{ stan stabilny}\}$$

Definicja 17

$$I_{\{Q_s\}} = \{\langle Q_{s_1}, Q_{s_2} \rangle \mid \langle Q_{s_1} = Q_{s_2} \in \{Q_s\}\}$$

Definicja 18

$$\bar{\delta}_i^* \text{ stab} = I_{\{Q_s\}} \circ \bar{\delta}_i^*$$

Jak wiemy z poprzednich rozważań, gałęzie relacji  $\bar{\delta}_i^*$  kończą się stanami stabilnymi. Relacja zmodyfikowana  $\bar{\delta}_i^* \text{ stab}$  charakteryzuje się tym, że gałęzie jej zaczynają się także od stanów stabilnych.

Definicja 19

Mówi się, że automat modeluje układ sekwencyjny bez cykli zamkniętych<sup>\*)</sup>, jeżeli istnieją trzy funkcje  $f_1, f_2, f_3$ , będące bijakcjami

$$f_1 : \{X\} \rightarrow X$$

$$f_2 : \{Q_s\} \rightarrow S$$

$$f_3 : \{Y\} \rightarrow Y$$

oraz

$$\Delta_i = \{\langle s, s', y \rangle \mid \langle f_2^{-1}(s), f_2^{-1}(s') \rangle \in \bar{\delta}_i^* \text{ stab} \text{ oraz } \langle f_2^{-1}(s'), f_3^{-1}(y) \rangle \in \lambda_i\}$$

W celu wyznaczenia automatu modelującego dany układ sekwencyjny należy więc wprowadzić wzajemnie jednoznaczne odpowiedniości między odpowiednimi zbiorami układu sekwencyjnego i automatu oraz wyznaczyć „część przejść” relacji  $\Delta_1$ , zgodnie z  $\bar{\delta}_i^* \text{ stab}$ , oraz „część wyjść” relacji  $\Delta_i$ , zgodnie z  $\Delta_i$ . Oczywiście  $f_2^{-1}(s)$ ,  $f_2^{-1}(s')$ ,  $f_3^{-1}(y)$  oznaczają odpowiednio przeciwobrazy stanu bieżącego  $s$ , stanu następnego  $s'$  oraz litery wyjściowej  $y$ , a więc wektory  $Q$ ,  $Q'$ ,  $Y$ , którym funkcje  $f_2$  i  $f_3$  przyporządkowują odpowiednio  $s$ ,  $s'$ ,  $y$ .

Pewnego komentarza wymaga jeszcze sposób wyznaczania „części wyjść” relacji  $\Delta_i$ . Występuje tam mianowicie  $f_2^{-1}(s')$ , a nie  $f_2^{-1}(s)$ , co wydawałoby się może bardziej logiczne. Wynika to z dążenia, aby litery wyjściowe, występujące w stanach stabilnych automatu Mealyego, były takie same, jak w automacie Moore'a.

Przykład

Dla przykładu rozważanego poprzednio mamy:

$$\{Q_s\} = \{0, 1, 2, 6, 7\}$$

$$I_{\{Q_s\}} = \{\langle 00 \rangle, \langle 11 \rangle, \langle 22 \rangle, \langle 66 \rangle, \langle 77 \rangle\}$$

Zakładając  $X = \{X\}$ ,  $S = \{Q_s\}$ ,  $Y = \{Y\}$  można następnie napisać:

$$\bar{\delta}_0^* \text{ stab} = \{\langle 00 \rangle, \langle 17 \rangle, \langle 22 \rangle, \langle 67 \rangle, \langle 77 \rangle\};$$

$$\Delta_0 = \{\langle 000 \rangle, \langle 170 \rangle, \langle 220 \rangle, \langle 670 \rangle, \langle 770 \rangle\};$$

$$\bar{\delta}_1^* \text{ stab} = \{\langle 01 \rangle, \langle 06 \rangle, \langle 07 \rangle, \langle 11 \rangle, \langle 26 \rangle, \langle 66 \rangle, \langle 77 \rangle\};$$

<sup>\*)</sup> Rozważamy tu jedynie przypadek bez cykli.



$$\Delta_1 = \{\langle 011 \rangle, \langle 060 \rangle, \langle 071 \rangle, \langle 111 \rangle, \langle 260 \rangle, \langle 660 \rangle, \langle 771 \rangle\};$$

$$\delta_{2 \text{ stab}}^* = \{\langle 07 \rangle, \langle 17 \rangle, \langle 27 \rangle, \langle 67 \rangle, \langle 77 \rangle\};$$

$$\Delta_2 = \{\langle 071 \rangle, \langle 171 \rangle, \langle 271 \rangle, \langle 671 \rangle, \langle 771 \rangle\}.$$

Nie rozważamy tu  $\Delta_3$  wobec założenia o braku cykli zamkniętych. Oczywiście, każdy automat izomorficzny z otrzymanym również reprezentuje rozważany układ sekwencyjny.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Krieger M.: Basic Switching Circuit Theory, New York — London: The Macmillan Co. 1967
2. Majewski W.: Układy logiczne, Warszawa WNT 1974.

*B. Маевски*

#### МЕТОД АНАЛИЗА АСИНХРОННЫХ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ СЕКВЕНЦИОННЫХ СХЕМ

##### Резюме

Статья представляет собой формализованный метод анализа асинхронных потенциальных логических схем. Подана математическая модель логической схемы. Представлен математический метод описи явлений, происходящих в асинхронной логической схеме, основанный на теории отношений. Метод этот использовано для определения алгоритмов, обеспечивающих испытание работы схемы.

Подана дефиниция автомата и способ перехода от логической схемы к автомату. Представлено пример анализа логической схемы.

*W. Majewski*

#### A METHOD OF ANALYSING ASYNCHRONOUS POTENTIAL SEQUENTIAL CIRCUITS

##### Summary

The paper presents a formalized method of analysing the asynchronous potential logic circuits. A mathematical pattern of logic circuits has been given as well as a mathematical method of presenting the phenomena in an asynchronous logic circuit based upon the relation theory. The method has been employed for presenting the algorithms allowing to study the functioning of the circuit.

A modified definition of the automaton is given, as well as the manner of transition from the logic circuit to the automaton.

An example of analysing logic circuits has been presented.

*W. Majewski*

## METHODE D'ANALYSE DES CIRCUITS POTENTIELS SEQUENTIELS ASYNCHRONES

### Résumé

On propose une méthode formalisée d'analyse des circuits logiques potentiels asynchrones. Un modèle mathématique du circuit logique est donné. Une méthode de description mathématique des phénomènes apparaissant dans le circuit logique asynchrone, basée sur la théorie de relation est mise en évidence. On a profité de cette méthode pour désigner les algorithmes afin de contrôler le travail du circuit. Une définition modifiée d'un automate est présentée ainsi que le mode de transition du circuit logique à l'automate. Enfin un exemple mathématique du circuit logique est donné.

*W. Majewski*

## METHODE DER ANALYSE DER ASYNCHRONEN POTENTIALSEQUENZSCHALTUNGEN

### Zusammenfassung

In dem Artikel wurde eine formalisierte Methode der Analyse der asynchronen, logischen Potentialschaltungen dargestellt.

Es wurde ein mathematisches Modell der logischen Schaltung gegeben. Es wurde die auf Relationstheorie basierte Methode der mathematischen Beschreibung der Erscheinungen dargestellt, die in asynchroner, logischer Schaltung durchlaufen.

Die Methode wurde bei der Formulierung der Algorithmen ausgenutzt, die Arbeitsprüfung der Schaltung ermöglichen.

Es wurde die modifizierte Definition des Automates und die Übergangsweise von logischer Schaltung zum Automat gegeben.

Es wurde ein Beispiel der Analyse der logischen Schaltung dargestellt.

Stanisław Brynda  
Andrzej Dusiński

681.3:621.371.378

## PROGNOZOWANIE MAKSYMALNYCH I OPTYMALNYCH CZĘSTOTLIWOŚCI ŁĄCZA KRÓTKOFALOWEGO ZA POMOCĄ ELEKTRONICZNYCH MASZYN CYFROWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dn. 17.II.1975 r.

W artykule przedstawiono program obliczeń maksymalnych i optymalnych częstotliwości łącza krótkofalowego oraz optymalnego kąta elewacji anten nadajnika i odbiornika za pomocą elektronicznej maszyny cyfrowej. Program wykorzystuje w obliczeniach mapy numeryczne częstotliwości krytycznej  $f_oF_2$  i współczynnika propagacji  $M(3000)F_2$ . Program ten umożliwia również określenie wartości innych parametrów propagacyjno-operacyjnych obliczanego łącza krótkofalowego. Artykuł zawiera również opisy podprogramów wykorzystywanych w programie, które w związku z posiadaniem pewnych cech uniwersalności tworzą zapisaną na taśmie magnetycznej bibliotekę podprogramów i mogą być wykorzystane w innych programach obliczeń propagacyjnych.

### 1. WSTĘP

Do wyznaczania parametrów operacyjnych i eksploatacyjnych łączy krótkofalowych, zwanego prognozowaniem propagacji jonosferycznej, wymagane jest w coraz większym stopniu stosowanie elektronicznych maszyn cyfrowych (emc). Związane to jest z opracowaniem coraz dokładniejszych algorytmów obliczeniowych i przetwarzaniem dużych zbiorów danych statystycznych, zawierających informacje o naturze zjawisk fizycznych, zachodzących w jonosferze [1, 2].

Tradycyjne metody wyznaczania parametrów propagacyjnych łączności krótkofalowej, zalecane przez CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications), są udoskonalane i przystosowywane do obliczeń za pomocą emc. Dotychczas opracowano, głównie w USA i ZSRR, pewną liczbę programów z tej dziedziny, z których część jest rozpowszechniona przez CCIR.

W Polsce, w Instytucie Łączności podjęto również próbę opracowania programów dla sporządzania prognoz jonosferycznych. Próbę tę podjęto ze względu na niemożliwość bezpośredniego wykorzystania programów CCIR, wynikającą wówczas głównie z niejednorodności sprzętu informatycznego, stosowanego za granicą i w Polsce.



Artykuł podaje ogólne informacje o pierwszym opracowanym w Polsce programie z zakresu sporządzania prognoz jonosferycznych, przedstawia wykorzystane w programie metody obliczeń oraz charakterystyki eksploatacyjne programu i informacje o merytorycznych zasadach użytkowania programu, który jest jednocześnie pierwszym programem z serii programów dotyczących kompleksowych obliczeń tras krótkofalowej łączności jonosferycznej.

Wspomniany program ma nazwę MUFO i powstał z myślą o prognozowaniu maksymalnej częstotliwości użytecznej — MUF (Maximum Usable Frequency) oraz optymalnej częstotliwości roboczej — FOT (Fréquence Optimum de Trafik) w określonych porach roku i doby dla żądanej relacji krótkofalowej. Został on opracowany w Zakładzie Propagacji Fal Radiowych Instytutu Łączności, przy współpracy z Resortowym Ośrodkiem Elektronicznego Przetwarzania Danych, i powstał na podstawie metod obliczeniowych opublikowanych przez CCIR [3, 4, 5]. Program jest napisany w języku programowania FORTRAN i może być realizowany na emc serii CDRA 1300.

Dodatkowym źródłem informacji pomocnych przy opracowywaniu programu MUFO były programy opublikowane i rozpowszechniane przez CCIR, a przeznaczone do długoterminowego prognozowania propagacji fal krótkich. Mowa tu o programach HEMLOSS i HEMUFES, opracowanych w USA, przeznaczonych do wyznaczania parametrów operacyjnych i eksploatacyjnych łącz krótkofalowych. Programy te wykorzystują w obliczeniach mapy numeryczne charakterystyk jonosfery, których podstawową część stanowią tablice współczynników numerycznych [6].

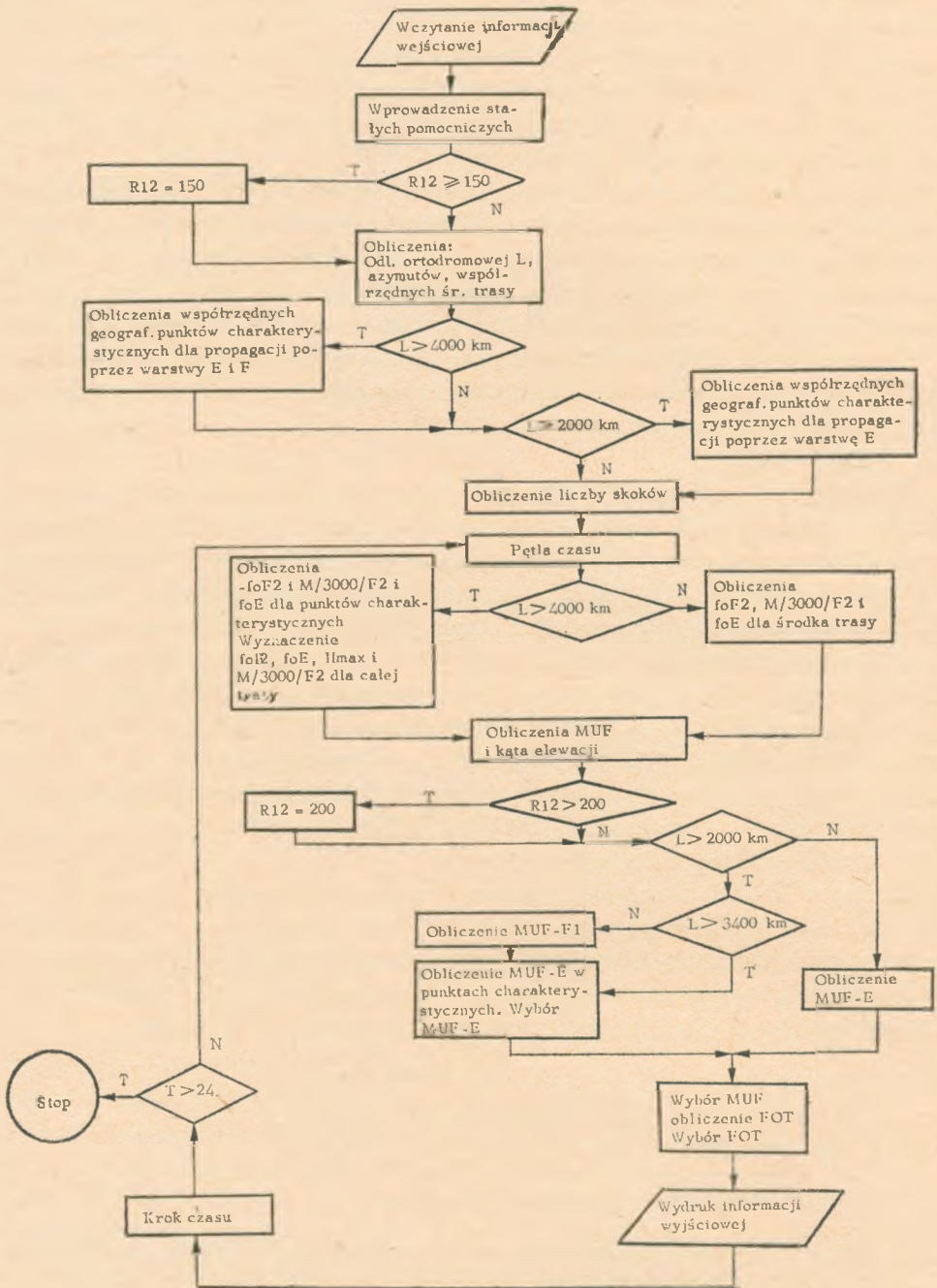
W programie MUFO nie uwzględniono pełnego zbioru map numerycznych charakterystyk jonosfery, wykorzystywanych we wspomnianych programach CCIR. Wykorzystano jedynie mapy numeryczne częstotliwości krytycznej foF2 warstwy F2 oraz współczynnika propagacji M(3000)F2 [3]. Tablice współczynników numerycznych zostały zapisane na taśmie magnetycznej.

Program MUFO uwzględnia w swoich obliczeniach wpływy pojawiania się warstw E i F1 w zależności od pór roku i doby, m.in. opóźniający wpływ tej pierwszej na rozchodzenie się fal radiowych przy propagacji przez warstwę F2, natomiast nie uwzględnia stanów zaburzonych jonosfery. Obliczenia dotyczą propagacji przez każdą z warstw E, F1 i F2, bez uwzględniania propagacji mieszanej.

## 2. OPIS PROGRAMU MUFO

### 2.1. Struktura programu i schemat funkcjonalny

Program MUFO składa się z programu głównego MASTER i szeregu podprogramów. Większość obliczeń związanych z wyznaczaniem parametrów, dotyczących określenia wynikowych wartości MUF i FOT, jest realizowana w podprogramach, natomiast w programie głównym wykonywane są obliczenia pomocnicze oraz wyznaczone



Rys. 1. Schemat funkcjonalny programu MUFO



są końcowe wartości parametrów wyjściowych. W programie głównym znajdują się instrukcje sterujące wyborem właściwych kroków obliczeniowych w zależności od danych wejściowych, charakteryzujących obliczane łącze i czas, dla którego będą wykonywane obliczenia.

Podprogramy zaś zawierają, oprócz powtarzalnych elementów obliczeń, również takie, które mają charakter uniwersalny i mogą być wykorzystywane w innych programach. Z myślą właśnie o tym utworzono zapisaną na taśmie magnetycznej bibliotekę tych podprogramów. W artykule nie przedstawiono sposobu korzystania z tych podprogramów, dokładne bowiem informacje o tym można znaleźć w [7]. Tutaj podano tylko nazwy podprogramów, ich funkcje oraz wykorzystane metody obliczeń.

Przedstawiona struktura programu umożliwia szybką jego aktualizację przez zmiany w odpowiednich podprogramach lub przez dołączenie nowych podprogramów.

Działanie programu MUFO rozpoczyna się od wczytania danych sterujących i wejściowych. Z punktu widzenia przeprowadzanych obliczeń istotne są te drugie, o czym już wspomniano. Zawierają bowiem informacje dotyczące współrzędnych geograficznych nadajnika i odbiornika, pór roku i doby oraz spodziewanych dla nich warunków aktywności słonecznej.

Działanie programu MUFO ilustruje jego schemat funkcjonalny przedstawiony na rys. 1. Składa się ono z dwóch etapów. Pierwszy zawiera obliczenia pomocnicze, dotyczące wyznaczania danych geograficznych i geometrycznych obliczanej trasy propagacji, oraz obliczenia związane z ustaleniem pewnych stałych wartości, potrzebnych w dalszych obliczeniach. Drugi etap dotyczy obliczeń parametrów jonosferycznych. Obliczenia te są wykonywane w pętli czasowej, której górnym ograniczeniem jest godzina dwudziesta czwarta czasu uniwersalnego UT.

Głównymi produktami działania programu MUFO są wartości parametrów propagacyjnych MUF i FOT oraz wartość związanego z nimi parametru operacyjnego — optymalnego kąta elewacji anten. Obliczenia ostatniego parametru są przeprowadzane tylko w przypadku propagacji poprzez warstwę F2. Ponadto program MUFO umożliwia uzyskanie dla określonych punktów charakterystycznych takich wartości parametrów jonosferycznych, jak: częstotliwości krytycznej foF2 warstwy F2, współczynnika propagacji M (3000) F2, częstotliwości krytycznej foE warstwy E, wysokości maksymalnej gęstości jonizacji  $H_{\max}F_2$  w warstwie F2, wysokości pozorowanej  $h'F_2$  i podstawy hoF2 warstwy F2, jej półgrubości  $y_mF_2$  oraz innych parametrów, jak inklinacji magnetycznej I, kąta zenitalnego i czasu lokalnego.

## 2.2. Obliczenia pomocnicze

Obliczenia pomocnicze przystosowują dane wejściowe do wymagań programu oraz dostarczają danych, dotyczących takich parametrów, jak: długość ortodromowa trasy, azymuty i współrzędne geograficzne punktów charakterystycznych

trasy propagacji. Większość tych obliczeń jest przeprowadzana w dwóch podprogramach: AZYM ORTODR i WST.

Pierwszy z nich pozwala na obliczanie odległości ortodromowej między dwoma punktami Ziemi: N-nadajnikiem i O-odbiornikiem o współrzędnych odpowiednio  $(\lambda_N, \theta_N)$  i  $(\lambda_0, \theta_0)$  oraz na obliczenie azymutów kierunków N-O i O-N.

Obliczenie odległości ortodromowej, wyrażonej w mierze kątowej, wykonywane jest według następującej zależności:

$$d = \arccos [\sin \lambda_N \sin \lambda_0 + \cos \lambda_N \cos \lambda_0 \cos (\theta_N - \theta_0)] \quad (2.1)$$

gdzie:

$\lambda$  — szerokość geograficzna o wartościach z przedziału  $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ ,

$\theta$  — długość geograficzna o wartościach z przedziału  $(0, 2\pi)$ .

Obliczenia azymutów przebiegają zgodnie z zależnościami, wynikającymi z praw geometrii sferycznej:

dla kierunku N-O

$$d_{NO} = \arccos \frac{\sin \lambda_0 - \sin \lambda_N \cos d}{\cos \lambda_N \sin d} \quad (2.2)$$

dla kierunku O-N

$$d_{ON} = \arccos \frac{\sin \lambda_N - \sin \lambda_0 \cos d}{\cos \lambda_0 \sin d} \quad (2.3)$$

Drugi podprogram WST pozwala wyznaczyć współrzędne geograficzne punktu  $(\lambda_s, \theta_s)$  znajdującego się na Ziemi, jeśli znane są: odległość  $b$  poszukiwanego punktu od danego punktu o współrzędnych  $(\lambda_1, \theta_1)$  oraz długość geograficzna  $\theta_2$  dowolnego punktu, znajdującego się na wybranym kierunku o azymucie  $d_{12}$  przy założeniu, że  $|\theta_1 - \theta_2| < \pi$ . W przypadku gdy wartość  $\theta_2$  spełnia nierówność  $|\theta_1 - \theta_2| \geq 0$ , program wyznacza współrzędne punktu znajdującego się na krótszym odcinku ortodromy pomiędzy długościami geograficznymi  $\theta_1$  i  $\theta_2$ . Taki przypadek ma miejsce przy obliczeniach punktów charakterystycznych trasy propagacji. Wówczas  $\theta_2$  jest długością geograficzną odbiornika. Obliczenia te przebiegają według następujących zależności:

$$\lambda_s = \frac{\pi}{2} - \arccos (\cos b \sin \lambda_1 + \sin b \cos \lambda_1 \cos d_{12}) \quad (2.4)$$

$$\theta_s \begin{cases} \theta' & \text{dla } \theta' \in [0, 2\pi] \\ \theta' + 2\pi & \text{dla } \theta' < 0 \\ \theta' - 2\pi & \text{dla } \theta' > 2\pi \end{cases} \quad (2.5)$$

gdzie\*):

\*)  $\text{sign}(x)$  — funkcja o wartościach całkowitych, określona w przedziale  $(-\infty, +\infty)$ :

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1, & \text{jeżeli } x > 0 \\ 0, & \text{jeżeli } x = 0 \\ -1, & \text{jeżeli } x < 0 \end{cases} \quad (2.7a)$$

$$\theta' = \theta_1 + a \arccos \frac{\cos b - \sin \lambda_s \sin \lambda_1}{\cos \lambda_s \cos \lambda_1} \quad (2.6)$$

$$a = \begin{cases} \text{sign}(\Delta\theta) \text{sign}(\Delta\theta - \pi) & \text{dla } \Delta\theta \neq 0 \text{ lub } \Delta\theta - \pi \neq 0 \\ 0 & \text{dla } \Delta\theta = 0 \\ -1 & \text{dla } \Delta\theta - \pi = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2. \quad (2.8)$$

Wyznaczanie odpowiednich punktów charakterystycznych zależy od warstwy, przez którą ma się odbywać propagacja, i od długości trasy propagacji zwanej inaczej ortodromową. W związku z tym wprowadzono dwie klasyfikacje długości tras propagacji. Pierwsza dotyczy obliczeń MUF-E, MUF-F1, foF2 i M(3000)F2 i będzie szczegółowo omówiona w następnym rozdziale. Druga dotyczy obliczeń MUF-F2 i kąta elewacji. Długości tras zostały podzielone na kilka przedziałów, których granice stanowią wielokrotności 5000 km. O przynależności do odpowiedniego przedziału decyduje wartość współczynnika  $p$ , zdefiniowanego jako wartość funkcji entier<sup>\*)</sup> ze stosunku długości trasy propagacji  $l$  do 5000:

$$p = E \left[ \frac{l}{5000} \right] \quad (2.9)$$

Z praktycznego punktu widzenia obliczeń MUF-F2 i kąta elewacji najważniejszą rolę odgrywa obliczeniowa długość skoku trasy propagacji, wyrażona następującą zależnością:

$$d' = \frac{d}{p+1} \quad (2.10)$$

gdzie  $d$  jest rzeczywistą długością trasy propagacji, wyrażoną w radianach.

### 2.3. Obliczenia parametrów propagacyjnych

Obliczenia spodziewanych wartości parametrów propagacyjnych zależą od złożonej drogi fal radiowych w jonosferze. Przy rozważaniu propagacji przez warstwę E i F1 wykorzystano do obliczeń metody przedstawione w sprawozdaniu CCIR [3, 5]. Ponieważ metoda obliczeń MUF przy propagacji przez warstwę E jest przedstawiona w [3] postaci nomogramów, wymagało to przeprowadzenia odpowiednich zabiegów numerycznych w celu przystosowania tej metody do obliczeń na emc.

Obliczenia parametrów propagacji przez warstwę F2 wykorzystują wspomniane we wstępie mapy numeryczne, wymaganą zaś w tych obliczeniach wartość inklinacji magnetycznej wyznacza się analitycznie.

<sup>\*)</sup>  $E(x)$  — funkcja o wartościach całkowitych, zdefiniowana jako największa liczba całkowita  $n$ , spełniająca warunek  $n \leq x$ , np.  $E(1,5) = 1$ .



Sposoby wyznaczenia wartości MUF zależą nie tylko od drogi fal radiowych w jonosferze, lecz także od długości trasy. Dotyczy to zwłaszcza propagacji przez warstwy E i F2, ponieważ obliczenia parametrów propagacji przez warstwę F<sub>1</sub> są wykonane dla tras o długościach  $l$  z przedziału od 2000 do 3400 km. Obliczenia MUF w odniesieniu do warstwy F1 są realizowane w podprogramie MF1.

W przypadku obliczeń propagacyjnych przez warstwę E rozróżnia się trzy przedziały długości tras: do 2000 km, od 2000 do 4000 km i powyżej 4000 km. W przypadku tras o długościach z pierwszego przedziału obliczenia wykonuje się dla środkowego punktu trasy, natomiast w przypadku tras o długościach należących do dwóch pozostałych przedziałów obliczenia MUF przeprowadza się dla dwóch punktów charakterystycznych. Wartość ostateczna MUF dla warstwy E jest wówczas mniejsza z tych dwóch wartości.

Wybór punktów charakterystycznych, przeprowadzany w ramach obliczeń pomocniczych, dotyczy tylko tras o długościach z przedziałów drugiego i trzeciego. W przypadku tras o długościach z przedziału drugiego punkty charakterystyczne są odległe od końców trasy o  $\frac{L}{4}$ , natomiast dla tras o długościach z przedziału trzeciego są one ustalane w punktach odległych od krańców trasy o 1000 km. Wyznaczenie MUF w przypadku propagacji przez warstwę E jest realizowane w podprogramie EMUFE1

W przypadku propagacji przez warstwę F2 rozróżnia się tylko dwa przedziały długości tras, a mianowicie do 4000 km i powyżej 4000 km. Co się tyczy tras o długościach z przedziału pierwszego, obliczenia są przeprowadzane tylko dla środka trasy, natomiast w przypadku długości z przedziału drugiego obliczenia są wykonywane dla dwóch punktów charakterystycznych, odległych od krańców trasy o 2000 km. Należy zaznaczyć, że chodzi tu o obliczenia foF2, M(3000)F2,  $H_{\max F2}$ ,  $y_{\min F2}$ , foE i częstotliwości żyromagnetycznej  $f_H$ . Obliczenia MUF-F2 są przeprowadzane na wartościach wypadkowych tych parametrów.

Obliczenia parametrów M(3000)F2 i foF2 dla dowolnego punktu charakterystycznego przebiegają zgodnie z następującym schematem:

1. Obliczenie wartości inklinacji magnetycznej dla wysokości 300 km — podprogram MAGFIN.

2. Wyznaczanie z map numerycznych wartości współczynnika M(3000)F2 — podprogramy FG i FOM.

3. Obliczenie wysokości maksymalnej jonizacji w warstwie F2 według wzoru Shimazaki:

$$H_{\max F2} = \frac{1490}{M(3000)F2} - 176 \quad (2.11)$$

4. Obliczenie inklinacji magnetycznej dla wysokości  $H_{\max F2}$  — podprogram MAGFIN.

5. Obliczenie wartości foF2 z map numerycznych — podprogramy FG i FOM.

6. Wyznaczenie wartości składowej nadzwyczajnej warstwy F2, zgodnie z zależnością:

$$f_x F2 = foF2 + \frac{f_H}{2} \quad (2.12)$$

$$\text{gdzie } f_H = 2,8 \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2} \quad (2.13)$$

przy czym  $X, Y, Z$  są składowymi pola magnetycznego Ziemi, wyznaczanymi w podprogramie MAGFIN.

Jak wynika z powyższego schematu, wyznaczanie parametrów M(3000)F2 i foF2 przebiega podobnie. Wykorzystywane są te same podprogramy, natomiast różnią się wykorzystywane tablice współczynników numerycznych.

Określenie wartości parametrów foE i  $y_{mF2}$ , potrzebnych do wyznaczenia MUF-F2, następuje odpowiednio w podprogramach EMUFE1 i HMYF.

W celu wyznaczenia wartości MUF-F2 dla tras dłuższych niż 4000 km wybierane są najmniejsze wartości  $f_x F2$  i foE i obliczane są średnie arytmetyczne wartości  $H_{\max F2}$  i  $y_{mF2}$ . Uwzględnia się również opóźnienie powstałe w warstwie E. Opóźnienie to nie zależy od długości trasy i obliczane jest według następującego wzoru:

$$H'_{\max F2} = H_{\max F2} - \Delta h \quad (2.14)$$

gdzie

$$\Delta h = \left( z \ln \frac{z+1}{z-1} - 2 \right) y_{mE} \quad (2.15)$$

$$z = \frac{0,834 foF2}{foE} \quad (2.16)$$

$y_{mE} = 20$  km — półgrubość warstwy E.

Wyznaczanie wartości MUF-F2 następuje w podprogramie BEMUF1, który powstał w wyniku modyfikacji podprogramu występującego pod podobną nazwą w programach CCIR.

Określenie wartości MUF dla danej trasy propagacji następuje w wyniku operacji znalezienia największej wartości spośród trzech wartości MUF-E, MUF-F1, i MUF-F2, jeśli dwie pierwsze istnieją. W programie przewidziano możliwość wyprowadzenia tych trzech wartości w postaci informacji wyjściowej na drukarce wierszowej.

Przedstawiony sposób określenia MUF dla tras propagacji dłuższych niż 4000 km jest konsekwencją upraszczającego założenia propagacji fal radiowych przez jedną z występujących warstw oraz jest zgodny ze sposobem wykorzystywanym we wspomnianych we wstępie programach CCIR.

Wartość parametru FOT dla danej trasy jest również określana jako największa spośród trzech wartości obliczonych dla propagacji przez każdą z trzech warstw.



Dla każdej z tych warstw wartość FOT jest określana również według następujących zależności:

$$\text{FOT-E} = \text{MUF-E} \quad (2.17)$$

$$\text{FOT-F1} = 0,95 \text{ MUF-F1} \quad (2.18)$$

$$\text{FOT-F2} = 0,85 \text{ MUF-F2} \quad (2.19)$$

### 3. METODA OBLICZEŃ MUF-F2

#### 3.1. Obliczenia inklinacji magnetycznej

W obliczeniach parametrów jonosferycznych jest wykorzystywana tzw. zmodyfikowana inklinacja magnetyczna, obliczana według następującej zależności:

$$I = \text{arc tg} \left( \text{arc tg} \frac{-Z}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \right) \quad (3.1)$$

gdzie

$$X = \sum_{n=1}^6 \sum_{m=0}^n x_n^m [g_n^m \cos(m\theta) + h_n^m \sin(m\theta)] R^{n+2} \quad (3.2)$$

$$Y = \sum_{n=1}^6 \sum_{m=0}^n y_n^m [g_n^m \sin(m\theta) - h_n^m \cos(m\theta)] R^{n+2} \quad (3.3)$$

$$Z = \sum_{n=1}^6 \sum_{m=0}^n z_n^m [g_n^m \cos(m\theta) - h_n^m \sin(m\theta)] R^{n+2} \quad (3.4)$$

przy czym

$$x_n^m = \frac{d}{d\varphi} P_{n,m}(\cos \varphi) \quad (3.5)$$

$$y_n^m = \frac{m P_{n,m}(\cos \varphi)}{\sin \varphi} \quad (3.6)$$

$$z_n^m = -(n+1) P_{n,m}(\cos \varphi) \quad (3.7)$$

$$\varphi = \pi - \lambda \quad (3.8)$$

gdzie:

$\lambda$  — szerokość geograficzna punktu,

$\theta$  — długość geograficzna punktu,

$$R = \frac{r_0}{r_0 + h}, \quad (3.9)$$

$r_0 = 6371,2$  km — promień Ziemi,

$h$  — wysokość warstwy nad poziomem morza,

$P_{n,m}(\cos \varphi)$  — funkcja Legendre'a zdefiniowana w następujący sposób:

$$P_{n,m}(\cos \varphi) = \sin^m \varphi \left( \cos^{n-m} \varphi - \frac{(n-m)(n-m-1)}{2(2n-1)} \cos^{n-m-2} \varphi + \right. \\ \left. - \frac{(n-m)(n-m-1)(n-m-2)(n-m-3)}{2 \cdot 4(2n-1)(2n-3)} \cos^{n-m-4} \varphi - \dots \right) \quad (3.10)$$

$g_n^m, h_n^m$  — współczynniki pola magnetycznego Ziemi, których wartości wykorzystane w programie MUFO przedstawia tablica 3.1, pochodzą z analizy pola magnetycznego epoki 1960 [10].

Tablica 3.1.

Wartość współczynników  $g_n^m, h_n^m$ 

$n$	$m$	$g_n^m$	$h_n^m$	$n$	$m$	$g_n^m$	$h_n^m$
1	0	30411,2	—	5	0	1625,6	—
1	1	2147,4	-5798,9	5	1	-3440,7	-79,6
2	0	2403,5	—	5	2	-1944,7	-200,0
2	1	-5135,3	3312,4	5	3	-60,8	459,7
2	2	-1338,1	-157,9	5	4	277,5	242,1
3	0	-3151,8	—	5	5	69,7	-121,8
3	1	6213,0	1487,0	6	0	-1952,2	—
3	2	-2489,8	-407,5	6	1	-485,3	-575,8
3	3	-649,6	21,0	6	2	321,2	-873,5
4	0	-4179,4	—	6	3	2141,3	-340,6
4	1	-4529,8	-1182,2	6	4	105,1	-11,8
4	2	-2179,5	1000,6	6	5	22,7	-111,6
4	3	700,8	43,0	6	6	111,5	-32,5
4	4	-204,4	138,5				

Obliczenia inklinacji magnetycznej są przeprowadzane w podprogramie MAGFIN, który powstał w wyniku modyfikacji podprogramu o tej samej nazwie, występującego w programach CCIR.

### 3.2. Obliczenia M/3000/F2 i foF2

Obliczenia M (3000) F2 i foF2 dla danego punktu charakterystycznego o współrzędnych  $(\lambda, \theta)$  w określonym czasie  $T$  i współczynnika aktywności słonecznej  $R_{12}$  przebiegają, jak już wcześniej wspomniano, w sposób identyczny. Ich wartości są określone według następującej zależności:

$$f = f_0 + 0,01 (f_{100} - f_0) R_{12} \quad (3.11)$$

gdzie

$$f = M(3000)F2 \text{ lub } foF2,$$

$$f_0 = \Omega(\lambda, \theta, T) \text{ dla } R_{12} = 0,$$

$$f_{100} = \Omega(\lambda, \theta, T) \text{ dla } R_{12} = 100,$$

natomiast  $\Omega(\lambda, \theta, T)$  są wartościami wyznaczonymi z mapy numerycznej danego parametru jonosfery M(3000) lub foF2 według następującej zależności [6]:

$$\Omega(\lambda, \theta, T) = \sum_{k=0}^K D_k(T) G_k(\lambda, \theta) \quad (3.12)$$

gdzie:

$$D_k(T) = U_{0,k} + \sum_{j=1}^H [U_{2j,k} \cos(jT) + U_{2j-1,k} \sin(jT)] \quad (3.13)$$

$G_k$  — funkcja współrzędnych geograficznych [1,5],

$U_{s,k}$  — tablica współczynników numerycznych ( $s = 0, 1, \dots, 2H+1; k = 0, 1, \dots, \dots, K$ ),

$H$  i  $K$  — liczby związane z analizą Fouriera, przeprowadzaną przy tworzeniu map numerycznych.

Obliczenia M(3000)F2 i foF2 są wykonywane w dwóch podprogramach FG i FOM. Pierwszy z nich służy do obliczeń wartości funkcji współrzędnych geograficznych  $G_k$ , drugi zaś pozwala wyznaczyć wartość żądanego parametru jonosferycznego z odpowiednich map numerycznych.

### 3.3. Obliczenia MUF-F2

Obliczenie wartości MUF dla dowolnej warstwy jonosferycznej sprowadza się do znalezienia maksimum funkcji opisującej znane prawo sekansa:

$$f = f_v k \sec \varphi \quad (3.14)$$

gdzie:

$f$  — częstotliwość próby przy wejściu ukośnym,

$f_v$  — częstotliwość równoważna przy wejściu pionowym w jonosferę,

$k$  — współczynnik korekcyjny uwzględniający krzywiznę jonosfery,

$\varphi$  — kąt padania fali na poziomą warstwę jonosferyczną, mierzony od normalnej do niej.

W szczególności prawo sekansa dotyczy warstwy F2 i w związku z tym, w dalszej części rozdziału, będą brane pod uwagę wartości parametrów jonosferycznych związanych tylko z tą warstwą.

Współczynnik korekcyjny jest określony następującą zależnością:

$$k = \frac{1}{1 - \frac{2(h' - h)}{r_0 + h_0} \operatorname{tg}^2 \varphi} \quad (3.15)$$

gdzie:

$h'$  — wysokość pozorna odbicia fali

$$h' = h_0 + x y_m \operatorname{artg} h(x) \quad (3.16)$$

$h$  — wysokość rzeczywista odbicia fali

$$h = h_0 + y_m (1 - \sqrt{1 - x^2}) \quad (3.17)$$

$$x = \frac{f_s}{f_o F2} \quad (3.18)$$

$h_0$  — wysokość podstawy warstwy odbijającej,

$r_0$  — 6371,2 km — promień Ziemi,

$y_m$  — półgrubość warstwy odbijającej,

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \frac{d}{2}}{1 - \cos \frac{d}{2} + \frac{h'}{r_0}} \quad (3.19)$$

$d$  — odległość ortodromowa między nadajnikiem i odbiornikiem.

Półgrubość  $y_{mF2}$  warstwy F2 wyznacza się (w programie MUFO) ze stosunku  $\frac{H_{\max F2}}{y_{mF2}}$ , który określany jest z tablic, przedstawiających zależność tego stosunku od kąta zenitalnego i szerokości geomagnetycznej dla dwóch wartości  $R_{12}$ , a mianowicie dla 25 i 125 [11,12]. Operacja określenia wartości półgrubości jest przeprowadzana w podprogramie HMYF.

Występujący we wzorze (3.14) sekans kąta padania oblicza się ze wzoru:

$$\sec \varphi = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi} \quad (3.20)$$

Poszukiwania maksimum funkcji (3.14) zostały sprowadzone do poszukiwań miejsca zerowego pierwszej pochodnej tej funkcji  $\frac{\partial f}{\partial f_v}$ . Operację tę przeprowadza się w podprogramie BEMUF1 metodą stycznych [13] ilustrowaną następującą zależnością:

$$f_v^{(n+1)} = f_v^{(n)} - \frac{\frac{\partial f}{\partial f_v}}{\frac{\partial^2 f}{\partial f_v^2}} \quad (3.21)$$

gdzie  $n$  jest kolejnym krokiem postępowania.



W konkretnej realizacji liczba kolejnych kroków wyznaczania zera pierwszej pochodnej jest ograniczona do dziesięciu. Proces może być zrealizowany w mniejszej liczbie kroków, jeśli różnica

$$f^{(n+1)} - f^{(n)} < 0,1 \quad (3.22)$$

Równocześnie z badaniem pierwszej pochodnej funkcji (3.14) obliczany jest optymalny kąt elewacji anten określony następującym wzorem:

$$\beta = \arctg \frac{\cos \frac{d}{2} - \frac{r_0}{r_0+h}}{\sin \frac{d}{2}} \quad (3.23)$$

Procesy szukania maksimum funkcji (3.14) i wyznaczania wartości funkcji (3.23) uwzględniają istnienie warstwy E, a więc jej wpływ na ugięcie drogi fali radiowej. Długość drogi, kiedy fala przebywa w warstwie E, oblicza się ze wzoru Rawera:

$$\Delta = 2 \frac{y_{mE}}{r_0 + H_{maxE}} \left( \frac{\arctg u}{u} - i \right) \operatorname{tg} \alpha \quad (3.24)$$

gdzie:

- $\Delta$  — droga w warstwie E,
- $H_{maxE} = 110$  km wysokość maksymalnej gęstości elektronowej w warstwie E,
- $y_{mE} = 20$  km — półgrubość warstwy E,

$$u = \frac{f_0 E}{f \cos \alpha} \quad (3.25)$$

$$\alpha = \arcsin \frac{r_0 \cos \beta}{r_0 + H_{maxE}} \quad (3.26)$$

W wyniku tego opóźniającego działania ulega skróceniu o  $\Delta$  połowa długości trasy.

W związku z zależnością obliczeń od liczby skoków fali radiowej (2.9), w konkretnej realizacji obliczeń przeprowadzanych w podprogramie BEMUF1, jako wartość początkowa połowy długości trasy jest brana połowa długości skoku zdefiniowana wzorem (2.10). Wartość ta ulega zmianom w kolejnych krokach procesu poszukiwania maksimum funkcji (3.14). W kroku  $n+1$  wartość połowy długości skoku wynosi:

$$\frac{d'}{2}^{(n+1)} = \frac{d'}{2}^{(n)} - \Delta^{(n)} \quad (3.27)$$



#### 4. METODA OBLICZEŃ MUF-E

Wykorzystywana w programie MUFO metoda obliczania MUF w krótkofalowej propagacji jonosferycznej poprzez warstwę E jest adaptacją graficznej metody obliczeń MUF, zalecanej przez CCIR [3]. Adaptacja tej metody pod kątem jej realizacji na emc polegała na wyznaczeniu prostych zależności analitycznych między wielkościami występującymi w nomogramach. Zależności te zostały wyznaczone na podstawie związków geometrycznych między tymi wielkościami. W ten sposób zostało utworzonych sześć funkcji, uzależniających wszystkie wielkości od ich miary liniowej  $w$ .

Zakres stosowania metody jest identyczny jak dla metody graficznej, tzn. nie wprowadzono żadnych dodatkowych ograniczeń ani nowych elementów obliczeń.

Wartości MUF wyznacza się dla tras o dowolnej długości, przy czym w przypadku tras o długościach do 2000 km wartości MUF wyznacza się w punktach środkowych tras, natomiast w odniesieniu do tras dłuższych niż 2000 km jako wartość MUF przyjmuje się mniejszą z dwóch wartości MUF, wyznaczonych w punktach charakterystycznych (p. 2.3).

Do wyznaczenia wartości MUF potrzebne są następujące dane:

- $\lambda_N$  — szerokość geograficzna nadajnika,
- $\theta_N$  — długość geograficzna nadajnika,
- $R_{12}$  — wskaźnik aktywności słonecznej,
- $D$  — tablica wartości szerokości geograficznej punktów podslonecznych dla środka każdego miesiąca.

W założeniu, że znane są już wartości: odległość ortodromowa między nadajnikiem i odbiornikiem, azymut obu kierunków, liczba punktów charakterystycznych i ich współrzędne geograficzne, które są wyznaczane w ramach obliczeń pomocniczych (p. 2.2), proces wyznaczania wartości MUF realizuje się w następujących krokach:

1. Wyznaczenie wartości kąta zenitalnego dla danych punktów charakterystycznych:

$$KZ = \arccos(\sin \lambda \sin R + \cos \lambda \cos R \cos(B - \theta)) \quad (4.1)$$

gdzie:

- $\lambda$  — szerokość geograficzna punktu charakterystycznego,
- $\theta$  — długość geograficzna punktu charakterystycznego,
- $R$  — szerokość geograficzna punktu podslonecznego,
- $B$  — czas lokalny.

Wartość kąta zenitalnego wyznacza się za pomocą specjalnego podprogramu o nazwie OBLKZ.

Tablica 4.1.

Wartości funkcji  $f_1$ 

$x$	0	5	10	12	16	181
$f_1(x)$	18,9	18,8	18,6	18,5	18,2	17,95
$x$	20	24	26	28	30	35
$f_1(x)$	17,7	17,3	17,0	16,7	16,4	15,5
$x$	42	50	53	55	59	61
$f_1(x)$	14,11	12,3	11,6	11,1	10,1	9,6
$x$	66	69	70	72	74	77
$f_1(x)$	8,3	7,5	7,2	6,7	6,2	5,4
$x$	83	87	89	94	96	102
$f_1(x)$	3,8	2,9	2,4	1,3	0,9	0

2. Wyznaczenie wartości pomocniczych parametrów E2000, E2000MUF i MUF1 według następujących wzorów:

$$E2000 = \frac{\alpha_1 f_1(KZ)}{\beta_1 + \gamma_1(f_1(KZ) - f_2(R_{12}))} \quad (4.2)$$

$$E2000MUF = f_3(E2000) \quad (4.3)$$

$$MUF1 = \frac{\alpha_2 f_4(E2000MUF) + \beta_2 f_5(L)}{\gamma_2} \quad (4.4)$$

gdzie:

$\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2, \gamma_1, \gamma_2$  — stałe,

$f_1$  — funkcja podająca zależność między wartościami kąta zenitalnego a jego miarą liniową, odczytaną z nomogramu,

$f_2$  — funkcja podająca zależność między wartościami wskaźnika aktywności słonecznej  $R_{12}$  a jego miarą liniową, odczytaną z nomogramu,

$f_3$  — funkcja podająca zależność między wartościami parametrów pomocniczych E2000 i E2000MUF,

$f_4$  — funkcja podająca zależność między wartościami parametru E2000MUF a jego miarą liniową, odczytaną z nomogramu,

$f_5$  — funkcja podająca zależność między wartościami długości trasy  $L$  a jej miarą liniową, odczytaną z nomogramu.

Tablica 4.2

Wartości funkcji  $f_2$ 

$x$	0	20	30	38	40	46
$f_2(x)$	0	3,0	4,4	5,2	5,7	6,4
$x$	50	56	62	64	70	74
$f_2(x)$	6,9	7,6	8,3	8,5	9,12	9,55
$x$	80	88	90	94	100	106
$f_2(x)$	10,12	10,9	11,05	11,45	12,0	12,5
$x$	112	118	122	130	134	140
$f_2(x)$	13,0	13,5	13,8	14,4	14,7	15,15
$x$	148	152	158	164	172	176
$f_2(x)$	15,7	16,0	16,4	16,8	17,3	17,5
$x$	180	186	196	200		
$f_2(x)$	17,7	18,1	18,65	18,87		

3. Wyznaczenie końcowej wartości MUF za pomocą funkcji  $f_6$ , podającej zależność między wartościami parametrów: pomocniczego MUF1 i MUF według następującej równości:

$$\text{MUF} = f_6(\text{MUF1}) \quad (4.5)$$

Wszystkie funkcje  $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5$  i  $f_6$ , występujące w procesie obliczania MUF-E, określone są na zbiorach dyskretnych. Dla przykładu podajemy sposób wyznaczania wartości parametru pomocniczego E2000. Niech  $KZ = 50$  i  $R_{12} = 60$ , wówczas E2000 wyznaczamy ze wzoru (4.2) korzystając dodatkowo z faktu, że  $\alpha_1 = 13,3$ ,  $\beta_1 = 12,768$ ,  $\gamma_1 = 0,2796$ , a wartości funkcji  $f_1$  i  $f_2$ , odczytane z tablic 4.1 i 4.2, wynoszą:  $f_1(50) = 12,3$   $f_2(60) = 8,07$ . Dla wartości argumentów  $KZ$  i  $R_{12}$ , różnych od podanych w tablicach 4.1 i 4.2, wartości funkcji  $f_1$  i  $f_2$  wyznacza się metodą interpolacji liniowej tak, jak to miało miejsce w przykładzie powyżej dla funkcji  $f_2$ . Analogicznie określa się wartość funkcji  $f_3, f_4, f_5$ , i  $f_6$ .



## 5. METODA OBLICZEŃ MUF-F1

Metoda wyznaczania wartości MUF przy propagacji przez warstwę F1 jest adaptacją metody graficzno-analitycznej przedstawionej w [4]. Adaptacja ta polegała na zastąpieniu elementów graficznych wzorami analitycznymi.

Wartość MUF wyznacza się na podstawie znajomości częstotliwości krytycznej w punkcie środkowym trasy oraz wartości wskaźnika aktywności słonecznej dla tras o długościach z przedziału od 2000 do 3400 km. Zakładając, że znane są już wartości długości trasy, azymutów, współrzędnych środka trasy oraz kąta zenitalnego dla tego środka, MUF wyznacza się w następujących krokach:

1. Obliczanie wartości szerokości geomagnetycznej środka trasy:

$$R = \arccos(\sin\lambda \sin 78,5 + \cos\lambda \cos 78,5 \cos(\theta - 69)) \quad (5.1)$$

gdzie:

$\lambda$  — szerokość geograficzna punktu środkowego trasy,

$\theta$  — długość geograficzna punktu środkowego trasy.

2. Określenie maksymalnej wartości kąta zenitalnego według następującego wzoru:

$$KZ = K_0 + \alpha (K_{100} - K_0) R_{12} \quad (5.2)$$

gdzie:

$$K_0 = \beta_1 + \gamma_1 R \quad (5.3)$$

$$K_{100} = \beta_2 + \gamma_2 R \quad (5.4)$$

$\alpha, \beta_1, \beta_2, \gamma_1, \gamma_2$  — stałe.

3. Określenie częstotliwości krytycznej dla wartości  $R$  nie większych niż wartość maksymalnego kąta zenitalnego KZ:

$$foF1 = f_{s0} \cos^n R \quad (5.5)$$

gdzie:

$$f_s = f_{s0} + \alpha_1 (f_{s100} - f_{s0}) R_{12} \quad (5.6)$$

$$f_{s0} = \delta_1 + \varepsilon_1 R - \xi_1 R^2 \quad (5.7)$$

$$f_{s100} = \delta_2 + \varepsilon_3 R - \xi_2 R^2 \quad (5.8)$$

$$n = \delta_3 + \varepsilon_3 R - \xi_3 R^2 + R_{12} \quad (5.9)$$

$\alpha_1, \delta_1, \delta_2, \delta_3, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \xi_1, \xi_2, \xi_3$  stałe.

Jeśli wartości  $R$  są większe niż KZ, nie wyznacza się wartości MUF.



4. Obliczanie wynikowej wartości MUF-F1 według następującej zależności:

$$\text{MUF} = \text{foF1 E J F} \quad (5.10)$$

gdzie:

$$\text{E J F} = \alpha_2 (I_0 - I_{100}) R_{12} \quad (5.11)$$

$$I_0 = \mu_1 + \nu_1 L - \varphi_1 L^2 \quad (5.12)$$

$$I_{100} = \mu_2 + \nu_2 L - \varphi_2 L^2 \quad (5.13)$$

$\alpha_2, \mu_1, \mu_2, \nu_1, \nu_2, \varphi_1, \varphi_2$  — stałe

$L$  — długość trasy.

## 6. CHARAKTERYSTYKA EKSPLOATACYJNA PROGRAMU

### 6.1. Opis danych wejściowych

W celu wykonania obliczeń MUF i FOT dla danej trasy propagacyjnej na emc za pomocą programu MUFO, konieczna jest znajomość współrzędnych geograficznych nadajnika i odbiornika, krańców przedziałów czasu, dla których mają być

Tablica 6.1

Arkusze danych wejściowych dla programu obliczeń MUF i FOT — program MUFO

Karta 1:	1) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;">2</td><td style="width: 20px;">4</td><td style="width: 20px;">6</td><td style="width: 20px;">8</td><td style="width: 20px;">10</td><td style="width: 20px;">12</td><td style="width: 20px;">14</td><td style="width: 20px;">16</td><td style="width: 20px;">18</td><td style="width: 20px;">20</td><td style="width: 20px;">22</td><td style="width: 20px;">24</td><td style="width: 20px;">26</td><td style="width: 20px;">28</td><td style="width: 20px;">30</td><td style="width: 20px;">32</td> </tr> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32																																																					
2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32																																																							
Karta 2:	2) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;">2</td><td style="width: 20px;">4</td><td style="width: 20px;">6</td> <td style="width: 20px;">10</td><td style="width: 20px;">12</td><td style="width: 20px;">14</td> <td style="width: 20px;">18</td><td style="width: 20px;">20</td><td style="width: 20px;">22</td> <td style="width: 20px;">26</td><td style="width: 20px;">28</td><td style="width: 20px;">30</td> <td style="width: 20px;">34</td><td style="width: 20px;">36</td><td style="width: 20px;">38</td> <td style="width: 20px;">42</td><td style="width: 20px;">44</td> </tr> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>	2	4	6	10	12	14	18	20	22	26	28	30	34	36	38	42	44																		3) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>							4) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>							5) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>							6) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>							7) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>						
2	4	6	10	12	14	18	20	22	26	28	30	34	36	38	42	44																																																						
Karta 3:	8) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>					1) — dowolny tekst opisujący relację, napisany dużymi literami — jedna litera w jednej kratce; maksymalna długość tekstu 31 znaków pisarskich; 2) — szerokość geograficzna nadajnika w stopniach; 3) — długość geograficzna nadajnika w stopniach;																																																																
Karta 4:	9) <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 20px;"> </td><td style="width: 20px;"> </td> </tr> </table>			4) — szerokość geograficzna odbiornika w stopniach; 5) — długość geograficzna odbiornika w stopniach; 6) — odstęp między czasami, dla których mają być wykonane obliczenia; 7) — wskaźnik aktywności słonecznej $R_{12}$ dla danego miesiąca; 8) — czas w godzinach, od którego należy rozpocząć obliczenia; 9) — numer miesiąca; 10) — rok																																																																		
	10).....																																																																					

#### Uwagi

1. Współrzędne geograficzne należy podać z dokładnością do drugiego miejsca po przecinku; część ułamkową należy odzielić od części całkowitej kropką, np.  $-25^{\circ}30'$  poprawny zapis ma postać: 25.50.
2. Szerokości geograficzne południowe należy poprzedzić znakiem „-”.
3. Długość geograficzną należy podać jako długość wschodnią ( $0^{\circ}-360^{\circ}$ ), np. dla  $50^{\circ}20'$  poprawny zapis ma postać: 309.66, natomiast dla  $50^{\circ}20'$  E poprawny zapis ma postać 50.33.
4. Program umożliwia przeprowadzenie obliczeń dla dowolnej liczby czasów zawartych w dobie; można uzyskać obliczenia tylko dla jednego czasu doby, pozycja 8, wpisując w pozycji 6 liczbę większą od różnicy między liczbą 24 a liczbą wpisaną w pozycji 8.
5. Wartość wskaźnika aktywności słonecznej może nie być wypisana.

wykonane obliczenia, oraz wartości wskaźnika aktywności słonecznej  $R_{12}$  i numeru miesiąca. Wspomniane krańce przedziałów czasowych, dla których mają być wykonane obliczenia, są w zasadzie określane w trakcie obliczeń. Użytkownik obowiązany jest podać wymaganą długość przedziału czasu, która jest niezmienna w obliczeniach każdej trasy. Wspomniane dane użytkownik wpisuje na specjalnym formularzu tablicy 6.1. Dane te są przenoszone na karty dziurkowane w Ośrodku Obliczeniowym w procesie przygotowań do uruchomienia programu.

Uruchomienie programu wymaga jeszcze przygotowania wspomnianych już danych sterujących (p. 2.1). Dane te są zawarte w dwóch kartach wczytywanych w pierwszej kolejności przed kartami z danymi, podanymi w „Arkuszu danych wejściowych programu obliczeń MUF i FOT — program MUFO” (tabl. 6.1).

Pierwsza karta z danymi sterującymi zawiera informacje o tym, które z wyników obliczeń pośrednich mają być wyprowadzone na drukarkę. Na drugiej karcie znajduje się informacja o liczbie tras, dla których mają być przeprowadzone obliczenia.

Dla wyjaśnienia należy podać, że uwaga podana w punkcie 5 na „Arkuszu danych wejściowych programu obliczeń MUF i FOT — program MUFO” dotyczy użytkownika, który może nie znać wartości wskaźnika  $R_{12}$ . Potrzebną do obliczeń wartość  $R_{12}$  wpisuje wówczas osoba zajmująca się eksploatacją programu.

## 6.2. Opis wyników obliczeń

Wyniki obliczeń za pomocą programu MUFO mogą być wyprowadzone w kilku postaciach. Związane jest to z tym, że praktycznie można uzyskać w każdym podprogramie wydruk wartości parametru wyjściowego.

Podstawową postać danych wyjściowych przedstawia tabl. 6.2. Wartości MUF, FOT i kąta elewacji zostały określone dla dwunastu godzin doby z odstępem dwugodzinnym. Oznaczenia występujące we wspomnianej tablicy przedstawiają następujące wielkości:

- $X_1$  i  $Y_1$  — współrzędne geograficzne nadajnika, odpowiednio szerokość i długość,
- $R_{12}$  — wskaźnik aktywności słonecznej, którego wartość równa 60 jest wartością przykładową,
- $H$  — odstęp między czasami, dla których są wykonywane obliczenia;  
 $H = 2$  oznacza, że odstęp wynosi dwie godziny,
- $D$  — długość trasy — odległość ortodromowa — w radianach,
- $L$  — długość trasy w kilometrach.

Pozostałe oznaczenia są jednoznaczne, natomiast występująca w tabl. 6.2 liczba — 1 jako wartość MUF-E lub MUF-F1 oznacza brak udziału w procesie propagacji warstw E lub F1.

Tablica 6.3 przedstawia przykład wydruku wyników obliczeń pośrednich. Właściwe oznaczenie występujących tam oznaczeń przedstawiono z lewej strony wydruku. Pozostałe oznaczenia, z wyjątkiem XS i YS i omówionych już oznaczeń, są wynikami kontrolnymi procesu obliczeń i nie przedstawiają żadnych istotnych wielkości z punktu widzenia dalszego ich wykorzystania. XS i YS oznaczają współrzędne geograficzne środka trasy lub punktów kontrolnych. XS oznacza szerokość geograficzną, natomiast YS oznacza długość geograficzną.

Tablica 6.2.

**Prognoza jonosferyczna dla łącza krótkofalowego  
Warszawa-Melbourne dla czerwca i dla  $R_{12} = 60$**

WARSZAWA-MELBOURNE			
X1=	52.17	Y1=	21.20
X2=	-37.50	Y2=	145.00
		R12=	60.00
CZERWIEC H= 2.00			
D=	2,4211	L=	15425.7KM
AZYMUT NADAJNIK=	92.15	AZYMUT ODB=	-50.58
T= 0.00	MUF- F= 15.67	FOT- F= 13.32	KAT ELEWACJI= 9.16
T= 2.00	MUF- F= 17.30	FOT- F= 14.71	KAT ELEWACJI= 8.96
T= 4.00	MUF- F= 20.83	FOT- F= 17.71	KAT ELEWACJI= 9.07
T= 6.00	MUF- F= 21.52	FOT- F= 18.30	KAT ELEWACJI= 9.07
T= 8.00	MUF- F= 22.05	FOT- F= 18.74	KAT ELEWACJI= 8.96
T=10.00	MUF- F= 16.50	FOT- F= 14.03	KAT ELEWACJI= 9.24
T=12.00	MUF- F= 13.80	FOT- F= 11.73	KAT ELEWACJI= 9.63
T=14.00	MUF- F= 12.86	FOT- F= 10.93	KAT ELEWACJI= 9.70
T=16.00	MUF- F= 13.01	FOT- F= 11.06	KAT ELEWACJI= 9.61
T=18.00	MUF- F= 14.56	FOT- F= 12.37	KAT ELEWACJI= 9.59
T=20.00	MUF- F= 11.73	FOT- F= 9.97	KAT ELEWACJI= 9.60
T=22.00	MUF- F= 15.14	FOT- F= 12.87	KAT ELEWACJI= 9.38
T=24.00	MUF- F= 15.67	FOT- F= 13.32	KAT ELEWACJI= 9.16

W tablicy 6.3 pojawiają się dwukrotnie wartości parametrów M (3000) F2, foF2, czasu lokalnego, foE i  $H_{max}$ . Związane jest to z długością trasy propagacji, która w przedstawionym przykładzie jest większa niż 4000 km. Zgodnie z zastosowaną metodą obliczeń, wartości wspomnianych parametrów są określane dla dwóch punktów charakterystycznych. Pierwsze wartości tych parametrów dotyczą punktu charakterystycznego, znajdującego się bliżej nadajnika, natomiast wartości tych samych parametrów dotyczą punktu charakterystycznego, znajdującego się bliżej odbiornika.

Tablica 6.3.

Wyniki obliczeń parametrów propagacyjnych dla łącza krótkofalowego  
Warszawa-Melbourne dla 12 godz. w czerwcu dla  $R_{12} = 60$

WARSZAWA-MELBOURNE	
X1=	52.17 Y1= 21.20 X2= -37.50 Y2= 145.00 R12= 60.00
CZERWIEC H= 2.00	
D=	2.4211 L= 15425.7KM
AZYMUT NADAJNIK= 92.15 AZYMUT ODB= -50.58	
FZERO=	3.14 FSTO= 2.83
FZERO=	3.13 FSTO= 2.82
M/3000/F2	F= 2.94
FZERO=	4.91 FSTO= 6.83
FZERO=	4.86 FSTO= 6.92
foF2	F= 6.09
Czas lokalny	TL= 15.2
foE	XS= 0.8391 YS= 0.0505 TA= 0.0 MC= 6
EMUF=	3.44
FZERO=	3.41 FSTO= 3.12
FZERO=	3.29 FSTO= 3.06
M/2000/F2	F= 3.15
FZERO=	4.14 FSTO= 6.56
FZERO=	2.96 FSTO= 5.03
foF2	F= 4.20
Czas lokalny	TL= 20.6
fzF2	FZERO F27= 4.87
HmaxF2	MHAX=330.86
HmaxF2	MHAX=296.64
foE	XS= 0.8891 YS= 0.6207 TA= 0.0 MC= 6
EMUF=	12.36
MUF-E	XS=-0.5497 YS= 2.3885 TA= 0.0 MC= 6
EMUF=	-1.00

Inny przykład informacji wyjściowej przedstawia tabl. 6.4, w której występują tylko niektóre z obliczanych w programie parametrów.

Tablica 6.4.

Wyniki obliczeń niektórych parametrów propagacyjnych  
dla łącza krótkofalowego Warszawa-Melbourne dla 12 godz. w czerwcu dla  
 $R_{12} = 60$

WARSZAWA-MELBOURNE	
X1=	52.17 Y1= 21.20 X2= -37.50 Y2= 145.00 R12= 60.00
CZERWIEC H=25.00	
D=	2.4211 L= 15425.7KM
AZYMUT NADAJNIK= 92.15 AZYMUT ODB= -50.58	
T=12.00	MUF- F= 13.80 FOT- F= 11.73 KAT ELEWACJI= 9.63
EMUF= -1.00	F1MUF= -1.00 F2MUF= 13.80



## 7. ZAKOŃCZENIE

Opracowanie programu MUFO stworzyło możliwości szybkiego i w miarę dokładnego prognozowania najważniejszych parametrów eksploatacyjno-propagacyjnych łączności krótkofalowej w zakresie 2–30 MHz oraz pozwoliło na podjęcie dalszych prac nad programami obliczeń innych parametrów propagacyjnych, jak LUF (Lowest Usable Frequency) czy natężenie pola sygnału w miejscu odbioru.

Doświadczenia eksploatacyjne wykazały, że średni czas określenia dobowej prognozy MUF i FOT, dotyczącej danej trasy, wynosi ok. 8 min., natomiast prosta procedura przygotowania danych wejściowych pozwala na szybkie i operatywne korzystanie z programu.

Bardzo ważnym i praktycznym produktem prac nad programem MUFO jest biblioteka podprogramów, o której wspomniano w paragrafie 2.1. Istnienie tej biblioteki stwarza możliwości indywidualnego i wielokrotnego wykorzystania tych podprogramów w innych programach. Podprogramy te są wykorzystywane obecnie w opracowywanych programach, o których mowa wyżej.

W kolejnych etapach opracowań programu MUFO brali udział, oprócz autorów, pracownicy Zakładu Propagacji Fal Radiowych, doc. mgr inż. *S. Borowski* i adj. mgr inż. *W. Lisicki* przy opracowywaniu algorytmów, oraz pracownicy Resortowego Ośrodka Elektronicznego Przetwarzania Danych mgr inż. *H. Lewandowski* i mgr *L. Tabor* przy opracowaniu programu w językach programowania.

Na osobne wyróżnienie zasługuje udział w pracach nad programem adiunkta mgra inż. *W. Lisickiego*, który opracował pierwsze ogólne założenia programu i któremu autorzy dziękują za przeczytanie tego artykułu i za cenne uwagi.

## WYKAZ LITERATURY

1. *Lisicki W.*: Współczesne możliwości prognozowania łączności jonosferycznej w zakresie fal dekametrowych. *Problemy Łączności* 1974 nr 121, s. 1–3.
2. *Lisicki W.*: Metody obliczania tras krótkofalowej łączności jonosferycznej. *Problemy Łączności* 1974 nr 121, s. 26–79.
3. CCIR; Oslo 1966, Report 340, CCIR Atlas of ionospheric characteristics, Genève: UIT 1967.
4. CCIR: New Delhi 1970, Supplement N°1 an report 340, CCIR Atlas of ionospheric characteristics, Genève: UIT 1971.
5. CCIR: New Delhi 1970, Report 252-2, CCIR interim method for estimating sky-wave field strength and transmission loss at frequencies between the approximate limits of 2 and 30 MHz. Genève: UIT 1970.
6. *Dusiński A.*: Mapy numeryczne charakterystyk jonosferycznych. *Problemy Łączności* 1974 nr 121, s. 80–103.
7. *Brynda S., Dusiąski A., Tabor L.*: Dokumentacja programowa i eksploatacyjna programu MUFO wyznaczania parametrów propagacyjnych MUF i FOT. Warszawa: RO EPD IŁ 1974.
8. *Jones W.B., Graham R.P., Leftin M.*: Advances in ionospheric mapping by numerical methods. NBS Technical Note No 337. U.S. Department of Commerce National Bureau of Standards 1966, s. 71

9. *Fougere P. F.*: Spherical harmonic analysis. 1. A new method and its verification. *Journal of Geophys. Res.* 1963 t. 68 nr 4, s. 1131-1139.
10. *Jensen D. C., Cain J. C.*: Interm geomagnetic field. *Journal of Geophys. Res.* 1962 t. 67 nr 9, s. 3568-3569
11. *Lucas D. L., Haydon G. W.*: Predicting statistical performance indexes for high frequency ionospheric telecommunications systems. Boulder: Institute for Telecommunications Sciences 1966 ESSA Technical Report IER-ITSA1.
12. *Borowski S., Lisicki W., Dusiński A.*: Wdrożenie elektronicznej techniki obliczeniowej w zakresie krótkofalowej radiofonii i radiokomunikacji. Sprawozdanie z pracy naukowo-badawczej nr 102-06.01.02. Etap b. Warszawa: IŁ 1973.
13. *Guter R. S., Owczyński R. K.*: Wstęp do metod numerycznych, Warszawa: PWN 1965.

*C. Brynda, A. Dusiński*

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ И МАКСИМАЛЬНЫХ  
ЧАСТОТ КОРТКОВОЛНОВОЙ СВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ  
ЭЛЕКТРОННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ

Резюме

В статье представлена программа расчета, с помощью электронной вычислительной машины, максимальных и оптимальных частот коротковолновой связи и оптимального угла возвышения антен передающей станции и приемных станций.

В рассматриваемой программе используются цифровые карты величин критической частоты  $f_oF_2$  и коэффициента распространения  $M(3000)F_2$ . Эта программа позволяет также опеределить величины других операционных параметров рассчитыванной коротковолновой связи.

Статья содержит тоже описи некоторых используемых программой подпрограмм, которые имея некоторые черты универсальности, зарегистрированы на магнитных лентах, составляют библиотеку подпрограмм и могут использоваться в других расчетах в области распространения радиоволн.

*S. Brynda, A. Dusiński*

FORECASTING MAXIMUM AND OPTIMUM FREQUENCIES  
OF SHORT WAVE LINKS BY MEANS OF ELECTRONIC COMPUTERS

Summary

The paper presents a program of calculating maximum and optimum frequencies of a short wave link and the optimum elevation angle of transmitting and receiving stations by means of an electronic computer.

The calculation program utilizes the numerical charts of the critical frequency  $f_0F2$  and of the propagation coefficient  $M/3000/F2$ .

The program enables also to define the values of other propagation and operation parameters for the short wave link in question.

The paper contains as well some descriptions of subroutines utilized in the programs, which having a certain degree of universality, form a collection of subroutines registered on magnetic tapes and may be utilized for other programs of propagation calculations.

*S. Brynda, A. Dusiński*

### PROGNOSE DES FREQUENCES MAXIMALES ET OPTIMALES DES VOIES A ONDES COURTES AU MOYEN D'UN ORDINATEUR

#### Résumé

L'article présente un programme de calcul au moyen d'un ordinateur des fréquences maximales et optimales d'une voie à ondes courtes ainsi que le calcul de l'angle d'élévation des antennes de la station d'émission et des stations de réception. Le programme utilise dans les calculs les cartes numériques de la fréquence critique  $f_0F2$  et du coefficient de propagation  $M/3000/F2$ .

Ce programme permet aussi de déterminer les valeurs d'autres paramètres de propagation et d'opération, nécessaires pour calculer une voie à ondes courtes.

L'article contient aussi les descriptions de sous-programmes utilisés dans les programmes, qui, étant en quelque sorte universels, constituent une bibliothèque des sous-programmes enregistrée sur les bandes magnétiques et qui peuvent être utilisés dans les programmes destinés aux autres calculs de propagation.

*S. Brynda, A. Dusiński*

### PROGNOSTIZIEREN DER MAXIMALEN UND OPTIMALEN FREQUENZEN EINER KURZWELLENVERBINDUNG MITTELS ELEKTRONISCHER RECHENMASCHINEN

#### Zusammenfassung

In dem Artikel wird das Berechnungsprogramm der maximalen und optimalen Frequenzen einer Kurzwellenverbindung und des optimalen Neigungswinkels der Sende- und Empfangsantennen mittels elektronischer Rechenmaschinen dargestellt.

Das Programm nutzt bei der Berechnung die numerischen Karten der kritischen Frequenz  $f_0 F2$  und des Ausbreitungskoeffizienten  $M/3000/F 2$  aus. Das Programm ermöglicht auch die Werte anderer Ausbreitungs- und Betriebsparametern für die berechnete Kurzwellenverbindung zu bestimmen.

Der Artikel enthält auch Beschreibungen der im Programm ausgenutzten Subprogramme, die über einige Universalkennzeichen verfügen. Infolge dessen bilden diese Subprogramme eine auf dem Magnetband aufgezeichnete Bibliothek und können in anderen Programmen der Ausbreitungsberechnungen benutzt werden.



*Stanisław Sypniewski*621.375.4  
621.376.2

## AMPLITUDOWA MODULACJA TRANZYSTOROWYCH WZMACNIACZY REZONANSOWYCH KLASY D

Rękopis dostarczony do Komitetu Redakcyjnego dnia 29.06.1974 r.

W artykule rozpatrzono zagadnienie amplitudowej modulacji tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych klasy D. Wykazano przy tym, że można uzyskać prawidłowy przebieg modulacji wprowadzając napięcie modulujące w obwód zasilania kolektora. W procesie modulacji zachodzi jednak wiele niekorzystnych zjawisk ubocznych, wymagających stosowania odpowiednich środków zaradczych, których wprowadzenie umożliwia uzyskanie modulacji o wysokich parametrach jakościowych. Omówiono także sposób realizacji całości układu wzmacniacza modulowanego. W części końcowej podano wyniki laboratoryjnych pomiarów modelu rezonansowego modulatora amplitudy klasy D oraz obliczono występujące w nim inwersyjne straty mocy.

### WSTĘP

Możliwości eksploatacyjnego wykorzystania tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych są ograniczone z jednej strony przez obecny asortyment produkowanych tranzystorów wielkiej częstotliwości o większych mocach, a z drugiej strony przez zagadnienia natury ekonomicznej.

Zalety, jakimi odznaczają się tranzystorowe układy wzmacniaczy rezonansowych, pracujących w klasie D [1], [2], [4] i [5], w porównaniu do wzmacniaczy pracujących w klasach B lub C, dotyczą przede wszystkim ich dużej sprawności energetycznej, a następnie prostoty realizacji układu wzmacniacza.

Duża sprawność energetyczna takich układów traci jednak na znaczeniu praktycznym wobec ograniczonej mocy współczesnych tranzystorowych urządzeń nadawczych, jakie daje się uzyskać przy obecnie produkowanych tranzystorach. Korzyści ekonomiczne, uzyskiwane w praktyce, są więc niewielkie, nawet przy podwyższeniu sprawności tych urządzeń o 20 do 40%. Nie bez znaczenia jest również znaczny wzrost ceny tranzystorów przy wzroście ich mocy. W związku z tym druga korzystna



cecha takich układów, a więc prostota ich realizacji wysuwa się w tym przypadku na pierwszy plan.

We współczesnych nadajnikach obserwuje się w ostatnich latach powszechną tendencję do wprowadzania elementów półprzewodnikowych we wszystkich stopniach małej mocy i to zarówno w torach wielkiej jak i małej częstotliwości, a zwłaszcza w układach syntezy częstotliwości i kształtowania sygnałów.

Duża niezawodność układów półprzewodnikowych, możliwość miniaturyzacji układu oraz znaczne zmniejszenie pobieranej mocy, a więc i wynikające stąd mniejsze straty w porównaniu do rozwiązań z lampami elektronowymi, prowadzą do konstrukcji o uproszczonym chłodzeniu, mniejszych gabarytach oraz mniejszym ogólnym ciężarze współczesnych nadajników.

Z rozpatrzenia wspomnianych problemów wynika, że proponowane w niniejszej publikacji układy półprzewodnikowych wzmacniaczy rezonansowych klasy D mogą znaleźć zastosowanie przede wszystkim w urządzeniach nadawczych długo- i średniofalowych, jednak — na obecnym etapie rozwoju tranzystorów — o mocach dochodzących najwyżej do kilkuset watów.

Natomiast przy budowie nadajników radiofonicznych o mocach rzędu kilku kilowatów układy tranzystorowe mogą, jak dotąd, znaleźć zastosowanie głównie w stopniach wstępnych tych nadajników i przy modulacji na małej mocy, w tzw. członach wzbudzających. Wówczas pracują w modulatorach amplitudowych, obejmujących, jak wiadomo, rezonansowy wzmacniacz modulowany i wzmacniacz modulujący.

Stosując w tych warunkach pojedynczy liniowy wzmacniacz mocy z tetrodą, można zbudować radiofoniczny nadajnik o mocy kilku kilowatów, w którym pracuje tylko jedna lampa nadawcza. Może to mieć szczególne znaczenie, np. w obiektach bezobsługowych.

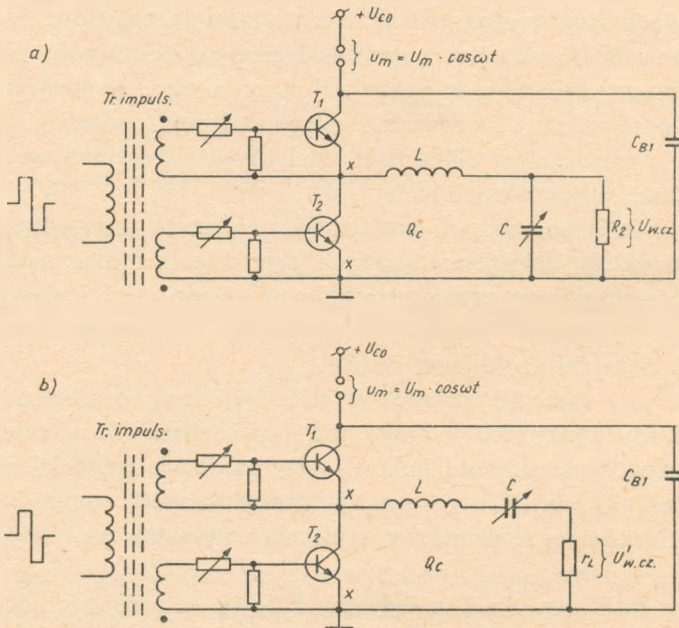
Czynne elementy półprzewodnikowe są jednak wyjątkowo wrażliwe, zwłaszcza na przeciążenia napięciowe. Ze względu więc na wymaganą niezawodność działania urządzeń radiofonicznych przy stosowanej tu modulacji amplitudowej, mogą występować trudności eksploatacyjne zwłaszcza wówczas, gdy element półprzewodnikowy pracuje blisko dopuszczalnej granicy mocy oddawanej przez ten element.

## 1. ANALIZA PRACY TRANZYSTOROWEGO WZMACNIACZA KLASY D PRZY MODULACJI AMPLITUDOWEJ

Do praktycznych zastosowań tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych o komutowanym napięciu, pracujących w układzie z obwodem drgań typu gamma —  $\Gamma$ , dobrze nadaje się układ podany na rys. 1 i szczegółowo rozpatrzony w [1].

W tego typu wzmacniaczach na rezystancji obciążenia obwodu drgań  $R_L$  (osiągającej w praktyce wartość rzędu kilkuset omów) występuje amplituda odpowiadająca

jąca fali nośnej  $U_{wcz}$ . Amplituda tego napięcia może być łatwo modulowana sygnałem o częstotliwości akustycznej. Modulację linearną uzyskuje się przez wprowadzenie napięcia modulującego o częstotliwości akustycznej  $u_m = u_m \cdot \cos \omega t$  w szereg z napięciem zasilania kolektora  $U_{c0}$ . Jedynym ograniczeniem zakresu linearności



Rys. 1. Eksperymentowany układ wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu  
 a — przy obciążeniu występującym jako rezystancja równoległa  $R_L$ , b — przy obciążeniu występującym jako rezystancja szeregowa  $r_L$ , przy czym  $R_L \approx Q^2 \cdot r_L$

jest wytrzymałość napięciowa tranzystora. Jak wynika bowiem z równań teoretycznych pracy wzmacniacza rezonansowego klasy D o zwykłym szeregowym obwodzie drgań, amplituda napięcia  $u'_{wcz}$ , występującego na szeregowej rezystancji obciążenia  $r_L$  (rys. 1b), jest proporcjonalna do napięcia zasilania  $U_{c0}$  układu [1]

$$u'_{wcz} = \frac{2}{\pi} \cdot U_{c0} = 0,637 \cdot U_{c0} \quad (1)$$

a przy uwzględnieniu strat występujących w obwodzie

$$u''_{wcz} = \frac{2}{\pi} U_{c0} \frac{r_L}{r_L + r_Q + r'_c} \quad (2)$$

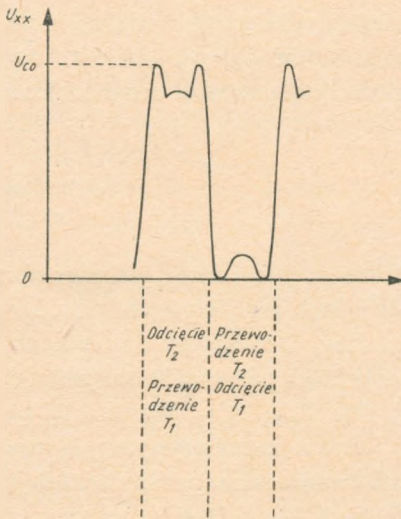
gdzie:  $r_L$  — rezystancja obciążenia użytecznego (rys. 1b),

$r_Q$  — szeregową rezystancją zastępczą strat rezonansowego obwodu drgań,

$r'_c$  — rezystancją zastępczą tranzystora w stanie nasycenia, która występuje przy komutacji w klasie D.

Analogiczne zależności występują we wzmacniaczu klasy D, o obwodzie drgań typu gamma —  $\Gamma$  z tym, że przetransformowana równolegle rezystancja obciążenia wynosi  $R_L = Q^2 \cdot r_L$ , a amplitudę występującego na niej napięcia oznaczamy  $U'_{wcz}$  (rys. 1a).

Inaczej mówiąc, występuje liniowa zależność wyjściowego sinusoidalnego napięcia w.cz. wzmacniacza rezonansowego od amplitudy napięcia komutowanego, o przebiegu w przybliżeniu prostokątnym (rys. 2). Napięcie o takim przebiegu występuje w czasie pracy wzmacniacza klasy D na zaciskach szeregowego obwodu drgań ( $x-x$ ).



Rys. 2. Oscylogram prawidłowego przebiegu komutowanego napięcia w punktach  $x-x$  układu z rys. 1 (w powiększeniu)

Bez uwzględniania strat w układzie amplituda tego napięcia odpowiada wartości napięcia zasilania  $U_{c0}$ . Kształt napięcia można wygodnie obserwować przy zastosowaniu oscyloskopu przyłączonego do punktów  $x-x$  układu. Napięcie komutowane powoduje powtarzające się na przemian ładowanie i rozładowanie kondensatora  $C$ , dostrajającego obwód rezonansowy do częstotliwości komutacji. W związku z tym przy wprowadzeniu napięcia  $u_m$  (ze wzmacniacza modulującego), włączonego szeregowo z napięciem zasilania kolektora omawianego wzmacniacza klasy D, na zaciskach szeregowego obwodu drgań występują odpowiednie zmiany amplitudy napięcia komutowanego. Wobec filtrującego działania obwodu rezonansowego, na jego szeregowej rezystancji obciążenia  $r_L$  występują proporcjonalne zmiany amplitudy sinusoidalnego napięcia wyjściowego w.cz.

Wartość współczynnika proporcjonalności, występująca w równaniu (1), dotyczy jedynie napięcia o przebiegu prostokątnym, a więc odnosi się do rozumowania uproszczonego, natomiast przy rozpatrywaniu dokładniejszym współczynnik proporcjonalności zależy również od stosunku rezystancji użytecznej do rezystancji



całkowitej, występującej w rozpatrywanym obwodzie drgań wzmacniacza, jak to podaje wzór (2).

Ze względu na uzyskiwaną linearność modulacji można sądzić, że wzmacniacz klasy D z natury powinien się szczególnie dobrze nadawać do modulacji amplitudowej zarówno ze względu na uzyskiwaną linearność modulacji, jak i na małą zawartość harmonicznych w.cz. w napięciu wyjściowym. Może on mieć pod tym względem przewagę nad konwencjonalnymi układami modulatora amplitudowego klasy B lub C. W rzeczywistości jednak w omawianym typie modulacji układów klasy D występuje wiele czynników ograniczających, zmuszających do stosowania środków zaradczych, o których będzie dalej mowa.

Dla źródła napięcia zasilającego o wartości zmieniającej się przy modulacji z częstotliwością akustyczną, a więc dla wzmacniacza modulującego, tranzystorowy wzmacniacz rezonansowy klasy D przedstawia niemal stałą wartość rezystancji zastępczej

$$r_m = \frac{U_{c0}}{I_{c0}} \quad (3)$$

Wartość tej rezystancji, zwłaszcza dla tranzystorów większej mocy, jest niewielka i wynosi przeważnie kilka omów. Dla zachowania jednak prawidłowych warunków pracy przy komutacji modulowanego wzmacniacza klasy D należy go zbocznikować dość dużą pojemnością blokującą  $C_{B1}$ , o małej oporności pozornej w stosunku do rezystancji obciążenia obwodu drgań, tzn. takiej, aby  $|Z_{CB1}| \leq r_L$ . Wartość tej pojemności wynosi zwykle 0,1 ... 0,5  $\mu\text{F}$ . Stanowi to jedno z charakterystycznych utrudnień, jakie należy pokonać, zwłaszcza przy projektowaniu wzmacniaczy modulujących dla rezonansowych modulatorów amplitudowych klasy D o komutowanym napięciu.

## 2. ZACHOWANIE SIĘ UKŁADÓW MODELOWYCH I PRÓBA WYJAŚNIENIA ZACHODZĄCYCH TAM ZJAWISK

Obserwując zachowanie się wzmacniacza rezonansowego przy modulacji amplitudowej w obwodzie kolektora łatwo można zauważyć, że wysterowując napięciem o przebiegu prostokątnym oba tranzystory aż do nasycenia, otrzymamy przebieg napięcia komutowanego, występującego na zaciskach szeregowego obwodu drgań, również o kształcie podobnym do prostokątnego. Podwyższając jednak stopniowo całkowite napięcie zasilania kolektorów ( $u_c = U_{c0} \pm u_m$ ) zaczyna występować coraz silniejsze odkształcanie się napięcia komutowanego (rys. 2). Jest to słuszne dla optymalnych i ustalonych warunków pracy układu, odpowiadających wysterowaniu przy dodatniej szczytowej wartości napięcia modulującego.



Tranzystory komutujące w stanie przewodzenia powinny być wysterowywane tylko do takiego stopnia, który umożliwi przepływ impulsów prądu wymaganych ze względu na istniejące obciążenia obwodu drgań, przy danej chwilowej wartości całkowitego napięcia zasilającego.

Kształt napięcia komutowanego ulega silnym odkształceniom, jeśli chwilowe wartości całkowitego napięcia zasilającego  $u_c$  znacznie różnią się od tej, na którą wyregulowano wysterowanie, a zwłaszcza przy dużych ujemnych wartościach napięcia modulującego  $u_m$ , powodujących chwilowe obniżenie się napięcia zasilającego kolektory. Jest to związane z chwilowym występowaniem przesterowania komutujących tranzystorów wzmacniacza. Można to łatwo stwierdzić obserwując na oscyloskopie przebieg modulacji amplitudowej wzmacniacza metodą trapezu. Chcąc zachować wymaganą prostoliniowość boków trapezu, czyli zapewnić niezbędną moc wzmacniacza przy dodatnim szczycie modulacji, należy tranzystory wysterować dostatecznie silnie w obwodach ich baz. Wówczas jednak przy ujemnym szczycie modulacji rekombinacja nośników zwykle nie nadąży i wolne ładunki nie odpływają z baz dostatecznie szybko. Tranzystory są w tych warunkach przesterowane, co prowadzi do pojawienia się przebiegów zakłócających prawidłową pracę wzmacniacza klasy D i pogarszających w tych momentach jego wypadkową sprawność.

Wzmacniacz rezonansowy klasy D o komutowanym napięciu, odpowiednio wysterowany przy szczycie modulacji, tzn. tak, aby przy  $m = 100\%$  uzyskać na ekranie oscyloskopu obraz równoramiennego trójkąta charakteryzuje się, jak to wynika z wielu pomiarów przeprowadzonych na układach modelowych, małą sprawnością energetyczną. Wynosi ona zaledwie  $40\% \dots 50\%$ , podczas gdy ten sam wzmacniacz w tzw. „telegraficznym” punkcie pracy można łatwo wyregulować w taki sposób, aby jego sprawność energetyczna wzrosła do rzędu  $80\% \dots 90\%$ .

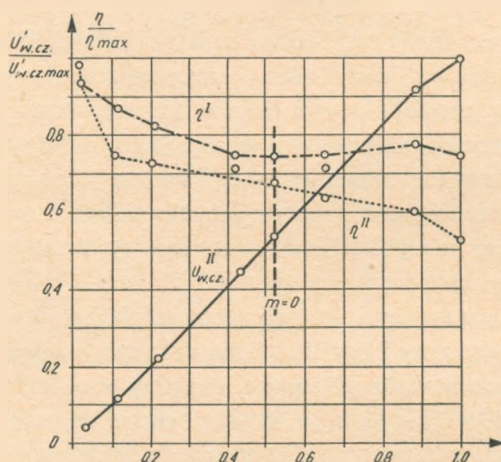
Układ wzmacniacza przy modulacji w obwodzie kolektora można doprowadzić do prawidłowych warunków pracy przez uzależnienie stopnia wysterowania obu tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$  od napięcia modulującego, zasilającego ich kolektory, w sposób pozwalający uniknąć nadmiernego przesterowania w obwodach ich baz.

Wynika stąd, że w modulatorze amplitudowym należałoby w sposób samoczynny ustalać optymalne warunki wysterowania, uzależniając je od chwilowych wartości napięcia zasilającego kolektory tranzystorów. Proces taki, nazywamy dalej kompensacją przesterowania modulowanego wzmacniacza klasy D, może być zrealizowany na przykład przez odpowiednią, nadążającą za przebiegiem modulacji, zmianę napięcia zasilającego stopień sterujący oba komutujące tranzystory wzmacniacza. Dla uzyskania optymalnych wyników przy modulacji wystarczają zwykle nieco mniejsze amplitudy zmian napięcia zasilającego stopień sterujący, niż wynoszą zmiany chwilowej wartości napięcia zasilającego kompensowany wzmacniacz modulowany (porównaj rys. 8).

Następną zaobserwowaną cechą badanej modulacji amplitudowej było stwierdzenie, że pomimo kompensacji skutków przesterowania obu tranzystorów sprawność energetyczna modulowanego wzmacniacza klasy D w badanym układzie ulega

dość znacznym zmianom wraz ze zmianą chwilowej wartości napięcia zasilającego jego kolektory. Stwierdzono przy tym, że dla szczytowych dodatnich wartości napięcia modulującego sprawność układu jest najmniejsza, a dla ujemnych — największa. Prowadzi to do odmiennych wniosków niż podane w [3] i [4], w których przebieg zmian sprawności wzmacniacza przy modulacji jest odwrotny.

Prowadzone obserwacje znajdują swoje potwierdzenie na rys. 3, na którym przedstawiono statyczne charakterystyki modulacji amplitudowej rozpatrywanego



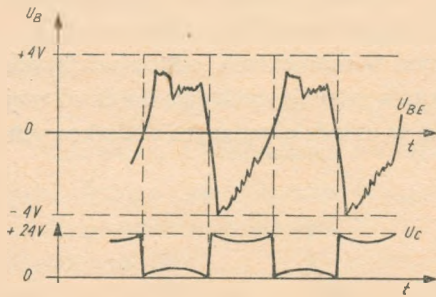
Rys. 3. Charakterystyki statyczne modulacji wzmacniacza klasy D

$\eta^I$  — sprawność z kompensacją i ograniczeniem,  $\eta^{II}$  — sprawność z kompensacją ręczną,  $U_{wcz}^{II}$  — napięcie w.c.z. z kompensacją ręczną,  $U_{c0}$  — napięcia zasilania kolektorów,  $U_{c0\max}$  — napięcie zasilania kolektorów przy  $m = 100\%$ ,  $U_{wcz}$  — amplituda napięcia w.c.z.,  $U_{wcz\max}$  — amplituda napięcia w.c.z. przy  $m \approx 100\%$

wzmacniacza klasy D, jako wartości stosunkowe  $\eta/\eta_{\max}$ . W badanym układzie jako tranzystorów komutujących użyto tranzystorów typu BLY 17 Valvo. Pokazana charakterystyka statyczna modulacji była zdjęta punkt po punkcie, przy czym każdorazowo doregulowywano obwody sterujące układu w taki sposób, aby uzyskać optymalne warunki pracy tranzystorów. Z przebiegu krzywych wynika, że przy podwyższaniu chwilowej wartości napięcia zasilającego tranzystory od zera do wartości maksymalnej sprawność układu maleje od początkowej wartości 0,98 do 0,53 przy szczytowej wartości napięcia modulującego.

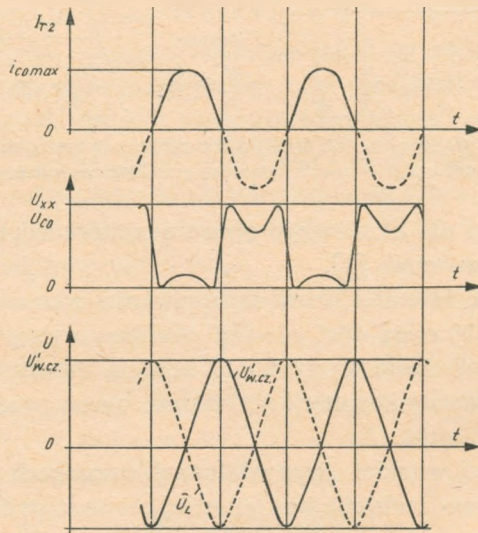
Analizując przyczyny tak znacznego pogarszania się sprawności układu przy wzroście całkowitego napięcia zasilającego okazało się, że przebieg napięć w obwodzie baza — emiter tranzystorów wzmacniacza rezonansowego charakteryzuje się dużymi impulsami ujemnej polaryzacji, co pokazuje rys. 4. Jednocześnie należy mieć na uwadze, że w układzie badanym występuje w przybliżeniu  $90^\circ$  przesunięcie fazy pomiędzy napięciem komutowanym o przebiegu prostokątnym, występującym na zaciskach szeregowego obwodu rezonansowego (bądź na elemencie komutującym

włączonym od strony zacisku uziemiającego) a napięciem sterującym w obwodzie baza — emiter tego elementu.



Rys. 4. Przebieg napięcia sterującego  $U_{BE}$  tranzystora komutującego i napięcia komutowanego  $U_c$  na tym tranzystorze

Należy podkreślić, że w układzie wzmacniacza, podanym na rys. 1, pomiędzy napięciem komutowanym o przebiegu prostokątnym, występującym na elemencie komutującym, a napięciem w.c.z. na rezystancji obciążenia  $R_L$  występuje również napięcie fazy bliskie  $90^\circ$ . Zostało to pokazane na rys. 5, a zachodzące tu zależności wyjaśnia rys. 6.



Rys. 5. Przebieg impulsu prądu i napięcia na elemencie komutującym oraz przebiegów  $U_{wcz}$  i  $U_L$  na cewce obwodu drgań

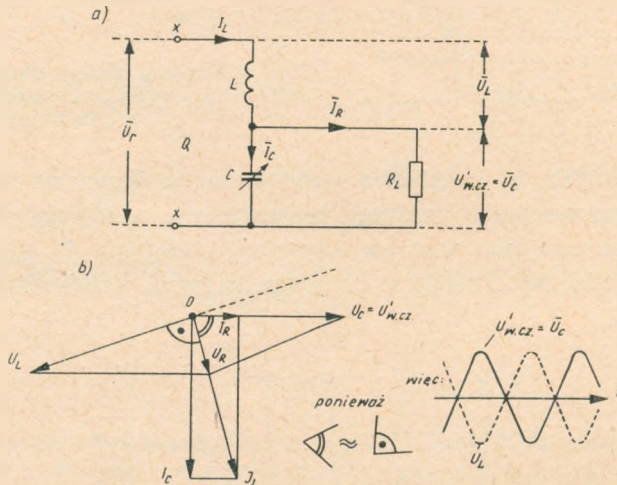
Jak widać z tych rysunków, napięcia  $U_L$  i  $U_{wcz}$  mają prawie przeciwne fazy, z czego wynika, że w chwili zbliżenia się do końca półokresu przewodzenia tranzystora  $T_1$  na cewce obwodu drgań występuje maksymalne napięcie  $U_L$  o ujemnej polaryzacji.

Występowanie w obwodzie baza — emiter tranzystora  $T_1$  impulsów sterujących



o odwrotnej polaryzacji, przy równoczesnym występowaniu napięcia  $U_L$  o takiej samej polaryzacji, może spowodować chwilową pracę inwersyjną tego tranzystora.

Z rozpatrzenia układu wzmacniacza klasy D wynika bowiem, że pojemność obwodu rezonansowego  $C$  jest w każdym okresie drgań impulsowo ładowana ze źródła zasilania  $U_{c0}$  przez tranzystor  $T_1$ , przy czym w momentach odpowiadających końcowi półokresu przewodzenia tego tranzystora występuje tendencja do chwilowej pracy inwersyjnej. Prowadzi to do powstawania w układzie badanym dodatkowych strat.



Rys. 6. Zależności fazowe prądów i napięć w obwodzie rezonansu szeregowego wg układu z rys. 10  
a — uproszczony układ obwodu, b — wykres wektorowy przebiegów zachodzących w układzie z p. a)

Wielkość tych strat dla określonego typu tranzystora zależy przede wszystkim od stopnia jego wysterowania [1].

Bezpośredni wpływ na zmniejszenie się sprawności wzmacniacza klasy D przy modulacji amplitudowej może mieć również chwilowe występowanie zmian czasu trwania impulsu przewodzenia. Prowadzi to bowiem do stanu odbiegającego od wymaganego dla poprawnej komutacji (jednakowe okresy przewodzenia i odcięcia tranzystorów komutujących).

Jak łatwo zauważyć, w takich nieprawidłowych warunkach może powstać chwilowe równoczesne przewodzenie obu tranzystorów, prowadzące do powtarzającego się co okres w.cz. chwilowego zwierania zacisków źródła zasilania.

Może się pozornie wydawać, że jest to na tyle widoczne, iż da się tego z zasady uniknąć. Jednak w czasie regulacji wysterowania, decydującej o kształcie komutowanego napięcia w układzie wzmacniacza rezonansowego, może się łatwo zdarzyć, że operator dążąc do zwiększenia wysterowania (niezbędnego przy uzyskiwaniu prawidłowego kształtu obserwowanego trapezu, zwłaszcza w dodatnich szczytowych wartościach napięcia modulującego) przeoczy nadmierny wzrost poboru prądu ze źródła zasilania. Oprócz wzrostu mocy szczytowej może to jednak powodować



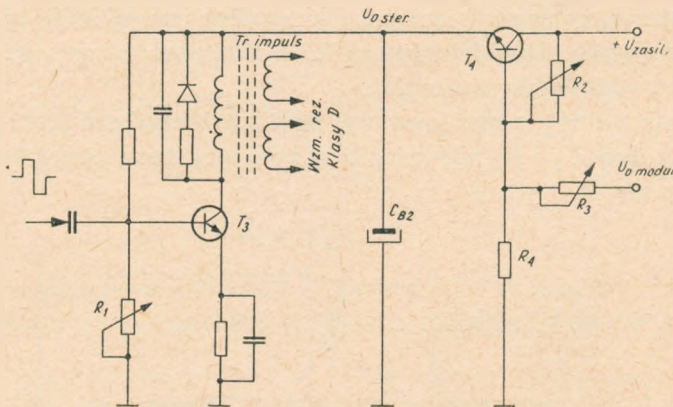
również nie zamierzone równoczesne występowanie zmian okresów przewodzenia i odcięcia tranzystorów. Prowadzi to do zakłóceń procesu komutacji i powtarzającego się co okres krótkotrwałego zwierania źródła zasilania układu przez dwa, szeregowo połączone i równocześnie przewodzące tranzystory. Będzie to równoważne równoległemu włączeniu (od strony zasilania) do normalnie pracującego wzmacniacza klasy D, określonej rezystancji obciążenia, odpowiadającej wzrostowi strat w tranzystorach.

Oba omówione źródła dodatkowych strat w układzie mogą również występować jednocześnie.

### 3. ŚRODKI USPRAWNIAJĄCE DZIAŁANIE UKŁADU MODULATORA AMPLITUDOWEGO KLASY D

W celu praktycznego wykorzystania wzmacniacza klasy D do modulacji amplitudowej zaproponowano układ umożliwiający uzyskiwanie optymalnej i automatycznie działającej kompensacji stopnia przesterowania wzmacniacza<sup>\*)</sup>.

Zasadę działania takiego układu można prześledzić w oparciu o rys. 7. W transformatorowym stopniu sterującym, zablokowanym od strony zasilania względem

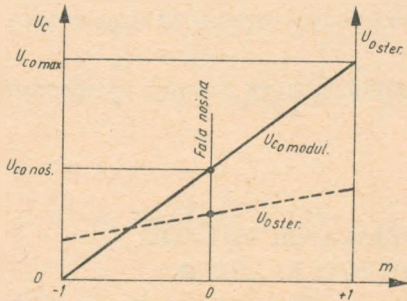


Rys. 7. Układ umożliwiający uzyskanie optymalnej kompensacji stopnia przesterowania modulowanego amplitudowo wzmacniacza klasy D

ziemi pojemnością  $C_{B2}$ , pracuje tranzystor  $T_3$  podobny jak we wzmacniaczu. Jest on zasilany z osobnego źródła napięciem  $U_{zasil.}$  poprzez tranzystor pomocniczy  $T_4$ , spełniający rolę regulowanej rezystancji, której wartość zależy od napięcia wyjściowego wzmacniacza modulującego. Wymagany liniowy przebieg napięcia  $U_{o\ ster}$ , zasilającego stopień sterujący (podany na rys. 8), jest uzyskiwany przez właściwy do-

\*) Zgłoszenie patentowe IŁ 524/75.

bór wartości rezystancji  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_3$ . Regulację taką należy przeprowadzać dla określonych warunków pracy, przy ustalonym obciążeniu modulatora amplitudowego klasy D, obejmującego zarówno rezonansowy wzmacniacz modulowany klasy D jak i odpowiedni wzmacniacz modulujący.

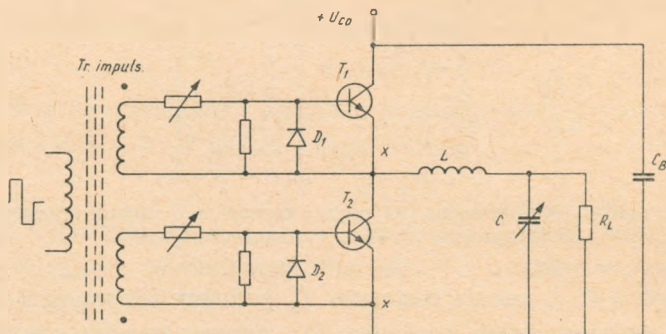


Rys. 8. Przebieg charakterystyk napięć zasilania modulowanego amplitudowo rezonansowego wzmacniacza klasy D i jego stopnia sterującego w okresie modulacji

Zastosowanie takiego typu kompensacji zapewnia poprawę sprawności energetycznej wzmacniacza modulowanego klasy D ze wspomnianych 40% ... 50% wartości do rzędu 75%. Wyniki powyższe, uzyskane przy zdejmowaniu charakterystyk statycznych modulacji wzmacniacza, podano na rys. 3.

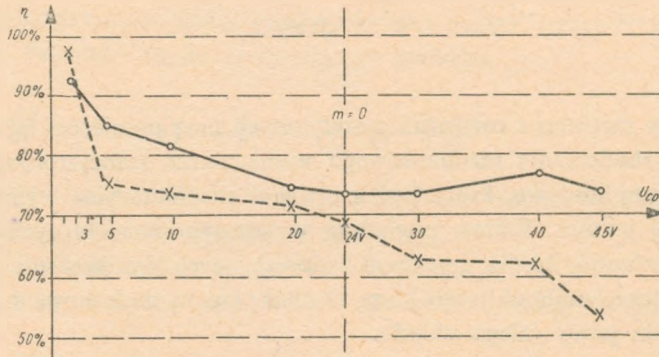
W celu zmniejszenia niepożądanego zjawiska pracy inwersyjnej tranzystorów, a tym samym dla dalszej wyraźnej poprawy sprawności wzmacniacza rezonansowego klasy D, zastosowano jeszcze maksymalnie możliwe zmniejszenie ujemnej części impulsów sterujących. Dzięki temu uzyskano niezbędne odcięcie impulsu prądu tranzystora we właściwych momentach.

Zmniejszenie ujemnej części impulsów sterujących uzyskano przez odpowiednie włączenie dwu diod  $D_1$  i  $D_2$  pomiędzy bazy i emityry tranzystorów komutujących, jak to podaje rys. 9.



Rys. 9. Usprawniony układ wzmacniacza rezonansowego klasy D

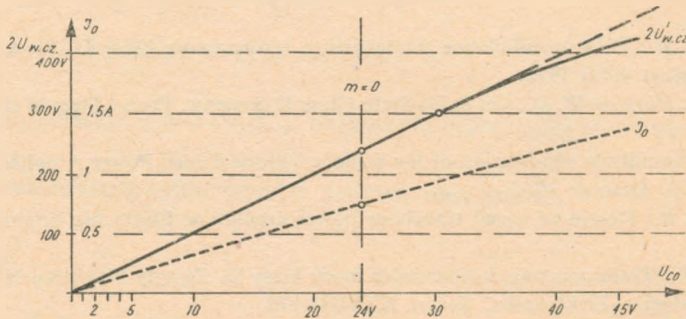
Na rysunku 10 przedstawiono, dla porównania, przebieg sprawności układu z automatyczną kompensacją przesterowania wzmacniacza i ogranicznikami w bazach tranzystorów komutujących z układem o ręcznej korekcie kształtu napięcia



Rys. 10. Porównanie przebiegu charakterystyk sprawności układu wzmacniacza klasy D przy statycznej charakterystyce modulacji amplitudowej dla pracy:

a — z ogranicznikami i kompensacją, b — bez tych usprawnień, ale przy ręcznym doregulowywaniuysterowania tranzystorów

komutującego. Natomiast na rysunku 11 podano przebiegi innych parametrów modulacji amplitudowej we wzmacniaczu rezonansowym klasy D z automatyczną kompensacją przesterowania i ogranicznikami w bazach tranzystorów komutujących.



Rys. 11. Charakterystyka statyczna modulacji amplitudowej wzmacniacza rezonansowego klasy D z automatyczną kompensacją i ogranicznikami w bazach

#### 4. ZALEŻNOŚCI ILOŚCIOWE PRZY MODULACJI AMPLITUDOWEJ WZMACNIACZA REZONANSOWEGO KLASY D

W celu wykazania zależności ilościowych, występujących w pracy układów klasy D, w Dodatku do niniejszego artykułu zamieszczono interpretację numeryczną omawianych tu zjawisk dla dwu charakterystycznych przypadków, opartą na pomiarach w stanach odpowiadających brakowi modulacji i dodatniej szczytowej wartości modulacji.



## 5. WNIOSKI

Jak wynika zarówno z rozważań teoretycznych oraz pomiarów laboratoryjnych, możliwe jest zbudowanie rezonansowego wzmacniacza tranzystorowego klasy D z modulacją amplitudową, który będzie spełniał eksploatacyjne wymagania radiofonii wysokiej jakości. Wbrew poglądom wyrażonym w niektórych publikacjach [3], [4] stwierdzono, że dla uzyskania zadowalających wyników pracy rezonansowego modulatora amplitudowego klasy D niezbędne są dodatkowe środki usprawniające warunki pracy całego układu.

Wykazano również, że stan nasycenia, w jaki wprowadza się tranzystory komutujące wzmacniacza klasy D, musi być przy modulacji amplitudowej uzależniony od chwilowej wartości napięcia zasilania kolektora, a więc odpowiednio kompensowany.

W zakończeniu autor pragnie podziękować st. asystentowi P. mgr inż. *Aleksandrowi Orłowskiemu* za pomoc i współpracę, zwłaszcza w zakresie zagadnień laboratoryjno-konstrukcyjnych oraz P. docentowi mgr inż. *Henrykowi Kalicie* za zachętę przy rozwiązywaniu omawianych problemów.

### WYKAZ LITERATURY

1. *Sypniewski St.*: Półprzewodnikowe wzmacniacze rezonansowe klasy D. Prace Instytutu Łączności. Zeszyt 4(68) 1972.
2. *Page D. F., Hindson W. D.*: On Solid-State Class D Systems. Proceedings of the IEEE. April 1965.
3. *Senak P.*: Amplitude Modulation of the Switched-Mode Tuned Power Amplifier. Proceedings of the IEEE. October 1965.
4. *Osborn M. R.*: Design of tuned transistor power amplifiers. Electronic Engineering. August 1968.
5. *Walewski K.*: Tranzystorowe wzmacniacze mocy klasy D. Zeszyty Naukowe Nr 186 Politechniki Gdańskiej — Elektronika. Zeszyt XXVIII/1972.

### Dodatek

W oparciu o pomiary, wykonane na modelu rezonansowego wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu, obliczono poniżej straty inwersyjne. Układ elektryczny modelu odpowiadał rys. 9 z zastosowaną samoczynną kompensacją przesterowania w obwodach baz tranzystorów komutujących, jak na rys. 7.

1. Dane wyjściowe, uzyskane z pomiaru przy braku modulacji (jest to stan odpowiadający fali nośnej):

$$U_{c0} = 24 \text{ V}; \quad I_{c0} = 0,75 \text{ A}; \quad P_{c0} = 18 \text{ W}$$



Na rezystancji obciążenia  $R_L = 535 \Omega$  występowała międzyszczytowa wartość napięcia w.cz.  $2U_{wcz} = 240 V_{pp}$ , czyli

$$P_{wcz} = \frac{U_{wcz}^2}{2R_L} = 13,4 \text{ W}; \quad \eta_{ogól} = \frac{13,4}{18} = 0,74$$

Pojemność obwodu rezonansowego na zaciskach rezystancji obciążenia wynosiła  $C = 2630 \text{ pF}$ .

Częstotliwość  $f_{rez} = 1058 \text{ kHz}$  otrzymywano z generatora kwarcowego. Wobec powyższego

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = 57,7 \Omega; \quad Q_c = \frac{R_L}{X_c} = 9,3$$

Równoważna rezystancja szeregową obciążenia wynosi więc:

$$r_L = \frac{R_L}{Q_c^2} = 6,18 \Omega$$

a ponieważ moc oddawana  $P_{wcz}$  musiała również spełniać zależność:

$$P_{wcz} = 13,4 \text{ W} = I_{sk}^2 \cdot r_L \text{ więc } I_{wcz} = \sqrt{2} \cdot I_{sk} = \sqrt{2} \cdot 1,47 = 2,08 \text{ A}$$

Dla porównania obliczamy niezbędny pobór prądu ze źródła zasilania wzmacniacza [1], uwzględniając znaną amplitudę impulsu prądu ładowania. Prąd ten musiałby wynosić ok.  $I'_{c0} = \frac{I_{wcz}}{\pi} = 0,663 \text{ A}$ , co jest wielkością mniejszą niż pobierana w rzeczywistości, a odpowiadająca mu moc zasilania  $P'_{c0} = 0,663 \cdot 24 = 15,9 \text{ W}$ , co jest również wartością mniejszą niż otrzymana z pomiarów. W związku z tym sprawność wzmacniacza w.cz. w rzeczywistości była znacznie większa i wynosiła  $\eta_{wcz} = \frac{13,4}{15,9} = 0,845$ .

Powyższe stwierdzenie prowadzi do wniosku, że moc odpowiadająca poborowi ze źródła zasilania prądu  $I''_{c0} = 0,75 - 0,663 = 0,087 \text{ A}$  była tracona wskutek występowania dodatkowych strat (oznaczonych  $P''_{str}$ ) w czasie pracy układu wzmacniacza klasy D.

W związku z tym układ zastępczy wzmacniacza dla prądu stałego można przedstawić tak, jak na rys. 12, a dla prądu zmiennego, tak jak na rys. 13.

Amplituda napięcia w.cz. na równoważnej szeregowej rezystancji obciążenia  $r_L = 6,18 \Omega$  wynosiła:

$$U_{wcz} = I_{wcz} \cdot r_L = \frac{P_{wcz}}{0,5 \cdot I_{wcz}} = 12,9 \text{ V}$$

Teoretyczna szczytowa wartość napięcia w.cz. (bez uwzględnienia strat) wg [1]:

$$U_{maxT} = \frac{2}{\pi} \cdot 24 = 15,3 \text{ V}$$

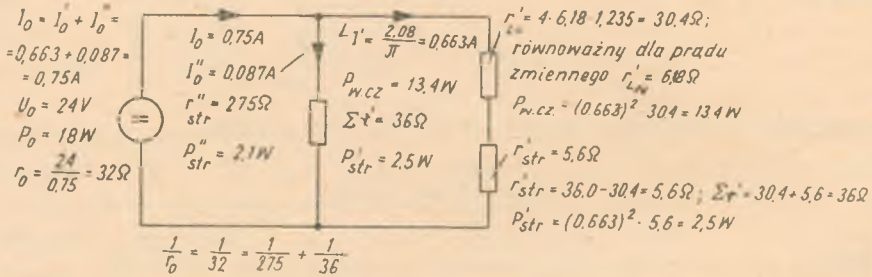
Prąd maksymalny z uwzględnieniem strat

$$I_{\max} = I_{wcz} + I_{str}''$$

Moc pobierana ze źródła zasilania

$$P_{c0} = I_{c0} \cdot U_{c0} = 0,5 I_{\max T} \cdot U_{\max T} = 0,5 I_{\max T} \cdot 15,3 = 18W$$

otrzymujemy zatem, że  $I_{\max T} = 2,355 A$

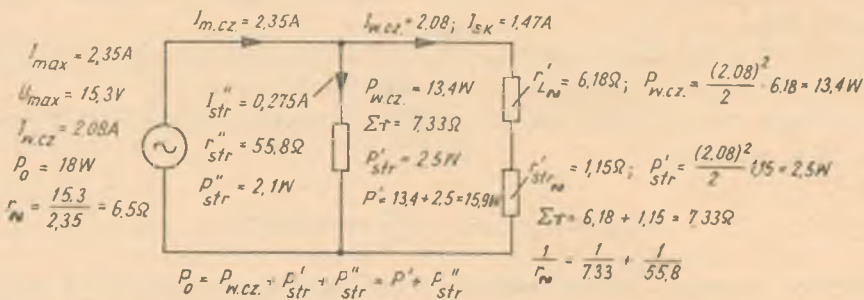


Rys. 12. Układ zastępczy dla prądu stałego opisywanego wzmacniacza modulowanego w przypadku  $m = 0\%$

Ponieważ  $I_{str}'' = \pi \cdot I_{co}'' = I_{\max} - I_{wcz} = 2,355 - 2,08 = 0,275 A$  jest amplitudą zastępczego prądu w.cz., równoważną prądowi strat dodatkowych, możemy więc określić pozostałe parametry układu. Dla sprawdzenia poprzednio znalezionej wartości mocy użytecznej  $P_{wcz}$  należy od prądu  $I_{c0}$ , pobieranego ze źródła zasilania, odjąć równoważną składową stałą impulsu  $I_{co}''$ , gdyż reprezentuje ona straty inwersyjne

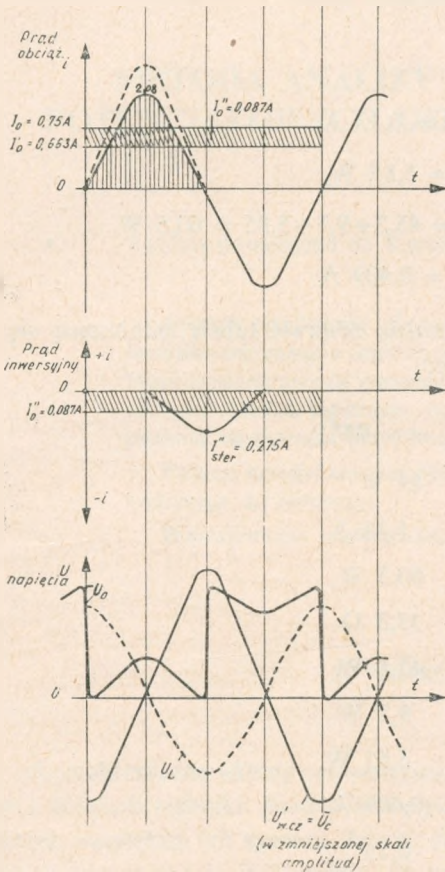
$$I_{co}' = I_{c0} - I_{co}'' = 0,75 - 0,087 = 0,663 A, \text{ a jak wiadomo}$$

$$I_{co}'' = \frac{0,275}{\pi} = 0,087 A$$

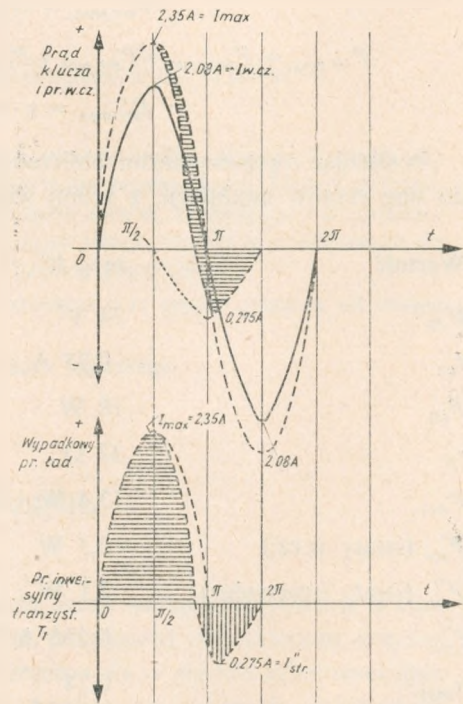


Rys. 13. Układ zastępczy dla prądu zmiennego opisywanego wzmacniacza modulowanego w przypadku  $m = 0\%$

Przebiegi impulsowe w układzie ilustrują rysunki 14 i 15, z których widać, że maksimum inwersyjnego impulsu prądu przypada w fazie z ujemną wartością amplitudy napięcia na cewce obwodu drgań  $U_L$ , występującego w końcu okresu przewodzenia tranzystora „ładującego”  $T_1$ .



Rys. 14. Przebiegi prądów i napięć we wzmacniaczu rezonansowym klasy D z rys. 1



Rys. 15. Kształt impulsu prądu „ładowania” i jego powstawanie, z uwzględnieniem prądu inwersyjnego tranzystora  $T_1$  z rys. 1

2. Dane wyjściowe, uzyskane z pomiaru dla warunków odpowiadających w przybliżeniu dodatniemu szczytowi modulacji

$$U_{c0 \max} = 45 \text{ V}; \quad I_{c0 \max} = 1,35 \text{ A}; \quad P_{c0 \max} = 60,5 \text{ W}$$

$$2U_{wcz} = 440 \text{ V}_{pp}; \quad \text{czyli } P_{wcz \max} = 45,3 \text{ W}; \quad \eta_{ogól} = \frac{45,3}{60,5} = 0,75$$

Moc użyteczna  $P_{wcz \max} = 45,3 \text{ W} = I^2 \cdot r_L$ , czyli  $I_{sk} = 2,71 \text{ A}$ , a amplituda prądu w.c.z.  $I_{wcz} = \sqrt{2} \cdot 2,71 = 3,84 \text{ A}$ .



Składowa stała prądu  $I_{wcz}$  będzie  $I'_{c0 \max} = \frac{3,84}{\pi} = 1,22 \text{ A} < 1,35 \text{ A}$ . Natomiast obecnie  $P'_{c0 \max} < 1,22 \cdot 45 = 55 \text{ W}$

$$\eta'_{wcz \max} = \frac{45,3}{55} = 0,82 > 0,75$$

Dodatkowe straty wynoszą więc

$$I''_{c0 \max} = 1,35 - 1,22 = 0,13 \text{ A},$$

$$P''_{str \max} = 0,13 \cdot 45 = 5,85 \text{ W},$$

$$P_{c0 \max} = P_{wcz \max} + P'_{str \max} + P''_{str \max} = 45,3 + 9,7 + 5,85 = 60,5 \text{ W},$$

$$I''_{str \max} = \pi \cdot I''_{c0 \max} = 0,409 \text{ A}$$

Posiłkując się powyższymi obliczeniami, można zestawić tabelę odnoszącą się do obu stanów modulacji, z której widać, że:

Wartość	$m = 0\%$	$m = 95\%$
$U_{c0}$	24 V	45 V
$I_{c0}$	0,75 A	1,35 A
$P_{c0}$	18 W	60,5 W
$r_m$	32 $\Omega$	33,3 $\Omega$
$P_{wcz}$	13,4 W	45,3 W
$P'_{str}$ (straty w.cz.)	2,5 W	9,7 W
$P''_{str}$ (straty inwersyjne)	2,1 W	5,85 W
$I''_{str}$	0,275 A	0,409 A
$\eta_{ogól}$	0,74	0,75
$\eta_{wcz}$	0,845	0,82

Sprawność ogólna jest prawie stała, a więc wzmacniacz modulujący „widzi” rezystancję  $r_m \approx \text{const}$ . Występują natomiast różnice w wartościach sprawności w.cz., których przebieg wraz ze zmianą napięcia zasilania podano na rys. 10. Straty dodatkowe we wzmacniaczu pochodzą prawdopodobnie w głównej mierze od zjawiska inwersyjnej pracy tranzystora  $T_1$ .

Wartość szczytowa impulsu prądu inwersyjnego  $I''_{str}$  występuje cyklicznie przy ujemnych wartościach napięcia na cewce  $U_{Lstr}$ .

Wartości obliczone są współmiernego rzędu wielkości z oscylograficznymi pomiarami impulsów prądów komutujących tranzystorów, podanymi w [1].



*C. Сытневски*

## АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ТРАНЗИСТОРНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ КЛАССА Д

### Резюме

В статье рассмотрены вопросы амплитудной модуляции в транзисторных резонансных усилителях класса Д.

Кроме того доказано, что правильный ход такой модуляции можно осуществлять путем введения модулирующего напряжения в цепь питания коллектора. Однако обычно в процессе модуляции часто выступают некоторые невыгодные посторонние явления, вследствие чего для осуществления высококачественных параметров модуляции целесообразным является применение некоторых, здесь цитированных, вспомогательных средств. Рассмотрен здесь тоже способ реализации полной схемы модулированного усилителя. В оконечной части статьи поданы результаты лабораторных измерений модели резонансного амплитудного модулятора класса Д а также рассчитаны выступающие в нем инверсионные потери мощности.

*S. Sypniewski*

## AMPLITUDE MODULATION IN THE TRANSISTOR TUNED CLASS D AMPLIFIERS

### Summary

The paper deals with the problem of amplitude modulation in the transistor tuned class D amplifiers. It is also proved that the correct modulation process is possible when the modulation voltage has been introduced to the collector supply circuit.

However, in the modulating process some undesirable accidental phenomena may occur and so for the purpose of achieving high quality parameters of modulation some remedial measures must be applied. The whole arrangement of the modulated class D RF amplifier has been discussed.

In the final part of the paper, the results of laboratory measurements of such a model of a tuned amplitude modulated class D amplifier have been given and the characteristic inversion power losses have been calculated.

S. Sypniewski

### MODULATION D'AMPLITUDE DANS LES AMPLIFICATEURS A RESONANCE DE LA CLASSE D TRANSISTORISES

#### Résumé

Dans l'article on examine le problème de modulation d'amplitude dans les amplificateurs à résonance de la classe D transistorisés. On y démontre que pour obtenir la modulation convenable on peut introduire la tension de modulation au circuit d'alimentation du collecteur mais pendant ce procédé on observe quelques phénomènes indésirables. Pour obtenir une modulation à paramètres de haute qualité on doit appliquer des remèdes préventifs convenables, proposés dans cet article.

On y expose aussi le mode de réaliser le schème complet d'un amplificateur-modulateur de haute fréquence.

Dans la partie finale de l'article sont donnés les résultats des mesures de laboratoire d'un modèle du modulateur d'amplitude à résonance de la classe D. Les pertes inversives de la puissance qui s'y produisent ont été calculées.

S. Sypniewski

### AMPLITUDENMODULATION DER TRANSISTORRESONANZVERSTÄRKER DER BETRIEBSART D

#### Zusammenfassung

In dem Artikel wurde das Problem der Amplitudenmodulation der Transistorresonanzverstärker der Betriebsart D geprüft. Es wurde dabei gezeigt, dass man im Prinzip einen richtigen Modulationsverlauf erreichen kann, wenn die modulierende Spannung in den Speisungsstromkreis des Kollektors eingeführt wird.

Während des Modulationsprozesses entsteht aber eine ganze Reihe von ungünstigen Nebenerscheinungen, die den Einsatz geeigneter Abhilfsmittel erfordern, deren Einführung die Modulation mit hohen Qualitätsparametern zu erreichen ermöglicht. Es wurde auch die Realisationsweise der ganzen Schaltung des modulierten Verstärkers der Betriebsart D besprochen. Schließlich wurden Resultate der Labormessungen des kompletten Modells eines Resonanzverstärkers gegeben und es wurden auch die in diesem Verstärker entstehenden inversen Leistungsverluste berechnet.

## AUTORZY



Doc. dr inż. *Władysław Majewski*, urodzony w 1933 r., jest zastępcą dyrektora d.s. naukowych Instytutu Łączności od 1970 r. Studiował na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej w latach 1950–56. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał w 1962 r. W latach 1954–1970 był pracownikiem naukowo-dydaktycznym Politechniki Warszawskiej. Od 1970 r. jest pracownikiem Instytutu Łączności — od 1971 r., jako samodzielny pracownik naukowo-badawczy, a od 1973 jako docent. Od 1972 r. jest także docentem kontraktowym w Politechnice Warszawskiej. Prowadzi własne prace naukowe od 1954 r. i kieruje pracami naukowo-badawczymi od 1962 r. W ostatnich latach rozwijał działalność głównie w dziedzinie miernictwa transmisji danych, telekomunikacji cyfrowej oraz teorii układów logicznych i automatów. Jest autorem około 40 publikacji (artykuły, skrypty, książki).



Mgr *Stanisław Brynda*, urodzony w 1942 roku, ukończył w 1965 r. studia na Wydziale Matematyki i Fizyki Uniwersytetu Warszawskiego. Pracuje kolejno w Akademii Sztabu Generalnego, zajmując się algorytmizacją i programowaniem na EMC, a następnie w Ministerstwie Łączności zajmuje się wdrożeniem informatyki do planowania sieci radiofonicznych i telewizyjnych. Od 1972 r. pracuje w Instytucie Łączności na stanowisku gł. analityka d.s. systemów numerycznych. Zajmuje się głównie podstawami informatyki oraz jej zastosowaniem w problematyce modelowania sieci telekomunikacyjnej i gospodarki widmem częstotliwości.



Adiunkt inż. *Andrzej Dusiński*, urodzony w 1939 r., ukończył studia w 1965 r. na Wydziale Elektrycznym Wieczorowej Szkoły Inżynierskiej w Warszawie ze specjalnością Elektronika. W Instytucie Łączności pracuje od 1958 r. stale w Zakładzie Propagacji Fal Radiowych, początkowo w Obserwatorium Jonosferycznym, a następnie zajmuje się zagadnieniami propagacji troposferycznej na potrzeby radiokomunikacji ruchomej lądowej. Obecnie zajmuje się zagadnieniami związanymi z propagacją na falach o częstotliwościach większych niż 10 GHz i jednocześnie zastosowaniem maszyn cyfrowych do rozwiązywania zagadnień propagacyjnych.

Notka bibliograficzna mgra inż. Stanisława Sypniewskiego była zamieszczona w Pracach IŁ zeszyt 4(68).

