

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK IX

ZESZYT 2 (27)

WARSZAWA 1962

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

1. <i>Paweł Szulkin</i> — Niektóre wyniki teorii synchronizacji falą ciągłą o stałej częstotliwości	3
2. <i>Stefan Jasiński</i> — Zachowanie się warstwy jonosferycznej <i>E</i> obserwowane w Miedzeszynie (Warszawa) podczas zaćmienia słonecznego w dniu 15 lutego 1961 r.	23
3. <i>Jan Kibortt</i> i <i>Jerzy Trehckiński</i> — Przykłady zastosowania rejestrów w centralach systemu Strowgera	4

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>П. Шулкин</i> — Некоторые результаты теории синхронизации непрерывной волной с постоянной частотой	3
2. <i>Ст. Ясинский</i> — Состояние ионосферного слоя <i>E</i> наблюдаемое в Медзешине (Варшава) во время солнечного затмения 15 февраля 1961 года	23
3. <i>Я. Кибортт</i> и <i>Е. Трехциньски</i> — Примеры применения регистров в А.Т.С. системы Струоджера	41

CONTENTS

1. <i>P. Szulkin</i> — Some theoretical questions of synchronisation by a continual wave of the constant frequency	3
2. <i>S. Jasiński</i> — Behaviour of the ionospheric layer <i>E</i> observed in Miedzeszyn (Warsaw) during the solar eclipse on the 15th February 1961	23
3. <i>J. Kibortt</i> and <i>J. Trehckiński</i> — Examples of relay-registers in telephone exchanges of Strowger type	41

SOMMAIRE

1. <i>P. Szulkin</i> — Quelques questions théoriques concernant la synchronisation (du générateur) par une onde continue à fréquence constante	3
2. <i>S. Jasiński</i> — Le comportement de la couche ionosphérique <i>E</i> , observé à Miedzeszyn (Varsovie), pendant l'éclipse du soleil du 15 février 1961	23
3. <i>J. Kibortt</i> et <i>J. Trehckiński</i> — Exemples d'application des enregistreurs dans les centraux téléphoniques Strowger	41

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>P. Szulkin</i> — Manche Ergebnisse der Theorie der Synchronisierung mittels einer Dauerwelle konstanter Frequenz	3
2. <i>S. Jasiński</i> — Das Verhalten der <i>E</i> -Ionosphärenschicht während der Sonnenfinsternis am 15 Februar 1961 in Miedzeszyn (Warszawa)	23
3. <i>J. Kibortt</i> und <i>J. Trehckiński</i> — Beispiele der Anwendung von Registern in Ortsvermittlungen des Schrittschaltsystems	41

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK IX

ZESZYT 2 (27)

WARSZAWA 1962

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

K o m i t e t R e d a k c y j n y
Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów:
adj. inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski,
doc. mgr inż. Lesław Kędziński

Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

A d r e s R e d a k c j i
Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Instytut Łączności, Warszawa 1962 r. Wydanie I. Nakład 580 egz. Ark. wyd. 4,9.
Ark. druk. 5,99/A. Format B5. Papier druk. sat. kl. V, 70 g, 700 × 1000/16. Maszynopis oddano do składania 23. 7. 1962 r. Podpisano do druku 16. 11. 1962 r.
Druk ukończono w listopadzie 1962 r. Symbol 80320/RO. Cena zł 19,—

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu — 1686/62 — M-4

PAWEŁ SZULKIN

621.316.729 : 621.373.42.001.24

NIEKTÓRE WYNIKI TEORII SYNCHRONIZACJI FAŁĄ CIĄGLĄ O STAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego 24. 6. 1961 r.

Praca omawia zagadnienia związane z synchronizacją generatora przez sygnał o stałej częstotliwości.

Szerokość wstęgi synchronizacji jest proporcjonalna do stosunku amplitud sygnału synchronizującego i napięcia generatora w punkcie wprowadzenia sygnału synchronizacji. Stała proporcjonalności jest funkcją parametrów obwodu. Wyprowadza się rozwiązanie dynamiczne dla częstotliwości generatora przy nagle przyłożonym sygnale synchronizacji. Określa się stałą czasową dla procesu zbliżania się częstotliwości generatora do częstotliwości synchronizacji. Ta stała czasowa jest odwrotnie proporcjonalna do szerokości wstęgi synchronizacji i wzrasta, gdy częstotliwość synchronizacji jest bliższa granicy wstęgi synchronizacji.

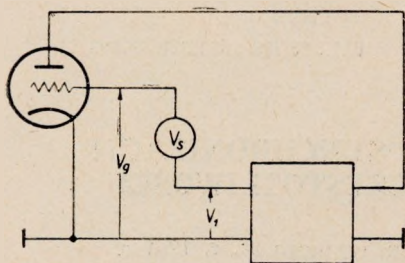
Gdy częstotliwość synchronizacji jest poza wstęgą synchronizacji, generator oczywiście nie może być synchronizowany i w rezultacie otrzymujemy jedynie modulację jego częstotliwości. Charakter tej modulacji jest taki, że uśredniona częstotliwość generatora zbliża się do częstotliwości wprowadzonego sygnału. Amplituda drgań synchronizowanych zależy w pewnym stopniu od amplitudy i częstotliwości sygnału synchronizującego. Wyprowadza się odpowiednie równania wyrażające analitycznie ten wpływ, a także zmienność częstotliwościową funkcji przenoszenia samego układu generatora.

Ponieważ wstęga synchronizacji zależy od napięcia, zmiana amplitudy wywołuje zmianę rzeczywistej szerokości wstęgi. Wiąże się z tym jednoczesny wpływ na stałą czasową generatora i zachowanie się wobec zmiany częstotliwości synchronizującej. Podaje się poprawione równania częstotliwości generatora uwzględniające wpływ zmienności amplitudy.

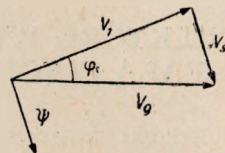
Celem tej pracy jest syntetyczne omówienie niektórych wybranych zagadnień teorii synchronizacji generatorów sygnałem o stałej częstotliwości. Problem ten traktowany jest stosunkowo szeroko (lecz niestety nie

zawsze pozbawiony pozornych i istotnych sprzeczności) przez wielu autorów i ogólnie jego ujęcie można znaleźć np. w [1].

W dalszym ciągu będziemy zakładać, że sygnał synchronizacyjny V_s jest wprowadzony szeregowo do obwodu siatki lampy generatora, jak to przykładowo pokazuje rys. 1. Oczywiście, możliwe są i inne praktyczne schematy synchronizacji. Przekonamy się jednak później, że istotnie większość



Rys. 1. Zasadniczy schemat generatora synchronizowanego



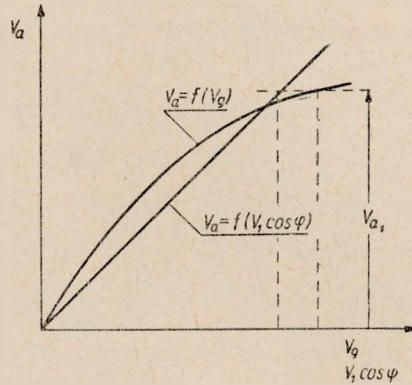
Rys. 2. Wykres wektorowy napięć występujących w układzie z rys. 1

z nich zasadniczo zachowuje się w sposób bardzo podobny. Załóżmy, że generator z rys. 1 jest synchronizowany i zbadajmy warunki, które muszą być w związku z tym spełnione. Jest oczywiste, że jeżeli generator jest synchronizowany, to napięcie V_1 , V_s i V_g (rys. 1) mają tę samą częstotliwość i wobec tego można dla nich zastosować wykres wektorowy, pokazany na rys. 2.

Na rysunku 3 są przedstawione dwie krzywe, które łącznie dają zależność między V_g i V_1 , wynikającą z własności przenoszenia wzdłuż całego układu generatora. Krzywa zależności amplitudy składowej podstawowej V_a napięcia anodowego w funkcji napięcia siatki V_g opisuje własności nieliniowe lampy. Natomiast krzywa $V_a = f(V_1)$ jest właściwie funkcją przenoszenia czwórnika liniowego. Drganiom własnym generatora odpowiada oczywiście $V_s = 0$ i $V_1 = V_g$. Przecięcie obu krzywych daje więc amplitudę drgań własnych.

Mając zadane częstotliwość synchronizacji i amplitudę drgań można bez trudu wyznaczyć wymagane napięcie synchronizacyjne V_s . Znając bowiem częstotliwość synchronizacji obliczamy (korzystając z konwencjonalnej teorii obwodów) kąt fazowy φ pomiędzy V_1 i V_g . Pozwala to z kolei wykreślić krzywą $V_a = f(V_1 \cos \varphi)$. Wybór amplitudy drgań synchronizowanych (np. V_{a1} na rys. 3) pozwala wyznaczyć odpowiednie wartości V_g i $V_1 \cos \varphi$. Ponieważ φ jest już znane, możemy następnie zrobić wykres wektorowy jak na rys. 2 i stąd otrzymać wymagane napięcie synchronizujące V_s jako różnicę wektorową V_g i V_1 .

Powyższa analiza pozwala w sposób bardzo prosty sformułować warunki, przy spełnieniu których synchronizacja jest możliwa. Jeżeli wykres wektorowy z rys. 2 tworzy trójkąt zamknięty, to generator będzie synchronizowany, zaś amplitudy stanu ustalonego drgań synchronizowanych będą



Rys. 3. Krzywe określające zależność V_g i V_1 w generatorze z rys. 1

dane przez ten wykres. Otrzymany wynik jest właściwie rozszerzeniem warunku Barkhausena dla drgań generatora lampowego. Stan ustalony przy założonych warunkach jest możliwy, jeżeli zysk całej pętli z członem synchronizacyjnym włącznie jest równy jedności.

W niektórych prostych przypadkach tak zmodyfikowany warunek Barkhausena daje się sprowadzić do równania dla wstęgi częstotliwości, w której przy zadanej amplitudzie V_s synchronizacja jest możliwa. I tak np. w generatorze z jednym obwodem strojonym kąt fazowy φ zmienia się prawie liniowo, dla małych zmian częstotliwości ω w pobliżu częstotliwości rezonansowej ω_0 .

$$\varphi \approx \frac{2Q}{\omega_0}(\omega - \omega_0). \quad (1)$$

Odwołując się do rysunków 2 i 3 widzimy, że w punktach gdzie synchronizacja zrywa się: $\Psi = \pm \frac{\pi}{2}$, zaś

$$\varphi = \pm \arctg \frac{V_s}{V_g}. \quad (2)$$

Jeżeli $\frac{V_s}{V_g}$ jest dostatecznie małe, $\tg \varphi \approx \varphi$ i

$$\omega - \omega_0 = \pm \frac{\omega_0}{2Q} \frac{V_s}{V_g}. \quad (3)$$

Szerokość wstęgi synchronizacji równa się więc $\frac{\omega_0}{Q} \frac{V_s}{V_g}$.

Mimo tego, że powyższe założenia upraszczające nie zawsze są dopuszczalne, to wykorzystanie tej metody pozwala, w niektórych przypadkach, wyznaczyć wstęgę synchronizacji. Jednakże, graficzne zastosowanie warunku Barkhausena staje się bardzo uciążliwe, jeżeli zależność funkcji przenoszenia od częstotliwości i amplitudy nie da się analitycznie wyrazić w sposób prosty.

Należy jeszcze podkreślić, że aczkolwiek przyjęliśmy poprzednio, iż synchronizacja występuje dla Ψ leżącego w granicach $\pm \frac{\pi}{2}$, warunek ten nie zawsze musi być spełniony. W niektórych przypadkach, szczególnie gdy stosunek amplitud $\frac{V_1}{V_g}$ gwałtownie maleje (gdy oddalamy się od częstotliwości ω_0), Ψ może wzrosnąć do wartości przekraczających $\frac{\pi}{2}$, zanim synchronizacja generatora zerwie się. Bardziej pełny obraz zachowania się generatora z wprowadzonym sygnałem synchronizacyjnym otrzymamy rozpatrując równanie różniczkowe dla częstotliwości drgań generatora. W tym celu posłużymy się analizą Adlera [2] z tym jednak, że wprowadzimy do niej pewne zmiany. Założymy, że napięcie synchronizacyjne wprowadzimy w sposób pokazany na rys. 1, aczkolwiek niekoniecznie do obwodu siatki.

Przyjmując, że $V_s \ll V_g$ oraz φ małe, mamy

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{V_s \sin \Psi}{V_g} \approx \frac{V_s}{V_g} \sin \Psi. \quad (4)$$

Jeżeli założymy dodatkowo, że przesunięcie fazowe φ zmienia się liniowo wraz z częstotliwością, możemy napisać jeszcze

$$\varphi = K (\omega - \omega_0), \quad (5)$$

gdzie K zależy od parametrów obwodu.

Z równań (4) i (5) otrzymujemy

$$\omega - \omega_0 = \frac{1}{K} \frac{V_s}{V_g} \sin \Psi = \Omega_0 \sin \Psi, \quad (6)$$

gdzie

$$\Omega_0 = \frac{1}{K} \frac{V_s}{V_g}. \quad (7)$$

Na brzegach wstęgi synchronizacji $\sin \Psi = \pm 1$ i $\omega - \omega_0 = \pm \Omega$. A więc Ω_0 równa się połowie szerokości wstęgi synchronizacji. Z równania (7) wynika, że szerokość wstęgi jest funkcją parametrów obwodu i napięć.

Jeżeli generator nie jest synchronizowany, V_g i V_1 mają częstotliwość ω , podczas gdy V_s zmienia się z częstotliwością synchronizacji ω_s . W tych warunkach

$$\frac{d\Psi}{dt} = \omega_s - \omega = (\omega_s - \omega_0) - (\omega - \omega_0) \quad (8)$$

lub kładąc

$$\omega_s - \omega_0 = \Omega_s$$

oraz korzystając z równania (6)

$$\frac{d\Psi}{dt} = \Omega_s - \Omega_0 \sin \Psi. \quad (9)$$

Jest to nieliniowe równanie różniczkowe dla funkcji $\Psi(t)$, o parametrach Ω_s (częstotliwości synchronizującej) i Ω_0 (przedziale synchronizacji). Znajdąc rozwiązanie równania (9) możemy wyznaczyć chwilową częstotliwość $\omega(t)$ generatora korzystając z (6).

W przypadku synchronizacji generatora $\frac{d\Psi}{dt} = 0$, i

$$\sin \Psi = \frac{\Omega_s}{\Omega_0}, \quad (10)$$

co po podstawieniu do równ. (6) daje

$$\omega - \omega_0 = \Omega_0 \sin \Psi = \Omega_s = \omega_s - \omega_0$$

czyli

$$\omega = \omega_s$$

Ponieważ zgodnie z naszym podstawowym założeniem Ω_s jest stałe, równanie (9) daje się stosunkowo prosto scałkować, prowadząc do wyrażenia na $\Psi(t)$; stąd zaś łatwo za pomocą równania (6) wyznaczyć szukaną chwilową częstotliwość generatora. Równanie (10) dopuszcza dwa rozwiązania dla $\Psi(t)$, z których jedno jest ważne, gdy Ω_s leży wewnątrz wstęgi synchronizacji, drugie zaś odpowiada wartościom Ω_s , znajdującym się poza wstęgą. Zanim jednak przejdziemy do omówienia rozwiązania równ. (9) warto, przynajmniej w zarysie, podać inną, bardziej ogólną metodę ujęcia rozpatrywanego problemu.

Napięcie synchronizacyjne może być wprowadzone w taki sposób, że prosty wykres sumy wektorowej napięć, dany na rys. 2, nie da się zastosować. Dotyczy to np. przypadków, gdy V_s jest załączone szeregowo z uzwojeniem anodowym transformatora sprzężenia zwrotnego lub z impedancją obciążenia.

Huntoon i Weiss [3] wprowadzali równanie różniczkowe dowolnego generatora w stanie nieustalonym, synchronizowanego przez wprowadzone napięcie obce. W tym ujęciu napięcie synchronizacyjne V_s jest reprezen-

towane przez równoważną impedancję, równą V_s dzielonemu przez prąd, który normalnie płynie w gałęzi, do której wprowadzamy V_s . Zakładamy, że prąd jest stały i równy wartości, odpowiadającej warunkom pracy bez synchronizacji.

Uwzględniając wpływ powyższej impedancji równoważnej na pracę generatora można wyprowadzić następujące równanie różniczkowe

$$\frac{d\Psi}{dt} = \Omega_s - \Omega_0 \cos(\Psi + \alpha), \quad (11)$$

gdzie kąt fazowy α jest wielkością stałą dla danego układu i jest wywołany wpływem równoważnego oporu na częstotliwość. Warto zaznaczyć, że w poprzedniej analizie wpływ ten został zaniedbany.

Jednocześnie modulacja amplitudy drgań synchronizowanych wyraża się wzorem

$$V - V_0 = V_m \cos(\Psi' + \gamma), \quad (12)$$

gdzie V_m jest maksymalnym odchyleniem napięcia od wartości V_0 , odpowiadającej drganiom swobodnym, zaś γ stanowi stały kąt fazowy, który podobnie jak α z równ. (11) jest wywołany przez względne wpływy równoważnej impedancji.

Należy podkreślić, że definicja równoważnej impedancji, reprezentującej napięcie synchronizacyjne, zakłada stałość prądu odpowiedniej gałęzi obwodu. Otóż, powyższe założenie przestaje być słuszne, jeżeli mamy do czynienia z modulacją amplitudy. Z tego wynika, że równania (11) i (12) należy traktować z pewną ostrożnością, chyba że modulacja amplitudy jest bardzo mała.

Przejdźmy teraz do rozwiązania równania (10), które można napisać w postaci

$$\int \frac{d\Psi}{\Omega_s - \Omega_0 \sin \Psi} = \int dt + \text{const.} \quad (13)$$

W zależności od wartości stosunku Ω_s do Ω_0 rozwiązanie ma różną postać i należy rozpatrzeć dwa przypadki:

I. Przypadek: $\Omega_s < \Omega_0$.

Odpowiada on rozwiązaniu dla częstotliwości generatora w stanie niestabilnym, gdy zbliża się ona do synchronizacji. W [4] znajdujemy następujące rozwiązanie równ. (13), jeżeli $\Omega_s < \Omega_0$

$$\Psi = 2 \arctg \frac{1}{\Omega_s} \left\{ \Omega_0 - \sqrt{\Omega_0^2 - \Omega_s^2} \operatorname{th} \left[\frac{1}{2} \sqrt{\Omega_0^2 - \Omega_s^2} (t + \tau) \right] \right\}, \quad (14)$$

gdzie τ jest stałą całkowania, wybór zaś th lub cth jest uzależniony od warunków brzegowych.

Znając Ψ możemy już bez trudu wyznaczyć częstotliwość oscylatora za pomocą równ. (6)

$$\omega - \omega_0 = \Omega_0 \sin \Psi.$$

Podstawiając tu wyrażenie (14) na Ψ otrzymujemy ostatecznie po wykonaniu szeregu elementarnych przekształceń

$$\omega = \omega_0 + \Omega_0 \frac{\Omega_0 \pm \Omega_s \operatorname{ch} \sqrt{\Omega_0^2 - \Omega_s^2} (t + \tau_0)}{\Omega_s \pm \Omega_0 \operatorname{ch} \sqrt{\Omega_0^2 - \Omega_s^2} (t + \tau_0)} \quad (15)$$

gdzie τ_0 — stała całkowania.

Równaniu (15) można nadać inną jeszcze postać, wprowadzając następujące znormalizowane wielkości: dla częstotliwości synchronizacyjnej

$$\xi = \frac{\Omega_s}{\Omega_0} = \frac{\omega_s - \omega_0}{\Omega_0}, \quad (16)$$

dla częstotliwości oscylatora

$$\zeta = \frac{\omega - \omega_0}{\Omega_0} \quad (17)$$

oraz

$$z = \sqrt{\Omega_0^2 - \Omega_s^2} = \Omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}. \quad (18)$$

Wówczas, zamiast równ. (15) mamy

$$\zeta = \frac{1 \pm \xi \operatorname{ch} z(t + \tau_0)}{\xi \pm \operatorname{ch} z(t + \tau_0)}. \quad (19)$$

Przyjmując, że dla $t = 0$ $\zeta = \zeta_0$, równanie (19) daje

$$\pm \operatorname{ch} z \tau_0 = \frac{1 - \xi \zeta_0}{\zeta_0 - \xi} \quad (20)$$

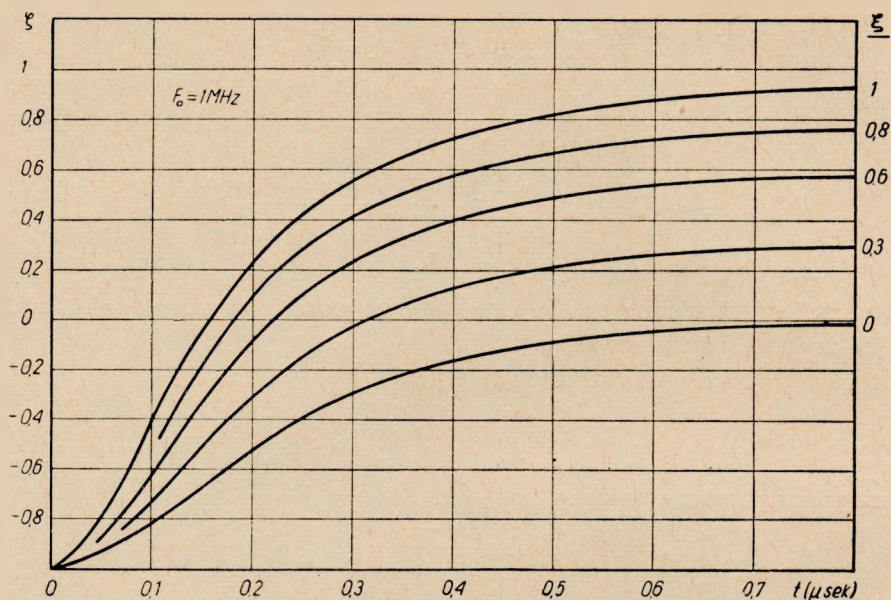
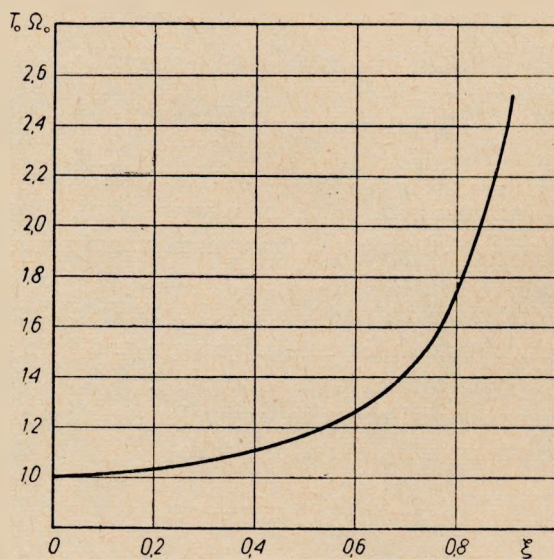
Ponieważ $\xi < 1$ oraz $\zeta_0 < 1$, licznik w równ. (20) jest zawsze dodatni. A więc, jeżeli ζ_0 jest większe od ξ , należy w równ. (19) stosować znak plus. Natomiast dla $\zeta_0 < \xi$ obieramy w tym równaniu znak minus.

Na rysunku 4 podane są krzywe $\zeta = f(t)$ dla $\zeta_0 = -1$ i różnych wartości parametru ξ , obliczone na podstawie (19). Stałą całkowania τ_0 dla innych wartości ζ_0 można znaleźć posługując się rys. 6 jako czas odpowiadający $\zeta = \zeta_0$ dla krzywej o danym parametrze ξ .

Miarą zaniku stanu przejściowego, wywołanego przez nagłą zmianę ξ może służyć stała czasowa T_0 , określona jako

$$T_0 = \frac{1}{z} = \frac{1}{\Omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (21)$$

Analiza równania (19) wskazuje, że przebieg zmiany ζ nie jest właściwie wykładniczy i określoną w ten sposób stałą T_0 należy raczej traktować jedynie jako wielkość analogiczną do odpowiedniej stałej czasowej przebiegu ściśle wykładniczego. Rys. 5 daje zależność $T_0 \Omega_0 = f(\xi)$.

Rys. 4. Krzywe zależności ζ_0 czasuRys. 5. Wykres zależności $T_0\Omega_0$ od ξ

Można sądzić, że wprowadzona wyżej stała czasowa T_0 powinna mieć szczególnie duży wpływ, gdy częstotliwość sygnału synchronizującego nie jest stała (np. w przypadku modulacji częstotliwości). Należy przypuszczać, że częstotliwość generatora będzie mogła nadążać za zmianami częstotliwości bez większych zniekształceń, jeżeli okres modulacji częstotliwości jest dostatecznie duży w porównaniu ze stałą czasową.

II. Przypadek: $\Omega_s > \Omega_0$ ($\xi > 1$).

Wiadomo że gdy częstotliwość sygnału synchronizacyjnego jest poza wstęgą synchronizacji, lecz jednocześnie dostatecznie blisko tej ostatniej, środkowa częstotliwość generatora przesuwa się ku częstotliwości synchronizacji. Analiza rozwiązania równania (6) dla przypadku $\xi > 1$ pozwala lepiej zrozumieć istotę powyższego zjawiska.

Scałkowanie

$$\Omega_0 dt = \frac{d\psi}{\xi - \sin\psi} \quad (\xi > 1)$$

daje [4]

$$\Omega_0(t + \tau_0) = \frac{2}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \operatorname{arctg} \frac{\xi \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} - 1}{\sqrt{\xi^2 - 1}}. \quad (22)$$

Stąd, znajdujemy znormalizowaną częstotliwość generatora

$$\zeta = \sin\psi = \frac{1 + \xi \cos \alpha' t}{\xi + \cos \alpha' t}, \quad (23)$$

gdzie tym razem

$$\alpha' = \Omega_0 \sqrt{\xi^2 - 1}, \quad (24)$$

stałą zaś całkowania jako nieistotną pomijamy, ponieważ ζ jest periodyczną funkcją czasu.

Jak to widać z równania (23), ζ zmienia się periodycznie w granicach $(+1; -1)$. Uśrednioną wartość $\bar{\zeta}$ znajdziemy całkując równanie (23) za jeden okres, co daje

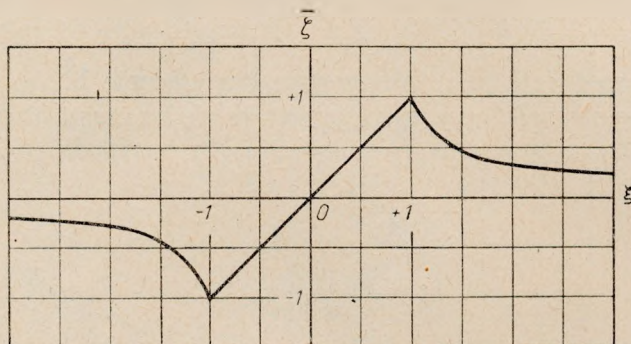
$$\bar{\zeta} = \xi - \sqrt{\xi^2 - 1}. \quad (25)$$

Na rysunku 6 dana jest zależność $\bar{\zeta} = f(\xi)$, obliczona na podstawie równania (25), dla $\xi > 1$ oraz przyjmując $\bar{\zeta} = \xi$, dla $\xi < 1$.

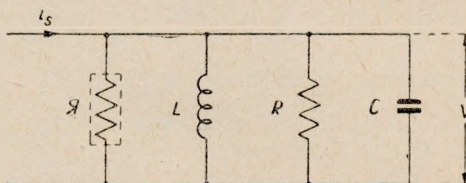
Znormalizowana częstotliwość dudnienia pomiędzy $\bar{\zeta}$ i ξ jest oczywiście $\xi - \bar{\zeta} = \sqrt{\xi^2 - 1}$. Natomiast, rzeczywista częstotliwość dudnienia będzie równa $\Omega_0 \sqrt{\xi^2 - 1} = \alpha'$. Jest to częstotliwość periodycznej zmienności ζ określanej przez równanie (23). Warto podkreślić, że dla dużego ξ $\bar{\zeta} \approx 0$, czyli przesuw częstotliwości generatora jest znikomy.

Inny sposób wprowadzenia sygnału synchronizacyjnego podany jest na rys. 7. Prąd synchronizacyjny i_s zasila obwód rezonansowy LCR generatora, reprezentowanego przez opór ujemny \mathcal{H} .

Należy zaznaczyć, że podobny układ równoważny jest również słuszny dla pentody jako oscylatora z obwodem rezonansowym w obwodzie anodowym i napięciem synchronizacyjnym przyłożonym do trzeciej siatki.



Rys. 6. Przebieg zależności uśrednionej wartości $\bar{\xi}$ w funkcji ξ



Rys. 7. Jeden z możliwych sposobów wprowadzania sygnału synchronizacyjnego generatora

Zakładamy, że nieliniowy opór ujemny można opisać z wystarczającą dokładnością równaniem:

$$\mathcal{H} = \frac{1}{-a + b V^2}. \quad (26)$$

Niech prąd synchronizacyjny i_s ma postać

$$i_s = I_s \sin \omega_s t.$$

Napięcie generatora V można wówczas napisać jako

$$V = V \sin (\omega_s t - \Psi).$$

gdzie V jest amplitudą drgań, zaś Ψ — kątem przesunięcia fazowego pomiędzy napięciem generatora V a prądem synchronizacji i_s . Jeżeli generator nie jest synchronizowany, Ψ zmienia się w czasie i

$$\frac{d\Psi}{dt} = \omega_s - \omega.$$

Widzimy, że występujące tu Ψ jest równoważne kątowi fazowemu z równania (9) i rys. 2.

Pisząc równania dla prądów płynących przez R , L , C i R i przyrównując ich sumę do i_s , otrzymujemy

$$V \left(\frac{1}{R} - a + bV^2 \right) = I_s \cos \Psi \quad (27)$$

$$V \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = I_s \sin \Psi. \quad (28)$$

Jak to wynika z równania (27), amplituda V_0 drgań własnych generatora ($I_s = 0$) równa się

$$V_0^2 = \frac{a - \frac{1}{R}}{b}. \quad (29)$$

Wprowadzając to do równania (27), mamy

$$I_s \cos \Psi = bV [V^2 - V_0^2]$$

lub ostatecznie

$$\left(\frac{V}{V_0} \right)^3 - \left(\frac{V}{V_0} \right) - \frac{I_s}{bV_0^3} \cos \Psi = 0. \quad (30)$$

Równanie to pozwala obliczyć amplitudę synchronizowanych drgań, gdy Ψ zmienia się w przedziale synchronizacji.

Z równania (28) znajdujemy rzeczywistą częstotliwość drgań

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \lambda \sin \Psi + \sqrt{\lambda^2 \sin^2 \Psi + 1}, \quad (31)$$

gdzie

$$\lambda = \frac{\omega_0 L I_s}{2V}. \quad (32)$$

Jeżeli λ jest dostatecznie małe, można zamiast (31) napisać w przybliżeniu

$$\omega - \omega_0 = \omega_0 \lambda \sin \Psi = \Omega_0 \sin \Psi. \quad (33)$$

Widzimy, że wymaganie małego λ jest równoważne upraszczającym aproksymacjom poprzednio przeprowadzonej analizy.

Ponieważ

$$\frac{d\Psi}{dt} = \omega_s - \omega,$$

a więc

$$\frac{d\Psi}{dt} = \Omega_s - \Omega_0 \sin \Psi,$$

czyli dochodzimy ponownie do równania (9).

Parametr $\lambda = \frac{\Omega_0}{\omega_0}$ można interpretować jako względną szerokość wstęgi synchronizacji. Jeżeli ta ostatnia jest dostatecznie mała, założenie $\lambda^2 \sin^2 \Psi \ll 1$ będzie całkowicie usprawiedliwione. Przy wyznaczeniu jednak wstęgi synchronizacji nie musimy mieć koniecznie $\lambda^2 \ll 1$, gdyż w pobliżu końców wstęgi $\sin \Psi$ dąży do zera.

Należy również podkreślić, że λ zależy od V , które może się zmieniać w funkcji Ψ i czasu. W tym przypadku Ω_0 nie jest wielkością stałą. Należy więc uwzględnić możliwość zmienności Ω_0 z Ψ w niektórych z rozwiązań równania (9).

Wyrażenie analogiczne z równania (30) można wyprowadzić rozpatrując układ z rys. 1 i wykres wektorowy z rys. 2. I tak, dla małego φ mamy

$$V_g = V_1 \cos \varphi + V_s \cos \Psi \approx V_1 + V_s \cos \Psi. \quad (34)$$

Niech równanie opisujące część nieliniową będzie

$$V_1 = aRV_g - bRV_g^3, \quad (35)$$

gdzie R równoważny opór przenoszenia. Podstawiając V_1 z równania (35) do (34) otrzymujemy:

$$\left(\frac{V_g}{V_0}\right)^3 - \frac{V_g}{V_0} - \frac{V_s}{bRV_0^2} \cos \Psi = 0, \quad (36)$$

gdzie V_0 jest dane przez równanie (29).

Widzimy, że równania (36) i (30) są identyczne.

Warto zaznaczyć, że jeżeli równanie opisujące część nieliniową ma inny charakter, niż założony w równaniu (35), sposób zastosowany do wyprowadzenia równań (30) i (36) może być wykorzystany nadal bez zmian.

Na rysunku 8 jest podany wykres $\frac{V_g}{V_0} = f\left(\frac{V_s}{bRV_0^2} \cos \Psi\right)$. Jeżeli zakres zmiany amplitudy jest mały, równanie (36) można uprościć do

$$\frac{V_g}{V_0} = 1 + m \cos \Psi, \quad (37)$$

gdzie

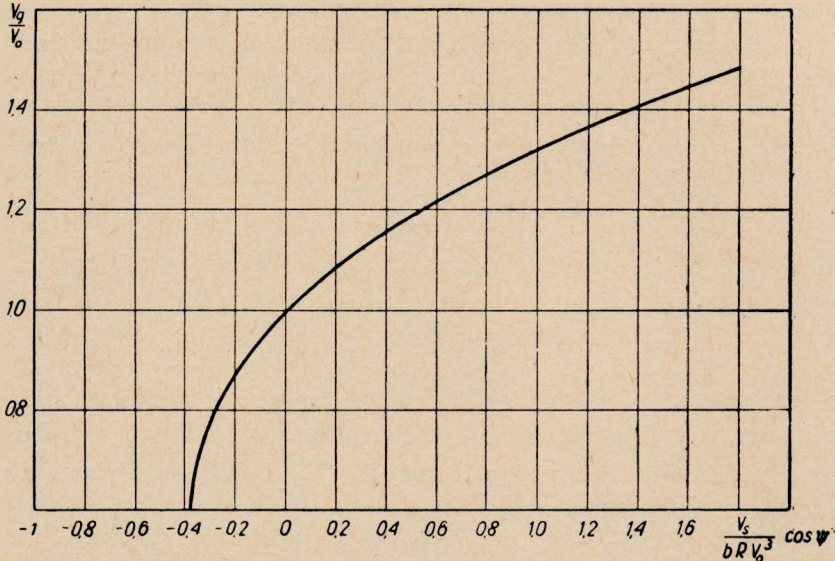
$$m \approx \frac{V_s}{2bRV_0^2}.$$

Jak to widać z rys. 8, taka liniowa aproksymacja jest dopuszczalna jedynie wówczas, gdy jej zakres jest dostatecznie mały.

Jeżeli amplitudowa funkcja przenoszenia układu generatora zmienia się w zależności od częstotliwości, należy to uwzględnić przy obliczaniu modulacji amplitudy. Załóżmy więc, że funkcja przenoszenia zmienia się liniowo z częstotliwością, zgodnie z równaniem

$$\frac{V_g}{V_0} = 1 + n \frac{\omega - \omega_0}{\Omega_0} = 1 + n \zeta, \quad (38)$$

uwzględniając definicję (17). Przypominamy, że V_g jest amplitudą rzeczywistego napięcia siatkowego, zaś V_0 odpowiednią wielkością amplitudy w stanie swobodnych drgań. Stała proporcjonalności n jest funkcją parametrów obwodu i określa względną zmianę napięcia siatki dla danej zmiany częstotliwości.



Rys. 8. Zależność stosunku amplitudy rzeczywistego napięcia siatkowego do jego amplitudy w stanie swobodnych drgań od $\frac{V_g}{bRV_0^2} \cos \psi$

Stałą n można obliczyć mierząc zysk układu generatora (pracującego oczywiście w czasie tego pomiaru jako wzmacniacz) dla różnych częstotliwości w pobliżu częstotliwości własnej generatora. Zaczynamy od dopasowania wejścia wzmacniacza, tak aby przy częstotliwości ω_0 otrzymać amplitudę drgań swobodnych V_0 . Następnie, zmieniamy nieco częstotliwość do wartości ω i mierzymy zysk $\frac{V_g}{V_0}$. Wówczas

$$n = \frac{\frac{V_g}{V_0} - 1}{\frac{\omega - \omega_0}{\Omega_0}} \quad (39)$$

Wpływ częstotliwości na amplitudę uwzględniamy wprowadzając równanie (39) do (37):

$$\frac{V_g}{V_0} = (1 + m \cos \psi) (1 + n \zeta), \quad (40)$$

co można w przybliżeniu napisać w postaci

$$\frac{V_g}{V_0} \approx 1 + m \cos \Psi + n \zeta, \quad (41)$$

jeżeli m i n są małe. Można sądzić, że większość przypadków praktycznie ciekawych da się przedstawić za pomocą jednego z tych równań w zadanym przedziale częstotliwości zawierającym ω_0 .

Gdy modulacja amplitudy jest bardzo mała, tak że można traktować Ω_0 jako stałą i przyjmując $\zeta = \sin \Psi$, równanie (41) przybiera postać

$$\frac{V_g}{V_0} = 1 + m \cos \Psi + n \sin \Psi = 1 + k \cos(\Psi - \gamma), \quad (42)$$

gdzie

$$k = \sqrt{m^2 + n^2}$$

i

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{n}{m}. \quad (43)$$

Jest oczywiste, że równanie (42), wobec założenia znikomo małej modulacji amplitudy, jest słuszne tylko wówczas, gdy k jest bardzo małe.

Warto podkreślić identyczność równań (12) i (42) oraz równoważność ograniczeń z nimi związanych.

Na ogół jednak, amplituda V_g nie jest wielkością stałą, co pociąga za sobą również zmienność Ω_0 . Oznaczając przez Ω'_0 zakres synchronizacji, gdy wartość V_g różni się od V_0 (przy jednoczesnym zachowaniu symbolu Ω_0 dla zakresu synchronizacji, gdy $V_g = V_0$) mamy następującą zależność między Ω_0 i Ω'_0

$$\Omega'_0 = \Omega_0 \frac{V_0}{V_g}. \quad (44)$$

Podstawiając tu równanie (42) otrzymujemy

$$\Omega'_0 = \frac{\Omega_0}{1 + k \cos(\Psi - \gamma)}. \quad (45)$$

Równanie (17) normalizuje częstotliwość generatora względem Ω_0 . Natomiast równ. (6) dla rzeczywistej częstotliwości generatora operuje rzeczywistym napięciem V_g , a więc wielkością Ω'_0 , a nie Ω_0 . Wobec tego należy w tym przypadku położyć raczej

$$\omega - \omega_0 = \Omega'_0 \sin \Psi,$$

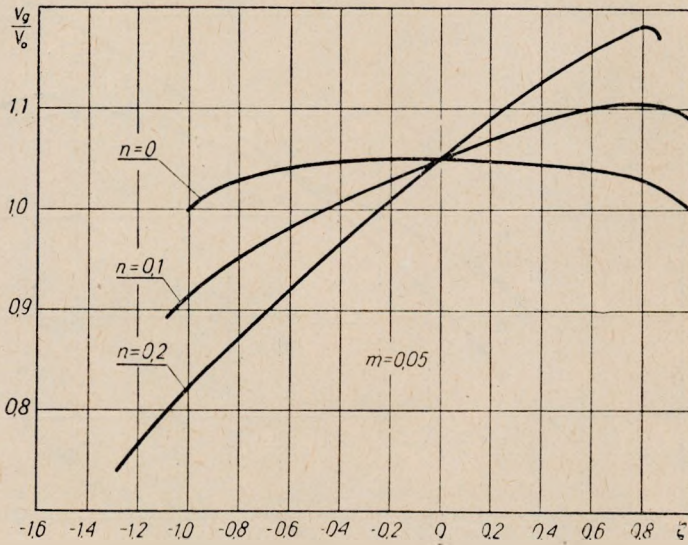
skąd

$$\zeta = \frac{\omega - \omega_0}{\Omega_0} = \frac{\Omega'_0}{\Omega_0} \sin \Psi = \frac{V_0}{V_g} \sin \Psi, \quad (46)$$

lub po wykorzystaniu równania (42)

$$\zeta = \frac{\sin \Psi'}{1 + k \cos(\Psi' - \gamma)}. \quad (47)$$

Widzimy, że $\zeta = \sin \Psi'$ jedynie wówczas, gdy $k = 0$. Przypomnijmy jednak, że równanie (42) wyprowadziliśmy podstawiając zamiast ζ właśnie $\sin \Psi'$. A więc równanie (47), podobnie jak i równ. (42), jest słuszne jedynie, gdy k (tzn. modulacja amplitudy) jest bardzo małe.



Rys. 9. Zmiany amplitud i zakresu synchronizacji, gdy jest on niesymetryczny względem własnej częstotliwości generatora

Bardziej ogólne rozwiązanie dla ζ znajdziemy podstawiając do wyrażenia (46) równanie (40)

$$\zeta = \frac{V_0}{V_g} \sin \Psi' = \frac{\sin \Psi'}{(1 + m \cos \Psi')(1 + n \zeta)} = \frac{G(\Psi')}{1 + n \zeta}, \quad (48)$$

gdzie

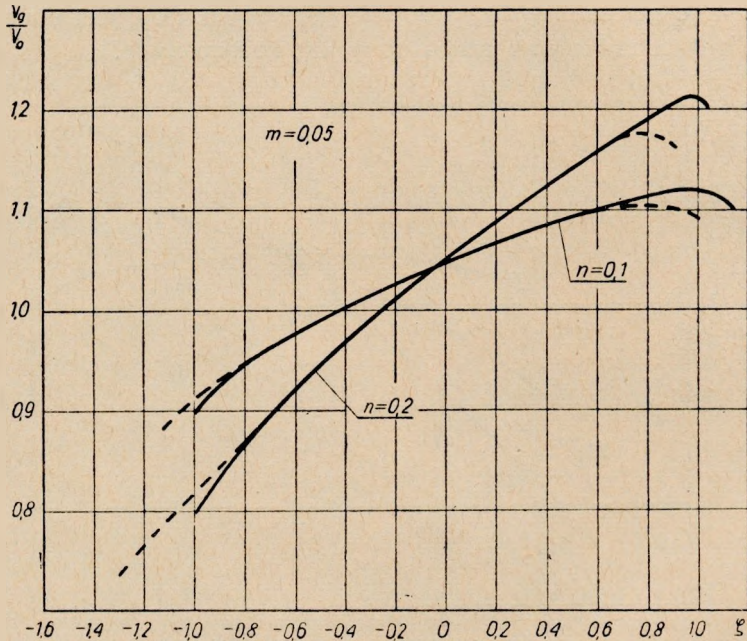
$$G(\Psi') = \frac{\sin \Psi'}{1 + m \cos \Psi'}. \quad (49)$$

Stąd

$$\zeta = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4nG(\Psi')}}{2n}. \quad (50)$$

Wzór ten pozwala obliczyć częstotliwość generatora i amplitudę względną $\frac{V_g}{V_0}$, przy zmianie parametru Ψ' .

Równania (40) i (50) stosujemy do obliczania zmienności amplitudy i zakresu synchronizacji, gdy wpływ częstotliwości na amplitudę czyni ten zakres niesymetrycznym względem częstotliwości własnej. Szereg krzywych obliczonych w ten sposób daje rys. 9. Zauważmy, że wstęga synchronizacji wykracza poza przedział ± 1 .



Rys. 10. Zmiany amplitud synchronizacji, gdy jej zakres jest symetryczny względem własnej częstotliwości generatora

Natomiast amplitudy w symetrycznym zakresie synchronizacji, określonym przez $\zeta = \sin \Psi$, można wyznaczyć z równania (42). Rys. 10 pozwala porównać wyniki otrzymane za pomocą obu metod obliczania.

Widzimy, że w części środkowej zakresu dają one zasadniczo te same wyniki. Natomiast jeżeli interesuje nas cały zakres, a szczególnie jego brzegi, należy raczej stosować równania (40) i (46).

WYKAZ LITERATURY

1. Groszkowski J.: Generacja i stabilizacja częstotliwości. Warszawa 1947.
2. Adler R.: Locking Phenomena in Oscillators. PIRE 34(1946) s. 351.
3. Huntoon R. D., Weiss A.: Synchronization of oscillators. PIRE 35(1947) s. 1415.
4. Timofiejew A. F.: Intiegrirwanije funkcij. Moskwa 1948.

П. Шулькин

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕОРИИ СИНХРОНИЗАЦИИ НЕПРЕРЫВНОЙ ВОЛНОЙ С ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТОЙ

Резюме

В статье обсуждаются вопросы связанные с синхронизацией генератора сигналом с постоянной частотой.

Ширина полосы синхронизации прямо пропорциональна к отношению амплитуд напряжения синхронизирующего сигнала и напряжения генератора в точке введения сигнала синхронизации. Коэффициент пропорциональности является функцией параметров цепи. Получено динамическое решение для частоты генератора при мгновенно приложенном сигнале синхронизации. Определена константа времени для процесса приближения частоты генератора к частоте синхронизации. Эта константа времени обратно пропорциональна к ширине полосы синхронизации и растёт, когда частота синхронизации ближе предела полосы синхронизации.

Когда частота синхронизации находится вне полосы синхронизации, генератор конечно не может быть синхронизирован и в результате получается лишь только модуляция его частоты. Характер этой модуляции такой, что среднее значение частоты генератора приближается к частоте вводимого сигнала. Амплитуда синхронизированных колебаний зависит в некоторой степени от амплитуды и частоты синхронизирующего сигнала. Выведены соответственные уравнения выражающие аналитически эту зависимость, а также частотную изменимость функции пропускания только одной генераторной схемы.

Так как полоса синхронизации зависит от напряжения, изменение амплитуды вызывает изменение действительной ширины полосы. С этим связаны, возникающее одновременно, влияние на константу времени генератора, а также его поведение во-время изменения синхронизирующей частоты. Приводятся исправленные уравнения частоты генератора, учитывающие влияние амплитудных изменений.

P. Szulkin

SOME THEORETICAL QUESTIONS OF SYNCHRONISATION BY A CONTINUAL WAVE OF THE CONSTANT FREQUENCY

Summary

The paper deals with the questions of synchronisation of the generator by the signal of a constant frequency. The bandwidth of the synchronisation is proportional to the relation between the synchronising amplitude and the voltage of the generator in the point where the synchronising amplitude is applied.

The constant of proportionality constitutes a function of the circuit parameters. The author presents a dynamic solution for the frequency of the generator when a sudden synchronising signal is applied. Thereafter the author determines the time constant of the process when the frequency of the generator approaches to the synchronising frequency. This time constant is inversely proportional to the synchronising bandwidth and augments when the synchronising frequency approaches to the limits of the synchronising frequency band.

When the synchronizing signal exceeds the frequency band of synchronisation, the generator of course can not be synchronised and in result we obtain only the modulation of its frequency. The kind of modulation is such, that the mean value of the generator frequency approaches to the frequency of the signal applied. The amplitude of the synchronised oscillations depends a certain degree upon the frequency of the synchronising signal. Suitable equations are also deduced expressing in an analytical way this influence as well as the frequency variability of the transmitting function of the generators circuit itself.

As the synchronising frequency band depends upon the voltage, the change of the amplitude causes the real change of the bandwidth. With this process is connected the simultaneous influence on the time constant of the generator as well as on the behaviour in results of the change of synchronising frequency.

The corrected equations are given for the generator frequency, taking into account the influence of the changes of amplitude.

P. Szulkin

QUELQUES QUESTIONS THÉORIQUES CONCERNANT LA SYNCHRONISATION (DU GÉNÉRATEUR) PAR UNE ONDE CONTINUE À FRÉQUENCE CONSTANTE

Résumé

L'article traite les questions concernant la synchronisation du générateur par un signal à la fréquence constante.

La largeur de la bande de synchronisation est proportionnelle à la relation entre l'amplitude du signal synchronisant et la tension du générateur au point de l'introduction du signal de synchronisation.

La constante de proportionnalité est une fonction des paramètres du circuit. L'auteur déduit la solution dynamique pour la fréquence du générateur en cas d'une application subite du signal de synchronisation. Il détermine ensuite la constante de temps pour les procès de l'approche de la fréquence du générateur à la fréquence de synchronisation.

Cette constante de temps est inversement proportionnelle à la largeur de la bande de synchronisation et elle augmente, si la fréquence de synchronisation s'approche de la valeur limite de la bande de synchronisation. Lorsque la fréquence du signal synchronisant se trouve en dehors de la bande de synchronisation le générateur ne peut évidemment être synchronisé et en résultat nous n'obtenons que la modulation de sa fréquence. Le caractère de cette modulation est tel que la fréquence moyenne du générateur s'approche à la fréquence du signal appliqué.

L'amplitude des oscillations synchronisées dépend, dans une certaine mesure, de l'amplitude et de la fréquence du signal synchronisant. L'auteur déduit les équations respectives exprimant, d'une manière analytique, l'influence ainsi que la variabilité de fréquence de la fonction de transfert du schéma même du générateur.

Comme la bande de synchronisation dépend de la tension, le changement de l'amplitude provoque un changement de la largeur réelle de la bande.

Avec ce phénomène est liée l'influence simultanée sur la constante de temps du générateur et le comportement en relation au changement de la fréquence de synchronisation.

L'auteur présente une équation corrigée de la fréquence du générateur en tenant compte de la variabilité de l'amplitude.

P. Szulkin

MANCHE ERGEBNISSE DER THEORIE DER SYNCHRONISIERUNG
MITTELS EINER DAUERWELLE KONSTANTER FREQUENZ

Zusammenfassung

Es werden Fragen der Synchronisierung eines Generators durch ein Signal konstanter Frequenz besprochen.

Die Breite des Mitnahmebereiches ist proportional dem Verhältnis der Amplitude des Synchronisierungssignals und der Generatorspannung an derjenigen Stelle, wo dieses Signal angelegt wird; der Proportionalitätsfaktor hängt von den Schaltungskennwerten ab. Eine dynamische Lösung für die Frequenz des Generators nach plötzlicher Einschaltung des Synchronisierungssignals wird abgeleitet und die Zeitkonstante bestimmt, mit der die Frequenz des Generators der Synchronisierungsfrequenz zustrebt. Diese Zeitkonstante ist der Breite des Mitnahmebereiches umgekehrt proportional und um so grösser, je näher die Synchronisierungsfrequenz dem Rande dieses Bereiches liegt.

Liegt die Synchronisierungsfrequenz ausserhalb des Mitnahmebereiches, so lässt sich selbstverständlich der Generator nicht synchronisieren und es ergibt sich nur eine Modulation seiner Frequenz und zwar eine derartige, dass der Mittelwert der Frequenz des Generators des angelegten Signals näher kommt.

Die Amplitude der mitgenommenen Schwingung ist einigermaßen von der Amplitude und der Frequenz des Synchronisierungssignals abhängig. Es werden Gleichungen abgeleitet, die diese Beeinflussung sowie die Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion der Generatorschaltung analytisch ausdrücken.

Der Mitnahmebereich hängt von der Spannung ab; daher verursacht eine Amplitudenänderung auch eine Änderung seiner wirklichen Breite. Es hängt damit eine gleichzeitige Beeinflussung der Zeitkonstante des Generators und seines Verhaltens gegenüber Änderungen der Synchronisierungsfrequenz zusammen. Es werden berichtete Gleichungen für die Frequenz des Generators angegeben, die den Einfluss der Veränderlichkeit der Amplitude berücksichtigen.

STEFAN JASIŃSKI

550.388.2 : 551.594.12.001.5.

621.317.361 : 523.748

ZACHOWANIE SIĘ WARSTWY JONOSFERYCZNEJ E OBSERWOWANE W MIEDZESZYNIE (WARSZAWA) PODCZAS ZAĆMIENIA SŁONECZNEGO W DNIU 15 LUTEGO 1961 R.

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 8. 11. 1961 r.

Podczas zaćmienia słonecznego przeprowadzono automatyczne sondowanie jonosfery co 5 i 15 min. w okresie dziesięciu dób kontrolnych.

Aproksymowana mediana częstotliwości krytycznych warstwy E dób kontrolnych wykazała, że zmiana dobowa w godzinach odpowiadających okresowi zaćmienia była proporcjonalna do $\cos^{0.25} \chi$ (gdzie χ jest odległością zenitalną Słońca), tzn. ściśle taka, jak tego wymaga warstwa chapmanowska przy założeniu, że równowaga pomiędzy produkcją i stratą elektronów zachodzi głównie wskutek procesu rekombinacji.

Przebieg gęstości elektronowej warstwy E podczas zaćmienia może być wytłumaczony istnieniem na tarczy słonecznej skoncentrowanych źródeł promieniowania jonizującego. Określono pozycje i względne natężenia tych źródeł oraz zidentyfikowano je z plamami słonecznymi a także z obszarami silnego promieniowania zielonego prążka 5303 Å w koronie.

Utworzony metodą kolejnych przybliżeń, za pomocą powyższych danych, model Słońca pozwolił uzyskać teoretyczną krzywą przebiegu $N(t)$ zaćmienia (rys. 4), dość dokładnie pokrywającą punkty pomiarowe.

Istnienie ognisk skoncentrowanego promieniowania jonizującego na Słońcu nie jest jeszcze powszechnie uznaną teorią.

Szczególnie korzystny rozkład zidentyfikowanych ognisk promieniowania jonizującego na zachodnim brzegu tarczy słonecznej pozwolił w sposób przekonywający potwierdzić słuszność teorii, dotyczącej istnienia źródeł skoncentrowanego promieniowania na Słońcu.

Pozornie uderzający fakt wyprzedzania przez dno depresji maksymalnej gęstości elektronowej o ok. 10 min. maksimum zaćmienia optycznego jest spowodowany odsłonięciem przez tarczę Księżyca zidentyfikowanych ognisk aktywności słonecznej.

Przeliczenia wykazały, że zmiany częstotliwości krytycznej foE z doby na dobę były wystarczające, aby usprawiedliwić wpływ schowania się za tarczą słoneczną, wskutek obrotu Słońca, ognisk skoncentrowanego promieniowania jonizującego w następnym dniu po zaćmieniu.

1. WSTĘP

Podczas zaćmienia słonecznego w dn. 15 lutego 1961 r. przeprowadzono w Miedzeszynie pionowe sondowanie jonosfery za pomocą automatycznej, panoramicznej, jonosondy wyrobu ZSRR typ AIS o zakresie częstotliwości od 1 do 18 MHz i o mocy w impulsie od 10 do 2 kW. Czas omiotu wynosił 20 s. Skala wysokości jonogramów została przyjęta do wysokości 750 km co 50 km. Skala częstotliwości jonogramów jest proporcjonalna. Zastosowano dwie anteny nadawczo-odbiorcze o kształcie rombów pionowych, jedną dla zakresu częstotliwości od 1 do 7 MHz, drugą dla zakresu od 7 do 18 MHz.

W czasie zaćmienia sondowanie odbywało się co 5 min, a w okresie 5 dób kontrolnych przed dniem zaćmienia i 5 dób po tym dniu — co 15 min.

Dane dotyczące obserwacji zaćmienia słonecznego są następujące:

Miejsce obserwacji: $\varphi = +52^{\circ}10'$; $\lambda = -21^{\circ}12'$.

Wysokość miejsca obserwacji: 100 km.

Promień tarczy podczas zaćmienia: Słońca $971''$,
Księżycy $998''$.

Tablica 1

Fazy zaćmienia (na wysokości 100 km)

Faza zaćmienia	1 Początek	2,3 Maksimum	4 Koniec
Moment (czas 15°E)	7 ^h 51 ^m .7	8 ^h 59 ^m .5	10 ^h 11 ^m .7
Wielkość zaćmienia:			
średnicy tarczy Słońca	0	0.876	0
powierzchni tarczy Słońca	0	0.845	0
Kąt pozycyjny kontaktu na tarczy Słońca od <i>N</i> przez <i>E</i>	247° 59'		81° 46'

Parametry przebiegu zaćmienia Słońca zostały obliczone i odpowiednio dla tej pracy opracowane w Obserwatorium Astronomicznym Uniwersytetu Warszawskiego przez *dr Macieja Bielickiego*.

2. MEDIANA CZĘSTOTLIWOŚCI KRYTYCZNYCH WARSTWY E DÓB KONTROLNYCH

Analiza zmian częstotliwości krytycznej warstwy *E* — *foE* została oparta na założeniu, że równowaga pomiędzy produkcją i stratą elektronów zachodzi głównie wskutek procesu rekombinacji i może być przedstawiona za pomocą tzw. α -chapmanowskiego równania ciągłości:

$$\frac{dN}{dt} = q - \alpha' N^2 \quad (1)$$

w którym:

q — szybkość produkcji elektronów na jednostkę objętości w chwili obserwacji,

N — gęstość elektronowa,

α' — skuteczny współczynnik rekombinacji

$$\alpha' = \alpha + \alpha_i \cdot \frac{N^-}{N},$$

gdzie:

α — współczynnik rekombinacji elektronów z jonami dodatnimi,

α_i — współczynnik rekombinacji jonów dodatnich z ujemnymi,

N^- — gęstość jonów ujemnych.

Zmiana dobową szybkości produkcji elektronów wynosi, jak wiadomo, dla warstwy chapmanowskiej:

$$q = q_0 \cdot \cos^m \chi \quad (2)$$

gdzie:

q_0 — szybkość produkcji elektronów na jednostkę objętości w punkcie podslonecznym,

χ — odległość zenitalna Słońca,

$m = 1$.

Podstawiając do wzoru (1) wyrażenie (2) otrzymujemy:

$$\frac{dN}{dt} = q_0 \cos^m \chi - \alpha' N^2 \quad (3)$$

Zależność (3) jest ściśle mówiąc, słuszna dla stałego poziomu i w przypadku warstwy E może być stosowana bez zastrzeżeń.

Powyższe wyrażenie ilustruje przebiegi zachodzące podczas dób kontrolnych.

Równania poprzednie są ułożone w założeniu, że częstotliwość krytyczna f_0 zmienia się odpowiednio do funkcji $\cos^{0,25} \chi$, a maksymalna gęstość elektronowa w warstwie N_m odpowiednio do $\cos^{0,5} \chi$.

Jeżeli podczas dób kontrolnych zaćmienia zmiana f^4 nie jest proporcjonalna do $\cos \chi$, to wykładnik m w równaniu (3) różni się od jedności i należy mu nadać odpowiednią wartość, która pozwoliłaby na wyeliminowanie w tym równaniu składowej dobowej zmian N . Trzeba więc przede wszystkim określić zależność, według której zmienia się częstotliwość podczas dób kontrolnych.

W tym celu doba zaćmieniowa (15 lutego) oraz każda doba kontrolna zostały zanalizowane pod względem zaburzenia jonosferycznego.

Za stan jonosferycznie zaburzony przyjęliśmy bezwzględne odchylenie częstotliwości krytycznej zwyczajnej warstwy F2-foF2 od ślizgowej dziesięci-dobowej mediany Me równe lub większe od 20%.

Jeżeli $\Delta f_o F2 \leq |20\%|$, to jonosferę uważamy za spokojną. Podczas okresu jonosferycznie spokojnego mogą zresztą często istnieć krótkotrwałe (1 do 3 godzin) odchylenia, znacznie przekraczające $\pm 20\%$.

Wynikiem przeprowadzonej analizy są następujące wnioski:

- 1) doba zaćmieniowa (15 lutego 1961 r.) była jonosferycznie spokojna;
- 2) od 19^h dn. 17 lutego do 14^h dn. 19 lutego 1961 r. panowała burza jonosferyczna typu dwufazowego.

Wskutek powyższych stwierdzeń doby 18 i 19 lutego zostały wyłączone z obliczeń mediany dób kontrolnych.

Dla określenia wykładnika potęgowego funkcji trygonometrycznej zmiany dobowej częstotliwości krytycznej dób kontrolnych przyjmujemy parabolę wyrażoną w postaci trójmianu kwadratowego jako funkcję aproksymującą wartości medialne tych zmian.

$$\varphi(y) = ax^2 + bx + c$$

Po odpowiednim podstawieniu funkcja ta przyjmuje postać

$$\log f = a (\log \cos \chi)^2 + b \log \cos \chi + c \quad (4)$$

Wartości współczynników zostały określone metodą najmniejszych kwadratów, wobec czego funkcja aproksymująca przybiera postać:

$$\log f = 0.55 + 0.25 \log \cos \chi - 0.05 (\log \cos \chi)^2 \quad (5)$$

Zaniedbując trzeci człon wyrażenia (5) jako mały, otrzymujemy

$$f \approx 3.55 \cos^{0.25} \chi \quad (6)$$

a uwzględniając, że

$$N = 1.24 f^2 \cdot 10^4 \text{ el./cm}^{-3} \quad (7)$$

gdzie f w MHz, otrzymujemy

$$N \approx 15.63 \cos^{0.5} \chi \cdot 10^4 \text{ el./cm}^{-3} \quad (8)$$

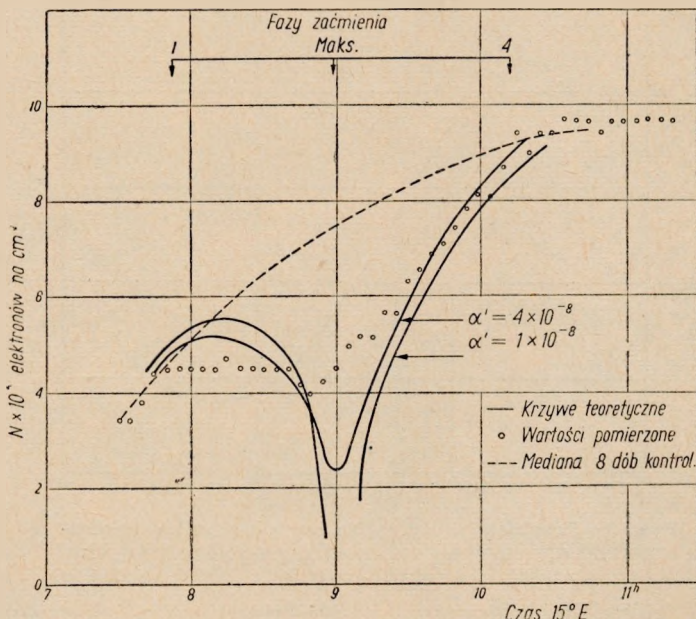
Z uzyskanych wyników możemy wnioskować, że podczas dób kontrolnych maksymalna gęstość elektronowa warstwy E zmieniała się w dużym przybliżeniu zgodnie z założeniami chapmanowskimi. Wskutek tego w dalszych rozważaniach możemy stosować równanie (3) z wykładnikiem potęgowym $m = 1$.

3. WPLYW SŁOŃCA O RÓWNOMIERNEJ JASKRAWOŚCI

Przebieg częstotliwości krytycznych warstwy E , uzyskanych podczas zaćmienia i przeliczonych na maksymalne gęstości elektronowe warstwy, jest podany na rys. 1. Przebieg ten $N_m(t)$ wykazuje, co jest szczególnie uderzające, że największa depresja maksymalnej gęstości elektronowej warstwy E wyprzedza maksimum zaćmienia o ok. 10 min.

Ponieważ w Miedzeszynie zaćmienie słoneczne nie było pełne, jest więc niemożliwe obliczenie skutecznego współczynnika rekombinacji przy założeniu, że podczas maksimum zaćmienia człon produkcyjny $q = 0$.

Można natomiast wykorzystać medianę aproksymowaną do przybliżonego obliczenia skutecznego współczynnika rekombinacji.



Rys. 1. Rzeczywisty i teoretyczny przebieg zaćmienia słonecznego w założeniu Słońca o równomiernej jasności oraz aproksymowana mediana dób kontrolnych

Wyrażenie (3) możemy napisać jako

$$\frac{dN_m}{dt} = q_0 \cos \chi - \alpha' N_m^2 \quad (9)$$

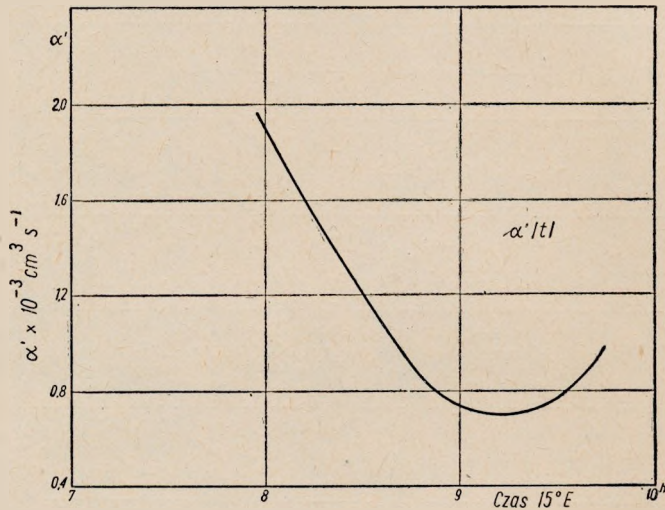
W równaniu tym q_0 jest w krótkim przedziale czasu stałe dla danej warstwy, $\cos \chi$ może być obliczone, a N_m i $\frac{dN_m}{dt}$ są znane dla mediany aproksymowanej. Można więc obliczyć skuteczny współczynnik rekombinacji na podstawie dwóch punktów mediany aproksymowanej, a mianowicie

$$\alpha' = \frac{\frac{dN_{m1}}{dt} \cos \chi_2 - \frac{dN_{m2}}{dt} \cos \chi_1}{N_2^2 \cos \chi_1 - N_1^2 \cos \chi_2} \quad (10)$$

Na rysunku 2 jest pokazany przebieg skutecznego współczynnika rekombinacji warstwy E, obliczony z krzywej (5). Oczywiście, obliczone w ten

sposób α' nie może być uważane za reprezentatywne dla jonosfery, ponieważ odnosi się do pewnej przybliżonej wartości średniej. Natomiast może być wskazówką co do istnienia tendencji zmiany α' w cyklu dobowym.

Ponadto, w poprzednio badanych zaćmieniach słonecznych (Minnis 1955; McElhinny 1959) próbowano zazwyczaj oszacować skuteczny współczynnik



Rys. 2. Przebieg skutecznego współczynnika rekombinacji aproksymowanej mediany dób kontrolnych

rekombinacji, który daje zmiany N_m dób kontrolnych jak najbliższe do zmian aktualnych doby zaćmieniowej. Zakładając bowiem pewną wartość α' można obliczyć wyraz produkcyjny q_c mediany dób kontrolnych z wyrażenia (1), a mianowicie:

$$q_c = \frac{dN_{mc}}{dt} + \alpha' N_{mc}^2 \quad (11)$$

w którym:

N_{mc} — maksymalna gęstość elektronowa aproksymowanej mediany dób kontrolnych dla danego momentu,

$\frac{dN_{mc}}{dt}$ — pochodna otrzymana z różniczkowania aproksymowanej mediany dób kontrolnych podanej na rys. 1.

Dla doby zaćmieniowej równanie ciągłości (1) można przedstawić w postaci następującej:

$$\frac{dN_{me}}{dt} = q_c - \alpha' N_{me}^2, \quad (12)$$

w którym wskaźniki e oznaczają, że dana wielkość odnosi się do doby zaćmieniowej.

Podstawiając do wyrażenia (12)

$$q_c = Aq_c \quad (13)$$

gdzie:

A — funkcja zaćmieniowa, ściślej współczynnik ekspozycji Słońca, stanowiący stosunek nie zakrytej przez Księżyc powierzchni tarczy słonecznej do całkowitej powierzchni tej tarczy,

otrzymujemy teoretyczną wartość gęstości elektronowej N_{teor} , która panowałaby w warstwie E podczas zaćmienia, przy założeniu tarczy słonecznej o równomiernie rozłożonej jaskrawości (strumieniu promieniowania jonizującego na jednostkę powierzchni).

$$N_{teor}^2 = \frac{Aq_c - \frac{dN_{me}}{dt}}{\alpha'}, \quad (14)$$

przy czym wartość α' w tym równaniu powinna być taka sama jak użyta przy obliczaniu q_c za pomocą równania (11).

Przy określaniu α' należy wybrać z rodziny krzywych $N_{teor}(t)$, o parametrze α' (14), taką krzywą, której minimum wypada w tym samym momencie co minimum przebiegu punktów pomiarowych. Skuteczny współczynnik rekombinacji α' krzywej wybranej w taki sposób może być uważany jako przybliżony skuteczny współczynnik rekombinacji warstwy.

Dwie krzywe $N_{teor}(t)$ dla skutecznego współczynnika rekombinacji $\alpha' = 1 \times 10^{-8}$ oraz dla $\alpha' = 4 \times 10^{-8} \text{ cm}^3 \text{ s}^{-1}$ są podane na rys. 1. Przebieg ich jest bardzo różny od przebiegu punktów pomiarowych okresu zaćmienia. Ponieważ, jak było wspomniane, minimum gęstości elektronowej N_m wyprzedza maksimum zaćmienia optycznego, gęstość elektronowa zaczyna szybko rosnać, mimo że współczynnik ekspozycji Słońca nadal maleje. Przy takim stanie rzeczy proste równanie ciągłości nie pozwala na opis zaobserwowanego zjawiska; N_{teor} staje się podczas maksimum zaćmienia przy $\alpha' < 1.6 \times 10^{-8}$ urojone. Wspomniane kryterium jednoczesności minimum nie daje się w tych warunkach zastosować, nie można więc określić nawet w dużym przybliżeniu współczynnika rekombinacji. Można natomiast przypuścić, że jaskrawość promieniowania nie jest równomiernie rozłożona na tarczy słonecznej.

Krzywe $N_{teor}(t)$ nie pokrywają się w zasadzie z krzywymi $N_e(t)$, ponieważ przy obliczeniach nie były uwzględnione następujące okoliczności:

- 1) tarcza Słońca nie ma równomiernej jaskrawości promieniowania jonizującego,
- 2) znaczna część promieniowania przychodzi spoza brzegu tarczy słonecznej,
- 3) skuteczny współczynnik rekombinacji zmienia się podczas zaćmienia w sposób jeszcze bliżej nieokreślony.

Do tych znanych już zastrzeżeń dodamy jeszcze od siebie niemało ważną okoliczność, a mianowicie:

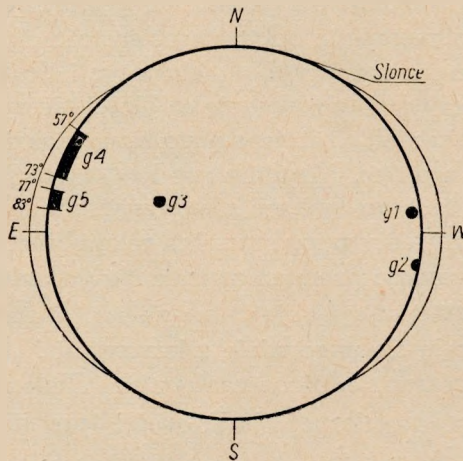
- 4) maksymalny człon produkcyjny q_0 zmienia się z doby na dobę.

4. SŁOŃCE MODELOWE

W celu uzyskania krzywej $N_{teor}(t)$, możliwie pokrywającej się z przebiegiem punktów pomiarowych, założyliśmy model Słońca o równomiernie promieniującej tarczy i kilku odpowiednio określonych źródłach skoncentrowanego promieniowania jonizującego. Ponadto biorąc pod uwagę, że nawet podczas pełnego zaćmienia daje się stwierdzić działanie na jonosferę promieniowania szczątkowego wynoszącego 10—15% (Piddington 1951; Ratcliffe 1956), a nawet dochodzącego do 20% (Alpert 1960) przyjęliśmy dwa obszary przyrównikowe, pozataarczowe, w postaci sierpów.

Sygnalizowane przez niektórych badaczy (Minnis 1958a) istnienie dwóch przybiegunowych obszarów na Słońcu o zmniejszonej jaskrawości promieniowania jonizującego było przez nas uwzględnione w szeregu modeli. Nie mogliśmy jednak z całą pewnością wykryć potrzeby postulowania takich obszarów, utrzymując się w rozsądnych granicach przyjętych założeń.

Przyjęty przez nas model Słońca (rys. 3) składa się z tarczy o promieniu R , dwóch sierpów E i W utworzonych przez łuki kół o promieniu



Rys. 3. Model Słońca z ogniskami aktywności g oraz sierpami E i W promieniowania pozataarczowego

$r = 0.9 R$, ze środkiem przesuniętym od środka tarczy o $0.2 R$. Ponadto modelowe Słońce posiada następujące źródła skoncentrowanego promieniowania:

- g1* i *g2* — dwa zidentyfikowane ogniska aktywności słonecznej w postaci grup plamowych. Obszar dookoła tych ognisk wykazuje dużą aktywność. W dwie i cztery godziny po zaćmieniu zaobserwowano tam rozbłyski chromosferyczne;
- g3* — postulowane ognisko aktywności słonecznej, którego pozycja została ustalona za pomocą analizy stanu jonizacji, w momencie zakrywania i odkrywania tego obszaru przez wschodni i zachodni brzeg Księżyca;
- g4* i *g5* — dwa zidentyfikowane obszary wykazujące w koronie słonecznej na wschodnim brzegu Słońca wzmocnione promieniowanie zielonego prążka 5303 Å.

Przy ustalaniu pozycji ogniska *g3* powstaje dwuznaczność, gdyż ognisko to może się znajdować bądź na półkuli północnej, bądź też na półkuli południowej. Ponieważ jednak odpowiednia pozycja ogniska na półkuli południowej posiadałaby znacznie większą szerokość heliograficzną, przyjęliśmy dla niego pozycję na półkuli północnej. Pozycja ta jest bardziej prawdopodobna ze względu na to, że w obecnej fazie cyklu aktywności słonecznej ośrodki aktywności znajdują się raczej niedaleko równika heliograficznego. Ognisko *g3* przypuszczalnie może być analogiczne do obszaru *g4* lub *g5*, lecz znajdując się na tle tarczy słonecznej nie może być wykryte drogą bezpośredniej obserwacji.

Ogniska skoncentrowanego promieniowania jonizującego przedstawione na rys. 3 zostały rozmieszczone na tarczy słonecznej w taki sposób, jak je było widać z wysokości 100 km nad powierzchnią Ziemi, przy uwzględnieniu nachylenia osi obrotu Słońca względem ekliptyki i obrotu Ziemi dookoła Słońca.

Omówiony model Słońca oraz względny udział poszczególnych źródeł promieniowania jonizującego na Słońcu, w zależności od skutecznego

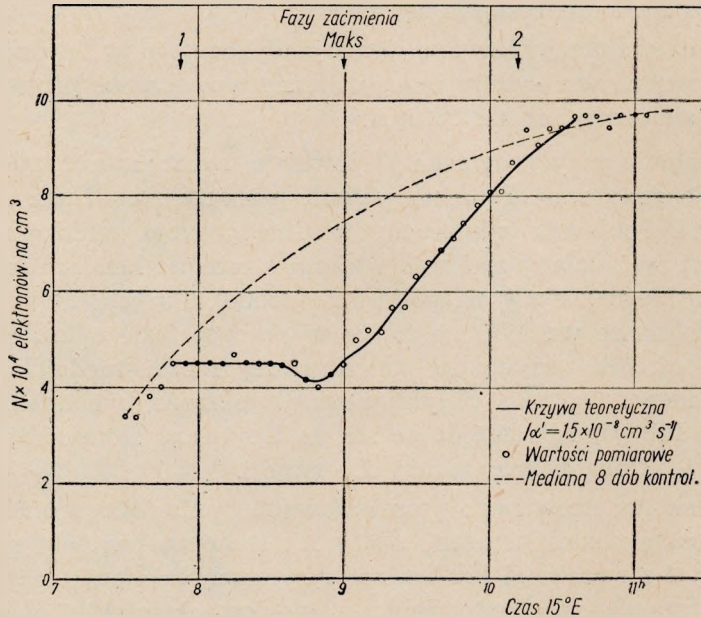
Tablica 3

Udział poszczególnych źródeł promieniowania jonizującego na Słońcu, w zależności od skutecznego współczynnika rekombinacji

Źródło promieniowania	α' [$\text{cm}^3 \text{s}^{-1}$]			
	1×10^{-8}	1.5×10^{-8}	2×10^{-8}	4×10^{-8}
	%	%	%	%
Tarcza słoneczna	43	45	45	45
<i>g1</i> + <i>g2</i>	34	29	26.5	24
<i>g3</i>	5	6.5	8	9
<i>g4</i> + <i>g5</i>	2	3.5	4.5	6
Promieniowanie pozatarczowe	16	16	16	16

współczynnika rekombinacji jonosfery, został ustalony drogą kolejnych przybliżeń. Uzyskane wyniki są przedstawione w tabl. 2.

Opierając się na przedstawionym modelu Słońca została obliczona krzywa $N_{teor}(t)$, dla $\alpha' = 1.5 \times 10^{-8}$. Krzywa ta podana została na rys. 4; pokrywa się ona dość dokładnie z przebiegiem punktów pomiarowych. Istniejące różnice należy przypisać pewnej niestateczności i nierówno-



Rys. 4. Rzeczywisty i teoretyczny przebieg zaćmienia słonecznego w założeniu modelowego Słońca i $\alpha' = 1.5 \times 10^{-8} \text{ cm}^3 \text{ s}^{-1}$ oraz aproksymowana mediana dób kontrolnych

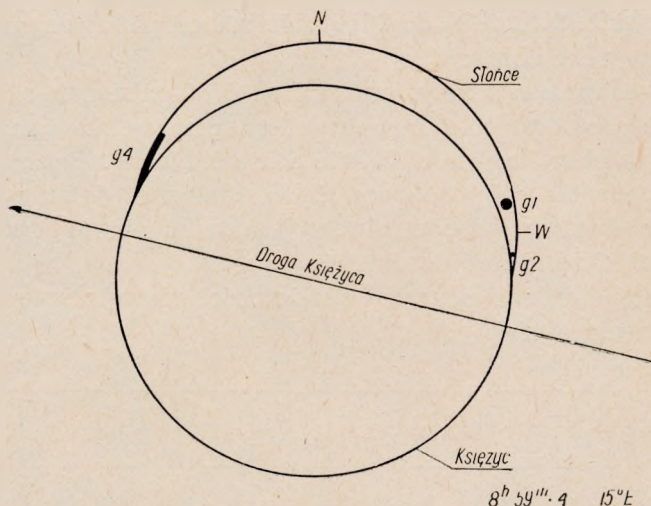
mierności warstwy E oraz użyciu do obliczeń niezmiennego współczynnika rekombinacji jak również członu produkcyjnego q (wyprowadzonego z mediany aproksymowanej) i charakteryzującego inne Słońce „medialne” niż podczas zaćmienia.

5. DYSKUSJA WYNIKÓW BADAŃ

W świetle założonego modelu Słońca łatwo można wytłumaczyć zjawisko wyprzedzania maksimum zaćmienia przez maksimum depresji maksymalnej gęstości elektronowej.

Na rysunku 5 jest przedstawiona sytuacja zaćmieniowa na 0.1 min. przed maksimum zaćmienia. Można zauważyć, że o $8^{\text{h}} 54^{\text{m}}.4$ źródło $g1$ już było odkryte i spowodowało podskok jonizacji, wyraźnie zaznaczony przez punkt pomiarowy z $8^{\text{h}} 55^{\text{m}}.0$.

Istnienie w obszarze ognisk g_1 i g_2 silnie skoncentrowanego promieniowania jonizującego potwierdza się jeszcze początkową fazą zaćmienia. Pierwszy kontakt Księżyca z tarczą Słońca zachodzi w kącie pozycyjnym $247^\circ 59'$, licząc od N przez E , to znaczy w trzeciej ćwiartce, w pobliżu ogniska g_2 o $7^h 51^m.7$. Jak wykazuje analiza, o 7.7 min później zachodzi zasłonięcie obu wymienionych ognisk. Pozorny współczynnik ekspozycji A' spada wówczas raptownie o 24—34%, zależnie od przyjętego α' , aby



Rys. 5. Sytuacja podczas maksimum zaćmienia

w chwili odkrywania (w sytuacji pokazanej na rys. 5) raptownie wzrosnąć i wywołać uprzednio omówione zjawiska związane z tą sytuacją.

Warto zauważyć, że dodatkowa utrata przez Słońce $1/4$ do $1/3$ całkowitego promieniowania jonizującego zachodzi w chwili, gdy optyczne zaćmienie osiągnęło zakrycie zaledwie 0.06 powierzchni tarczy słonecznej.

Powyższe rozważania, a w szczególności sytuacja przedstawiona na rys. 5 jest poważnym dowodem istnienia źródeł skoncentrowanego promieniowania jonizującego na Słońcu, mechanicznie przesłanianych podczas zaćmienia. Trudno przypuścić, aby mogły istnieć jakieś zjawiska fizyczne lub procesy rekombinacyjne związane z zaćmieniem, które tłumaczyłyby przebieg $Ne(t)$ i byłyby zdolne do tak dużego wyprzedzania pierwotnego procesu przyczynowego.

W świetle powyższych rozważań sądzimy, że teoria istnienia źródeł skoncentrowanego promieniowania jonizującego na Słońcu jest dostatecznie uzasadniona.

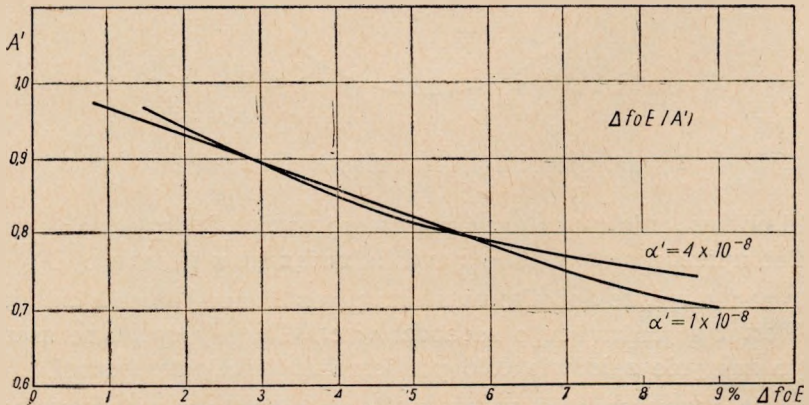
Wysunięto wątpliwości (Ratcliffe 1956) czy w warunkach, gdy nie ma zaćmienia, maksymalna gęstość elektronowa warstwy E zmienia się z doby

na dobę o wartość wystarczającą, aby usprawiedliwić założenie silnie emitujących obszarów, które czasem występują, a czasem nie istnieją. Odnosi się to szczególnie do znikania tych obszarów wskutek obrotu Słońca.

Wracając do naszego modelu Słońca (rys. 4) można stwierdzić, że przy panującej na szerokości heliograficznej $+4^\circ$ prędkości kątowej obrotu Słońca $14^\circ.4$ na dobę, ogniska $g1$ i $g2$ znajdują się za 24 godz. na drugiej półkuli, wskutek czego strumień promieniowania jonizującego zmniejsza się zgodnie z tabl. 2 od 24% do 34%, zależnie od panującego skutecznego współczynnika rekombinacji.

Z drugiej natomiast strony, ogniska $g4$ i $g5$ przesuną się na zachód o odpowiednią odległość kątową, wskutek czego emitowany przez nie strumień w zwiększonej części będzie osiągać Ziemię. Ponadto na szerokości heliograficznej -5° pojawia się w następnej dobie po zaćmieniu (na odległości kątowej od centralnego południka ok. 74°) nowe ognisko aktywności w okresie maksimum rozwoju.

Obydwie wspomniane powyżej okoliczności niewątpliwie zmniejszyły wpływ zniknięcia ognisk $g1$ i $g2$.



Rys. 6. Zależność zmian częstotliwości krytycznej warstwy E — ΔfoE od pozornego współczynnika ekspozycji A' przy skutecznym współczynniku rekombinacji 1×10^{-8} i $4 \times 10^{-8} \text{ cm}^3 \text{ s}^{-1}$

Przyjmując, że A' jest proporcjonalne do całego nie przesłoniętego strumienia promieniowania jonizującego można obliczyć wpływ zmiany A' na zmianę częstotliwości krytycznej warstwy. Wyniki obliczeń zostały podane na rys. 6, w postaci krzywej $\Delta foE(A')$.

Porównując foE dnia zaćmienia z dniem następnym w okresie ustabilizowania się przebiegów, a mianowicie od $13^h 15^m$ do $16^h 15^m$, średnie zmniejszenie ΔfoE wynosiło 4.2%. Z wykresu (rys. 6) wynika, że $\Delta foE = (4.2\%)$ odpowiada zmniejszenie A' o 15%.

Ponieważ wpływ zniknięcia ognisk g_1 i g_2 został osłabiony przez przesunięcie ku zachodowi ognisk g_4 i g_5 oraz pojawienie się nowego ogniska na wschodnim brzegu tarczy, można więc przyjąć szacunkowo, że promieniowanie jonizujące Słońca zmniejszyło się w dobie następującej po zaćmieniu o ok. 50% wartości przypisywanych ogniskom g_1 i g_2 , tzn. od 12% do 17%, zależnie od α .

Na podstawie powyższych rozważań wysunięte poprzednio wątpliwości, dotyczące hipotezy istnienia źródeł skoncentrowanego promieniowania na Słońcu, możemy uważać za nieaktualne, ponieważ zmiany w promieniowaniu jonizującym Słońca, które zaszły w ciągu 24 godz po zaćmieniu, są zgodne z odpowiadającymi im zmianami częstotliwości krytycznych warstwy E.

Można jeszcze zaznaczyć, że w granicach dokładności wyznaczenia ognisk aktywności reakcja jonosfery była bardzo szybka, co skłania nas do poglądu, że skuteczny współczynnik rekombinacji warstwy E zbliża się raczej do wartości większych, tzn. zbliżonych do $2 \times 10^{-8} - 4 \times 10^{-8}$. Wartości jeszcze większe nie wprowadzają już zauważalnych zmian w zachowaniu się warstwy zjonizowanej.

Istota nie zidentyfikowanych obszarów promieniowania jonizującego na Słońcu, które postulują niektórzy badacze, nie jest nam znana. Wydaje się jednak, że tylko aktywniejsze z nich zdradzają swą obecność podczas zaćmień słonecznych, wpływając w sposób widoczny na przebieg jonizacji jonosfery. W tym stanie rzeczy nic nie stoi na przeszkodzie dopuszczeniu możliwości istnienia większej liczby takich mniejszych ognisk, mniej lub bardziej równomiernie rozsianych na tarczy słonecznej. Wskutek tego tarczę tę można byłoby uważać za „szorstką” w odniesieniu do równomierności jaskrawości promieniowania jonizującego.

6. WNIOSKI

Istnienie ognisk skoncentrowanego promieniowania jonizującego oraz promieniowania pozatarczowego na Słońcu nie jest jeszcze powszechnie uznaną teorią i spotyka się z pewną dozą nieufności.

Niepełne zaćmienie oraz szczególnie korzystny rozkład zidentyfikowanych ognisk promieniowania jonizującego na zachodnim brzegu tarczy słonecznej (podczas zaćmienia z dn. 15 lutego 1961 r. obserwowanego w Miedzeszynie) pozwoliły na wyciągnięcie kilku wniosków.

Wyniki pomiarowe oraz podane rozważania w sposób przekonujący potwierdzają słuszność teorii dotyczącej istnienia źródeł skoncentrowanego promieniowania na Słońcu.

Pozornie uderzający fakt wyprzedzania przez dno depresji maksymalnej gęstości elektronowej o ok. 10 min. maksimum optycznego zaćmienia

jest spowodowane odsłonięciem przez tarczę Księżyca zidentyfikowanych ognisk aktywności słonecznej.

Istniejące wątpliwości (Ratcliffe 1956) czy zmiany jonizacji warstwy E z doby na dobę są wystarczające, aby usprawiedliwić założenie promieniujących ognisk znikających z tarczy wskutek obrotu Słońca, zostały wyjaśnione za pomocą odpowiednich przeliczeń.

Zmiana dobową częstotliwości krytycznej mediany kontrolnej w godzinach odpowiadających okresowi zaćmienia była proporcjonalna do $\cos^{0.25} \chi$, tzn. ściśle tak, jak tego wymaga teoria warstwy α — chapmanowskiej.

Uzyskane dotychczas wyniki nie wykluczają możliwości zmiany skutecznego współczynnika rekombinacji w cyklu dobowym i z fazą zaćmienia.

Zagadnienie równomierności promieniowania tarczy słonecznej (tzw. tła) poza zidentyfikowanymi większymi ogniskami staje się otwarte i aktualne.

* * *

Praca powstała wspólnym wysiłkiem Instytutu Łączności i Zakładu Geofizyki PAN.

Na zakończenie pragnę podziękować p. mgr Jackowi Jaworskiemu za interpretację jonogramów oraz p. mgr inż. Czesławowi Kalisiakowi za obliczenie odległości zenitalnych Słońca.

WYKAZ LITERATURY

1. Alpert J. Ł.: 1960. *Rasprostranienie Radiowołn i Jonosfera*, s. 182. Izdat. Akad. Nauk SSSR, Moskwa.
2. McElhinny M. W.: 1959. *J. Atm. Terr. Phys.* **6**, 91.
3. Minnis C. M.: 1955. *J. Atm. Terr. Phys.* **14**, 273.
4. Minnis C. M.: 1958a. *J. Atm. Terr. Phys.* **12**, 266.
5. Minnis C. M.: 1958b. *J. Atm. Terr. Phys.* **12**, 272.
6. Piddington J. H.: 1951. *J. Geophys. Res.* **56**, 409.
7. Ratcliffe J. A.: 1956. *Solar Eclipses and the Ionosphere*, s. 61. Pergamon Press, London.

Ст. Ясиньский

СОСТОЯНИЕ ИОНОСФЕРНОГО СЛОЯ E НАБЛЮДАЕМОЕ В МЕДЗЕШИНЕ (ВАРШАВА) ВО ВРЕМЯ СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 15 ФЕВРАЛЯ 1961 ГОДА

Резюме

Во время солнечного затмения проводились автоматические зондирования ионосферы каждые 5 мин., а в течение контрольных суток — каждые 15 минут.

Апроксимированная медиана критических частот слоя E для контрольных дней обнаружила, что суточное изменение в часы, соответствующие периоду

затмения пропорционально $\cos^{0.25} \chi$ (где χ — зенитное расстояние Солнца), т. е., в точности, как этого требует чепмановский слой при предпосылке, что баланс между продукцией и потерей электронов возникает, главным образом, вследствие процесса рекомбинации.

Ход электронной концентрации слоя E во время затмения можно объяснить существованием на солнечном диске сконцентрированных источников ионизирующего излучения. Оказалось возможным определить положение и относительную интенсивность этих источников, а также идентифицировать их с солнечными пятнами и с областями сильного излучения зеленой полосы 5303 \AA в короне. Сконструированная при помощи вышеприведенных данных по методу очередных приближений, модель Солнца позволила получить теоретическую кривую хода $N(t)$ затмения (рис. 4), довольно точно покрывающую измерительные пункты. Существование очагов сконцентрированного ионизирующего излучения на Солнце еще не является общепризнанной теорией.

Особенно благоприятное размещение идентифицированных очагов излучения на западном краю солнечного диска позволило убедительным образом подтвердить правильность теории, касающейся существования источников сконцентрированного излучения на Солнце.

Минимом поразительный факт, что минимум депрессии максимальной электронной концентрации опереживает на приблизительно, 10 мин. максимум оптического затмения, вызван тем, что лунный диск открыл идентифицированные ионосферно-активные очаги на Солнце. Вычисления показали, что измерения критической частоты foE с дня на день являлись достаточными, чтобы оправдать влияние укрытия за солнечным диском (вследствие вращения Солнца) ионосферно-активных очагов.

S. Jasiński

BEHAVIOUR OF THE IONOSPHERIC LAYER E OBSERVED IN MIEDZESZYN (WARSAW) DURING THE SOLAR ECLIPSE ON THE 15TH FEBRUARY 1961

Summary

During the solar eclipse the automatic sounding of the ionosphere was executed every 5 minutes, and every 15 minutes during the 10 control days. The approximated median value of critical frequencies of the layer E during the control days has indicated, that the daily changes in hours covering the period of eclipse were proportional to $\cos^{0.25} \chi$ (where χ is the zenith distance of the Sun) i. e. exactly the same that was postulated by the Chapman's layer E , having assumed that the balance between the production and the loss of electrons is chiefly the result of the process of recombination.

The behaviour of electronic density of the layer E during the eclipse may be explained by the existence of sources of ionising concentrated radiation on the solar surface.

The positions of relative intensivities of such sources are defined and they are identified with the sunspots and with the regions of strong radiation of the green coronal line at 5303 \AA .

A model of the Sun conceived by the successive approximations has permitted to obtain measurement points, quite exactly confined with theoretical curve $N(t)$ Fig 4 of the solar eclipse.

The theory of surces of ionising concentrated radiation on the Sun is not yet generally admitted.

The specially opportune localisation of identified ionising sources on the western limb of the solar disc has permitted to approve the justness of the theory of existence of concentrated solar activities. The apparently striking fact that the maximum optical eclipse lags the bottom of a depression of the maximum electron density about 10 minutes is explained by the uncovering the identified radiation sources by the Moon.

The calculations have shown that the changes of critical frequencies foE from day to day were sufficient to justify the influence of the hiding the ionising concentrated radiation sources behind the solar disc, resulted by the rotation of the Sun on the day following the eclipse day.

S. Jasiński

LE COMPORTEMENT DE LA COUCHE IONOSPHERIQUE E,
OBSERVÉ À MIEDZESZYN (VARSOVIE), PENDANT L'ECLIPSE
DU SOLEIL DU 15 FÉVRIER 1961

Resumé

Pendant l'éclipse du soleil on a procédé aux sondages automatiques de la ionosphère chaque 5 minutes et dans la période des 10 jours de contrôle — chaque 15 minutes.

La médiane approximée des fréquences critiques de la couche E de jours de contrôle a démontré, que le changement journalier dans les heures correspondant à la période de l'éclipse du soleil était proportionnel à $\text{Cos}^{0.25} \chi$ (ou χ est la distance zénithale du Soleil), c'est à dire exactement tel que l'exige la couche de Chapman, assumant que l'équilibre entre la production et la perte des électrons a lieu surtout en conséquence du procès de recombinaison.

Le parcours de la densité électronique de la couche E pendant l'éclipse du Soleil peut être expliqué par l'existence des sources concentrées du rayonnement ionisant sur la superficie du Soleil. On a défini les positions et les intensités relatives des ces sources et on les a identifiées avec les tachres de Soleil et aussi avec les étendues de rayonnement intense de la raie verte 5303 Å dans la couronne.

Le modèle du Soleil créé par méthode des approximations successives a permis d'obtenir la courbe théorique du parcours ($N(t)$) de l'éclipse, coïncidant assez exactement avec les résultats de mesures (Fig. 4).

L'existence des centres du rayonnement ionisant concentré sur le Soleil n'est pas encore une théorie universellement reconnue.

La disposition particulièrement avantageuse des centres de rayonnement ionisant identifiés sur le bord occidental du disque du Soleil a permis de confirmer d'une manière convaincante le bien-fondé de la théorie concernant l'existence des centres de rayonnement concentré sur le Soleil.

Le fait, en apparence frappant, que le moment de la plus petite densité électronique maximale dans la couche ionosphérique E devance d'environ 10 minutes le moment de l'éclipse maximum optique, est causé par le fait qu'alors le disque de la lune ne couvrait pas les centres identifiés de l'activité renforcée du Soleil.

Les calculs ont démontré, que les changements de la fréquence critique foE de jour en jour étaient suffisant pour justifier l'influence du recèlement derrière le disque du Soleil, en consequence de sa révolution, des centres du rayonnement ionisant concentré, un jour après l'éclipse.

St. Jasiński

DAS VERHALTEN DER E-IONOSPHERENSCHICHT
WÄHREND DER SONNENFINSTERNIS
AM 15. FEBRUAR 1961 IN MIEDZESZYN (WARSZAWA)

Zusammenfassung

In der Zeit der Sonnenfinsternis wurde die automatische Echolotung der Ionosphäre alle 5 Minuten und 15 Minuten während voller zehn Kontrolltage durchgeführt.

Die Approximation der Mediane der kritischen Frequenzen der E-Schicht für die Kontrolltage hat erwiesen, dass die Tagesvariation in den der Finsternis entsprechenden Stunden proportional zu $\cos^{0.25} \chi$ war (wo χ der Zenithwinkel der Sonne ist), das heisst genau so, wie dies die Chapmannschicht bei der Voraussetzung, dass das Gleichgewicht zwischen der Produktion und dem Verschwinden der Elektronen hauptsächlich auf Grund des Rekombinations-Prozesses auftritt, erfordert.

Der Verlauf der Elektronendichte der E-Schicht während der Finsternis ist durch das Bestehen von konzentrierten Quellen der ionisierenden Strahlung auf der Sonnenscheibe zu erklären. Es war die Bezeichnung der Lage und der relativen Intensität dieser Quellen, sowie ihre Identifizierung mit Sonnenflecken und den Gebieten der starken Strahlung der grünen Linie 5303 Å in der Korona möglich.

Das mittels obiger Angaben durch die Methode der aufeinander-folgenden Approximationen gebildete Sonnenmodell, gestattete die theoretische Verlaufskurve $N(t)$ der Finsternis (Zeichn. 4), welche sich ziemlich genau mit dem Verlauf der Messpunkte deckte, zu erlangen.

Das Bestehen von Herden konzentrierter ionisierender Strahlung auf der Sonne ist noch nicht eine allgemein anerkannte Theorie.

Die besonders günstige Verteilung der identifizierten Herde der ionisierenden Strahlung am westlichen Rand der Sonnenscheibe, gestattete es in überzeugender Art die Richtigkeit der das Bestehen von Quellen konzentrierter Strahlung auf der Sonne betreffenden Theorie, zu bestätigen.

Die scheinbar frappierende Tatsache der Überholung des Maximums der optischen Finsternis durch das Maximum der Depression der maximalen Elektronendichte um ungefähr 10 Minuten ist durch die Enthüllung der identifizierten Herde der Sonnenaktivität durch die Mondscheibe verursacht.

Nachrechnungen haben ergeben, dass die Variationen der kritischen Frequenz foE von Tag zu Tag ausreichend waren, um den Einfluss des Sichverbergens der Herde der konzentrierten ionisierenden Strahlung hinter der Sonnenscheibe infolge Sonnenrotation am nächsten Tage nach der Finsternis, zu rechtfertigen.

JAN KIBORTT
JERZY TRECHCIŃSKI

621.395.344 : 621.395.342.2

PRZYKŁADY ZASTOSOWANIA REJESTRÓW W CENTRALACH SYSTEMU STROWGERA

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 11. 4. 1962 r.

Biorąc za podstawę istniejące rozwiązanie zespołów rozróżniających w centralach satelitowych miejskich systemu Strowger — ZWUT, oparte na mechanicznych regeneratorach impulsów i wybierakach obrotowych, autorzy dają przykład rozwiązania, w którym wyżej wymienione elementy zostały zastąpione przez układy przekaźnikowe.

Po krótkim opisie obydwóch rozwiązań następuje porównanie ich pewności działania i przybliżonych kosztów.

W ostatnim rozdziale autorzy podają, jak opracowany przez nich rejestr, po nieznacznych przeróbkach, może być zastosowany w centralach satelitowych o odmiennym układzie współpracy z centralą główną.

1. WSTĘP

Rozróżnia się dwa zasadnicze systemy sterowania organami wybierczymi w automatycznych centralach telefonicznych: system sterowania bezpośredniego i system rejestrowy.

W pierwszym systemie organy wybiercze są ustawiane bezpośrednio impulsami tarczy numerowej abonenta wywołującego, w drugim — impulsy te są rejestrowane seria po serii w rejestrze, a następnie organy wybiercze są, w ten czy inny sposób, sterowane przez rejestr.

Klasycznym przykładem systemu o wybieraniu bezpośrednim, określonego przez Anglików mianem "step by step", jest system Strowgera. Istnieje również szereg systemów pochodnych, między innymi system Siemens'a i krajowy system nazywany obecnie systemem ZWUT, opracowany w oparciu o elementy łączeniowe strowgerowskie, ale o schematach przystosowanych do krajowych warunków.

System Strowgera cechuje duża prostota i przejrzystość schematów, co zapewnia wygodę eksploatacji i konserwacji central. Jednakże ta prostota odnosi się tylko do central odosobnionych i do układów wielocentralowych w połączeniu wielobocznym.

W miarę rozwoju telefonizacji a następnie automatyzacji dużych miast i okręgów podmiejskich, schematy central stawały się coraz bardziej skomplikowane.

Zachowanie układu wielobocznego sieci wielocentralowej okazało się niemożliwe ze względów ekonomicznych. W celu lepszego wykorzystania łączy międzycentralowych stało się konieczne tworzenie sieci gwiazdzystych o dużych wiązkach łączy.

Jednocześnie ze względu na trudności, jakie stawia abonentowi sieci publicznej system cyfr jawnych, zaczęto na ogół stosować system skrytych cyfr kierunkowych w układach wielocentralowych.

Sieć gwiazdzista powstaje w ten sposób, że od jednej centrali głównej odchodzą promieniście wiązki do jej central satelitowych. Te z kolei mogą być analogicznie łączone ze swoimi centralami podsatelitowymi. Okręg taki stanowi całość pod względem numeracyjnym. Centrala satelitowa jest „wyniesioną” w teren częścią centrali głównej, a ewentualne „podsatelity” są częściami centrali satelitowej.

Sterowanie ruchu od central nadrzędnych do ich własnych central podrzędnych nie nastęrcza żadnych trudności. Gorzej sprawa przedstawia się z ruchem wewnątrz central podrzędnych i ruchem od podrzędnych ku nadrędnym, jeżeli ma być zachowany system skrytych cyfr kierunkowych.

Aby nie prowadzić ruchu między abonentami jednej i tej samej centrali podrzędnej przez łącza prowadzące poprzez centrale nadrzędne aż do głównej i z powrotem, zachodzi konieczność rozróżniania kierunków ruchu już w centrali podrzędnej i następnie sterowanie organami wybierczymi w zależności od tego rozróżnienia.

W tym celu opracowano układy współbieżne, absorbujące, rozróżniające ze zwrotnikami, wreszcie tzw. „direktory”.

W każdym z tych układów następuje w mniejszym lub większym stopniu rejestrowanie impulsów, a już np. „zespoły rozróżniające” ze „zwrotnikami” są pełnymi rejestrami, obciążonymi szeregiem funkcji typowych dla rejestrów w innych systemach.

Jakie nazwy nie nadawalibyśmy tym wszystkim dodatkowym urządzeniom, nie zmienia to faktu, że są to jednak rejestry.

Ponieważ jak z powyższego wynika, zachodzi konieczność stosowania rejestrów, należy się zastanowić, jak i przy użyciu jakich elementów powinny one być rozwiązywane.

Rejestry, które są urządzeniami dość kosztownymi, są zwykle używane

jako organy wspólne dla szeregu zespołów sznurowych lub urządzeń zwrotnikowych, wobec czego są bardzo intensywnie wykorzystywane.

Wiąże się to z koniecznością takiej ich konstrukcji, która zapewniałaby jak największą ich trwałość i pewność pracy. Wiadomą jest rzeczą, że w takich przypadkach układy przekaźnikowe mają znaczną przewagę nad układami, zawierającymi wybieraki lub inne mechanizmy ruchowe, chociaż schematy rejestrów wybierakowych mogą się wydawać prostsze, a wymiary tych rejestrów mogą być mniejsze od wymiarów rejestrów przekaźnikowych.

W niniejszym artykule podano przykład, jak można zastosować rejestr czysto przekaźnikowy zamiast tzw. zespołu rozróżniającego z regeneratorem impulsów, użytym jako element zarówno rejestrujący, jak i wydający impulsy oraz z wybierakiem obrotowym w charakterze elementu rozróżniającego kierunku.

Oparto się na konkretnym przykładzie, mianowicie na urządzeniu rozróżniającym, zaprojektowanym przez ZWUT dla jednej z miejskich central satelitowych pracujących w układzie wielocentralowym dużego miasta.

Podano obydwa rozwiązania schematowe rejestrów: dotychczasowe (ZWUT) i nowe, przykładowe (IŁ), wraz ze skróconymi opisami ich działania i pobieżnym porównaniem pod względem zarówno technicznym, jak i ekonomicznym.

Jako ilustrację elastyczności rozwiązania schematowego rejestru przekaźnikowego, który może być wzbogacony o nowe czynności kosztem dodania np. jednego nowego przekaźnika, dodatkowo opisano inną odmianę rejestru przekaźnikowego, odpowiadającą nieco innemu układowi blokowemu wyjść z centrali satelitowej.

2. ZESPÓŁ ROZRÓŻNIAJĄCY I ZWROTNIK W CENTRALI SATELITOWEJ W ROZWIĄZANIU ZWUT

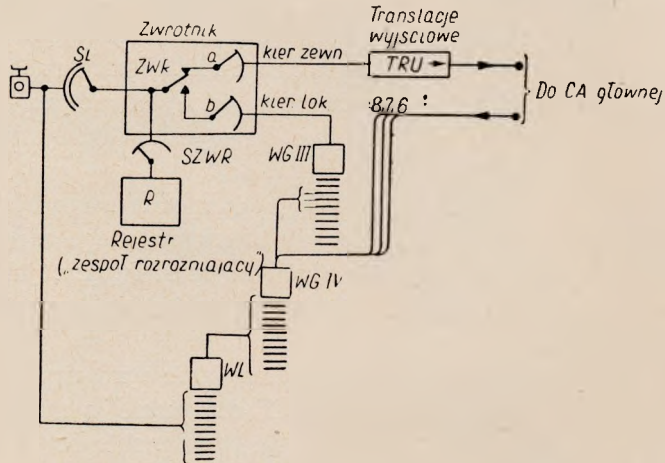
2.1. Układ ogólny centrali

Ogólny układ centrali przedstawia rys. 1. Centrala ta jest satelitową innej, nadrzędnej dla niej centrali, w której numeracja jest 6-cyfrowa. W całej sieci miejskiej są inne „główne” centrale mające numerację również 6-cyfrową oraz takie, które mają numerację 5-cyfrową.

Jak widać ze schematu, w ruchu lokalnym do ustawienia połączenia potrzeba tylko 4 cyfr.

Abonent wywołujący, po otrzymaniu sygnału zgłoszenia się własnej centrali, wysyłanego z rejestru, który za pomocą SZWR dołączył się do znajdującego się w składzie „sznura” zwrotnika, nadaje żądany numer

(6 wzgl. 5-cyfrowy). Cały ten numer zostaje zanotowany w rejestrze, który na podstawie jednej, dwu lub najwyżej trzech pierwszych cyfr numeru rozróżnia, w jakim kierunku powinno być dokonane połączenie.



Rys. 1. Schemat blokowy CA satelitarnej miejskiej. Odmiana zwykła.

Numer w obrębie własnej centrali:

106×××
107×××
108×××

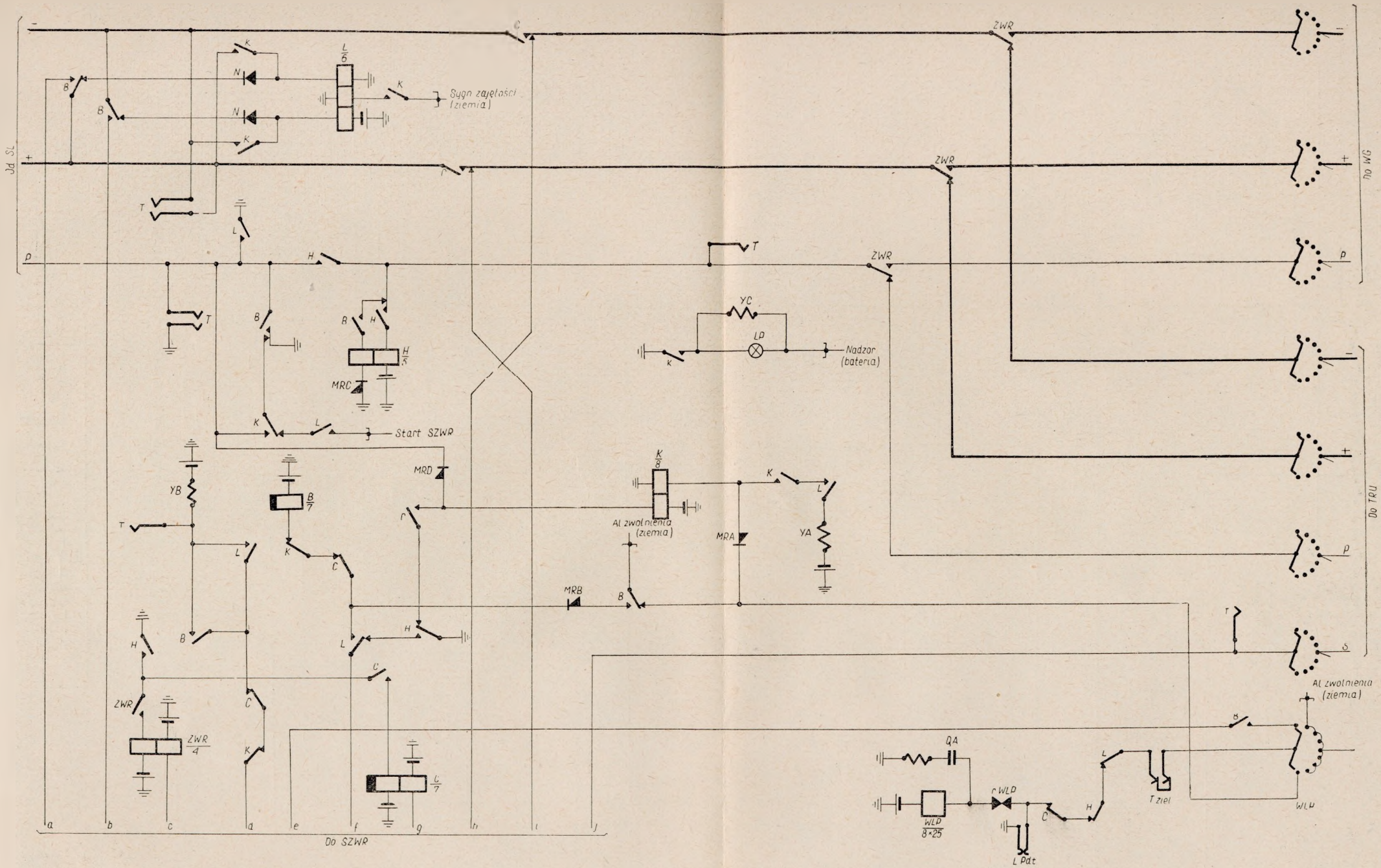
Rejestr kieruje to połączenie poprzez wieńce obrotowego wybieraka wyjść albo na wybierak grupowy lokalny i wydaje wówczas kolejno tylko cztery ostatnie cyfry numeru, albo przez uniwersalne translacje wyjściowe na łącza prowadzące do centrali nadrzędnej. W tym ostatnim przypadku rejestr wydaje pełny numer odebrany uprzednio z tarczy abonenckiej.

Wyjścia do centrali nadrzędnej są więc zajmowane tylko wówczas, gdy potrzebne są dla połączenia wychodzącego.

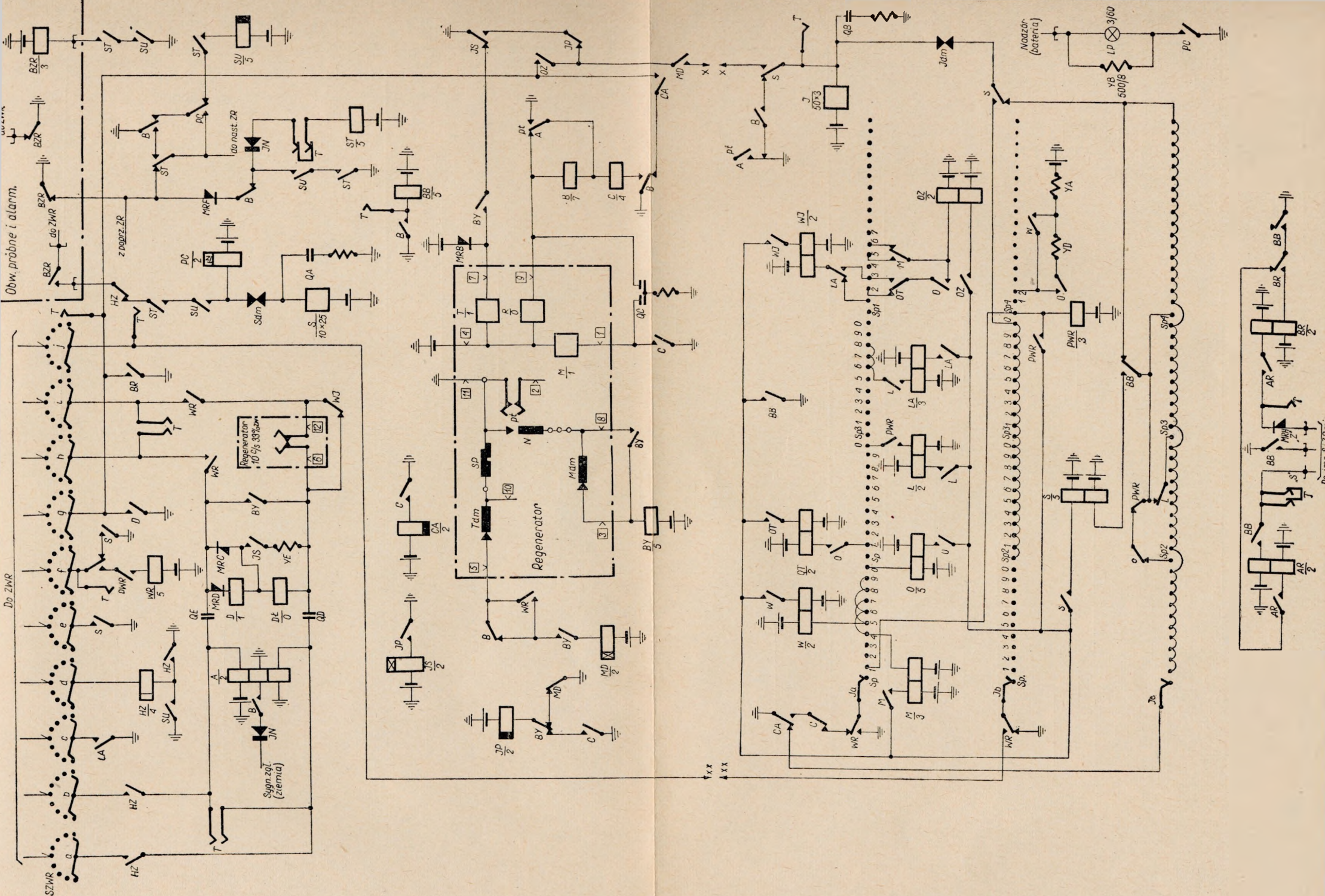
„Zespół rozróżniający”, a właściwie rejestr, składa się z układu szukacza zwrotników, którego częścią istotną jest obrotowy wybierak specjalnej konstrukcji o 10 wieńcach i 10 szczotkach, z elementu rejestrującego i wydającego impulsy, którym jest mechaniczny regenerator impulsów w otoczeniu współpracujących z nim przekaźników oraz z układu rozróżniającego pierwsze trzy cyfry numeru (analizatora numeru). Częścią zasadniczą tego ostatniego jest wybierak obrotowy o sześciu wieńcach i sześciu szczotkach w układzie 50×3 . W zespole tym są rejestrowane pierwsze trzy cyfry numeru żadanego jednocześnie z rejestracją ich w regeneratorze impulsów.

Rozróżnianie odbywa się według następujących kryteriów:

- a) 106×××, 107×××, 108××× — numery lokalne,
- b) 5×××××, 7×××××, numery osiągnane poprzez centralę węzłową (strefa zewnętrzna),



Rys. 2. Zwrotnik CA satelitowej miejskiej



Rys. 3. Zespół rozróżniający CA satelitowej miejskiej

- c) $4\times\times\times\times$, $6\times\times\times\times$, $8\times\times\times\times$, $9\times\times\times\times$ — numery pięciocyfrowe,
- d) $01\times$ — numery specjalne trzycyfrowe,
- e) $0\times$ numery specjalne dwucyfrowe.

Jeżeli chodzi o translacje *TRU*, to wymagane jest od nich odmienne zachowanie się przy różnych rodzajach połączeń, w jakich one biorą udział. I tak np., przy połączeniach w ruchu nie opuszczającym zasięgu sieci miejskiej i jej satelitów *TRU* powinny przekazać jednokrotne zaliczenie rozmowy na licznik *AbA*; przy ruchu wychodzącym z miasta przez centralę węzłową do strefy zewnętrznej muszą przedstawiać się na zaliczanie według taryfy wielokrotnej i wreszcie, przy połączeniach do służb specjalnych (np. do *CMM*), muszą przedstawiać się na przekazywanie osobnych kryteriów, jak np. uzależnienie rozłączenia od strony wywoływanej, możliwość wstecznego dzwonienia itp.

Pierwszy z tych stanów przybiera *TRU* normalnie, drugi i trzeci muszą być na niej wymuszane przez wysyłanie do niej specjalnych kryteriów z rejestru i to po osobnej żyłce (*S*).

2.2. Opis działania zwrotnika i „zespołu rozróżniającego” (rys. 2 i 3)

Z chwilą, gdy *SL* znajdzie *AbA*, pętla abonencka zostaje przedłużona aż do zwrotnika, gdzie przyciąga wówczas przekaźnik *L* i cechując zwrotnik w polu szukacza zwrotników („-” przez opornik na żyłę „d”) wysyła start (+) do grupy zespołów szukaczy zwrotników. W szukaczu przygotowanym do pracy czynne są przekaźniki *ST* i *SU*, wobec czego „start” powoduje uruchomienie mechanizmu szukacza.

Próba po żyłce „d” odbywa się za pomocą szybkiego przekaźnika *HZ*, który zatrzymuje szukacz na pozycji cechowanej od strony zwrotnika. Jednocześnie przez żyłę „f” przyciąga w zwrotniku przekaźnik *B* i przełącza pętlę abonencką do rejestru, gdzie odtąd będzie ona zasilana przez uzwojenia przekaźnika *A*, który przyciąga, a następnie będzie przekazywał impulsy abonenckie do regeneratora i do wybieraka analizującego *J*. Za przekaźnikiem *A* przyciągają w *ZR* przekaźniki *B* i *BB*. Zostaje załączony sygnał zgłoszenia. Przekaźniki *ST* i *SU* zwalniają.

Odbiór pierwszej cyfry numeru odbywa się następująco:

Impulsuje przekaźnik *A*, przyciągają *C* i *CA*. Przyciąga elektromagnes *M* i przekaźniki *IP* i *IS*. Impulsy *A* odbierają jednocześnie elektromagnes wybieraka *I* i elektromagnes *R* generatora.

Po pierwszej serii impulsów zwalnia przekaźnik *C* i elektromagnes *M* regeneratora. Teraz przyciąga przekaźnik *BY*. W ślad za *C* zwalnia z opóźnieniem *CA* i przez czas jego zwalniania następuje rozróżnienie pierwszej cyfry. Po zwolnieniu zaś *CA*, wybierak *J* biegnie przez własny przerywacz do drugiej pozycji spoczynkowej *Sp₂*.

Rozróżnienie pierwszej cyfry następuje dzięki temu, że wzbudzone zostają w zależności od zarejestrowanej cyfry przekaźniki: *PWR*, *M*, *W*, *O* lub też nie wzbudza się żaden z nich, jak to zostało poniżej podane.

Odebrana cyfra	1	2,3	4,6,8,9	5,7	0
Przekaźnik	<i>PWR</i>	—	<i>M</i>	<i>W</i>	<i>O</i>

Gdy pierwszą cyfrą jest 2 lub 3, w pozycji Sp_2 wzbudzony zostaje przekaźnik *S* powodując bieg wybieraka *I* do pozycji Sp_4 , gdzie wzbudzony zostaje *PWR*. Przekaźnik *S* daje start dla wybieraka w układzie *ZWR*, który wyszukuje wolną translację wyjściową do centrali nadrzędnej. Przy zatrzymywaniu wybieraka przyciąga w *ZWR* przekaźnik *H* i wzbudza przekaźnik *WR* w zespole *ZR*. Regenerator rozpoczyna wydawanie cyfr. Przebieg tego wydawania będzie opisany później.

Gdy pierwszą cyfrą jest 4, 6, 8 lub 9, wzbudzony zostaje przekaźnik *M*.

Gdy wybierak *J* dojdzie do pozycji Sp_2 , występuje przebieg taki, jak opisano przy cyfrach 2 lub 3.

Przy pierwszych cyfrach 5 lub 7 (wzbudzony *W*) przebieg poza tym jest taki sam jak przy 2 lub 3.

Gdy pierwszą cyfrą jest „1” wzbudzony zostaje *PWR*. Wybierak *I* zatrzymuje się w pozycji Sp_2 i oczekuje na nadanie drugiej cyfry przez *AAb*, gdyż bez przeanalizowania drugiej cyfry nie wiadomo czy połączenie jest lokalne.

Gdy pierwszą cyfrą jest „0”, wzbudzony zostaje przekaźnik *O*. Przebieg poza tym jest analogiczny jak przy cyfrze 1.

Przy odbiorze drugiej cyfry, jak przy odbiorze pierwszej, impulsuje przekaźnik *A* i przyciągają przekaźniki *C* oraz *CA*. Wzbudzony zostaje elektromagnes *M* regeneratora, a w takt impulsowania *A* przyciąga i zwalnia jego elektromagnes *R*.

Jeżeli pierwszą odebraną cyfrą była 1 lub 0, impulsowanie powoduje również ruch wybieraka *I*.

Po serii zwalnia *C* i do czasu zwolnienia *CA* następuje rozróżnienie drugiej cyfry. Gdy następnie *CA* zwolni, wybierak *J* biegnie do pozycji Sp_3 .

Rozróżnianie drugiej cyfry odbywa się następująco: Jeżeli pierwszą cyfrą było 0, trzeba rozróżnić, czy numer jest dwu- czy trzycyfrowy. W tym drugim przypadku drugą cyfrą jest 1, której rozróżnienie objawia się przyciągnięciem przekaźnika *OT*.

Jeżeli pierwszą cyfrą była 1, to w przypadku cyfry drugiej 0 wzbudza się przekaźnik *L*; gdy to nie było 0, wówczas nie wzbudza się żaden przekaźnik i wybierak *I* biegnie do pozycji Sp_3 .

Po drugiej serii, gdy pierwszą cyfrą było 0 lub gdy pierwszą cyfrą była 1, a drugą nie 0, na pozycji Sp_3 przyciąga przekaźnik S i występuje dalszy przebieg, taki jak przy pierwszej cyfrze 2 lub 3.

Gdy dwie pierwsze cyfry numeru PAb są 10, wybierak w pozycji Sp_3 oczekuje na trzecią cyfrę nadawaną przez AbA , gdyż dopiero analiza trzeciej cyfry może dać stwierdzenie, czy połączenie nie jest ewentualnie lokalne.

Przy odbiorze trzeciej cyfry w przypadku gdy uprzednio wybrano 10, przebieg jest następujący.

W czasie serii impulsuje A , przyciągają zaś przekaźniki C , CA i elektromagnes M . Impulsy A odbierane są przez elektromagnes wybieraka J oraz elektromagnes R regeneratora.

Po serii zwalnia przekaźnik C , a w ślad za nim, z opóźnieniem przekaźnik CA ; w międzyczasie następuje rozróżnienie cyfry, a po zwolnieniu CA , wybierak J biegnie do pozycji Sp_4 .

Jeżeli trzecią cyfrą jest 6, 7 lub 8, wzbudza się przekaźnik LA i w zwrotniku zostaje wzbudzony przekaźnik ZWR .

W pozycji Sp_4 wzbudza się w ZR przekaźnik S i dalszy przebieg jest podobny jak przy pierwszej cyfrze 2 lub 3.

Wydawanie cyfr przez regeneratore odbywa się następująco.

Gdy zostanie wzbudzony przekaźnik WR , zamknięta zostaje pętla dla translacji wyjściowej lub wybieraka grupowego dla połączeń wewnętrznych poprzez szczotki ustawionego wybieraka WLP . Jednocześnie wzbudzony zostaje przekaźnik MD , co powoduje przerwę obwodu dla przekaźnika IP . Po zwolnieniu IP tworzy się obwód dla elektromagnesu wybieraka I , a gdy IS zwolni, przerywa się obwód dla elektromagnesu I i wybierak I przechodzi do pozycji pierwszej za pozycją Sp_4 oraz wzbudzony zostaje elektromagnes T regeneratora. Na wspomnianej pozycji (pierwszej za Sp_4) przyciąga (oprócz przypadku gdy LA jest wzbudzony) przekaźnik WJ , który rozwiera zestyki impulsujące regeneratore. T przerywa obwód dla przekaźnika MD , który zwalnia i ponownie wzbudza IP oraz IS .

Po wzbudzeniu IS , zwalnia elektromagnes T i następuje ruch części nadawczej regeneratore, podczas którego jego styki impulsujące dają impulsy o określonej długości i stosunku przerwy do zwarcia.

Po nadaniu odpowiedniej liczby impulsów regeneratore zostaje zatrzymany na wysuniętym przy rejestracji kołeczku, przy czym kołek z ramieniem zatrzymującym tworzy zestyk SP . Jeżeli w regeneratore jest przy tym zarejestrowana choć jedna dalsza cyfra, pozostają zwarte zestyki N i przekaźnik BY przytrzymuje się.

Po zwarcu SP przy czynnym BY przyciąga przekaźnik MD i zwalnia kolejno IP oraz IS . Po zwolnieniu IP wzbudza się elektromagnes I , a po

zwolnieniu *IS* zwalnia i przesuwają szczotki *I* na pozycję drugą za pozycją *Sp₄*. Również po zwolnieniu *IS* wzbudza się elektromagnes *T* regeneratora i przerywa obwód dla *MD*. Po zwolnieniu *MD* przyciągają ponownie *IP* oraz *IS*, co powoduje zwolnienie elektromagnesu *T* i wtedy znów następuje ruch części nadawczej regeneratora; działają przy tym styki impulsujące.

Jeżeli przyjmujemy przy tym, że abonent nadał do regeneratora tylko dwie cyfry, to wraz ze skończeniem nadawania impulsów przez regeneratore nastąpi rozwarcie jego zestyków *N* i zwolni przekaźnik *BY*. Jeżeli *AbA* nie jest w trakcie nadawania cyfry i przekaźnik *C* nie jest czynny, w ślad za *BY* zwalnia przekaźnik *IP*, a po nim *IS*.

Na początku każdej serii impulsów wydawanej przez regeneratore (*MD* czynny, *IP* i *IS* zwalniana), wybierak *I* przesuwają się o jedną pozycję i stoi kolejno: przy pierwszej cyfrze w pozycji pierwszej za *Sp₄*, przy drugiej — w pozycji 2, przy trzeciej — w pozycji 3 itd.

Odłączenie rejestru następuje, gdy wzbudzony zostaje przekaźnik *OZ*, co zachodzi przy numerach rozpoczynających się cyfrą 4, 6, 8 lub 9 — po nadaniu piątej serii impulsów (*BY* zwolniony), przy numerach rozpoczynających się cyfrą 1, 2 lub 3 — po nadaniu szóstej serii impulsów, a w przypadku numerów specjalnych — po drugiej lub po trzeciej serii. Trzeba tu zwrócić uwagę, że numer lokalny (tzn. *AbB* w tej samej centrali satelitowej) jest również sześciocyfrowy, lecz na skutek wzbudzenia przekaźnika *LA*, regeneratore nie wydaje pierwszej i drugiej cyfry, gdyż nie jest przy tym wzbudzony przekaźnik *WI* i zestyki impulsujące regeneratora są zwarte. Dopiero przy trzeciej cyfrze przekaźnik *WI* przyciąga i cyfry od trzeciej począwszy są przekazywane normalnie do wybieraków; rejestr nadaje w tym przypadku tylko cztery cyfry do organów połączeniowych własnej centrali.

Gdy przyciągnie przekaźnik *OZ* w rejestrze, wzbudza on przekaźnik *C* w układzie zwrotnika. Teraz przerywa się obwód dla przekaźnika *B* i zwrotnik zostaje odłączony od rejestru, który zwalnia się.

Specjalne kryterium dla translacji *TRU* wysyłane zostaje w czasie, gdy wybierak *J* stoi na drugiej pozycji za pozycją spoczynkową *Sp₄*.

Jeżeli realizowane jest połączenie poprzez centralę węzłową (czynny przekaźnik *W*), wówczas przez żyłę „j” do zwrotnika, a dalej przez żyłę „S” do *TRU* podawany jest „—” przez niewielki opór *YA*. Gdy zaś połączenie to jest do jednej ze służb specjalnych (czynny przekaźnik *O*), wówczas tą samą drogą przesyłany jest potencjał „—”, ale przez znaczny opór *YD + YA*.

Translacja rozróżnia te kryteria w ten sposób, że w pierwszym przypadku przyciągają w niej pewne dwa przekaźniki połączone ze sobą w szereg, a w drugim tylko jeden.

3. REJESTR PRZEKAŹNIKOWY (IL) WE WSPÓLPRACY ZE ZWROTNIKIEM (ZWUT) (Rys. 4)

3.1. Wiadomości ogólne

W pierwszym etapie prac Instytutu Łączności nad układami rejestrowymi chodziło jedynie o sprawdzenie ekonomiczności układów przekaźnikowych samego rejestru, wobec czego postanowiono nie zmieniać dotychczasowego schematu zwrotnika, jak też, opartego na wybieraku obrotowym, szukacza rejestrowego. Cały układ szukacza zwrotników został bez zmian utrzymany w nowym schemacie rejestru. Do studiów nad współpracą schematów należy zestawić schemat nowego rejestru ze schematem zwrotnika opisanym w rozdziale 2 niniejszego artykułu.

W tym pierwszym etapie pracy nie wzbogacono rejestru o żadne nowe funkcje, ani nie zaopatrzono w układ nadzorczo-kontrolny, który na ogół powinien być nierozdzieloną częścią dużych rejestrów.

Ograniczono się do stworzenia takiego tylko schematu, który by dokładnie zastępował schemat istniejący.

3.2. Części składowe rejestru

Poza wymienionym już układem szukacza zwrotników, schemat rejestru zawiera następujące główne funkcjonalne zespoły przekaźnikowe:

a) zespół impulsowania (przekaźniki: impulsujący *A*, kontrolny *B* i seryjny *C* wraz z pomocnikami *BB* i *CA*);

b) zespół zapisujący cyfrę aktualnie odbieranej serii (łańcuch przekaźników *ZA* ... *ZF* oraz *ZK*);

c) pięć zespołów magazynujących odebrane cyfry pięciu kolejnych serii impulsów numeru żadanego (przekaźniki *MJ* + *MP*), szósta i ostatnia seria zostaje magazynowana w zespole zapisującym (b). Razem te sześć zespołów stanowią tzw. „pamięć” w rejestrze;

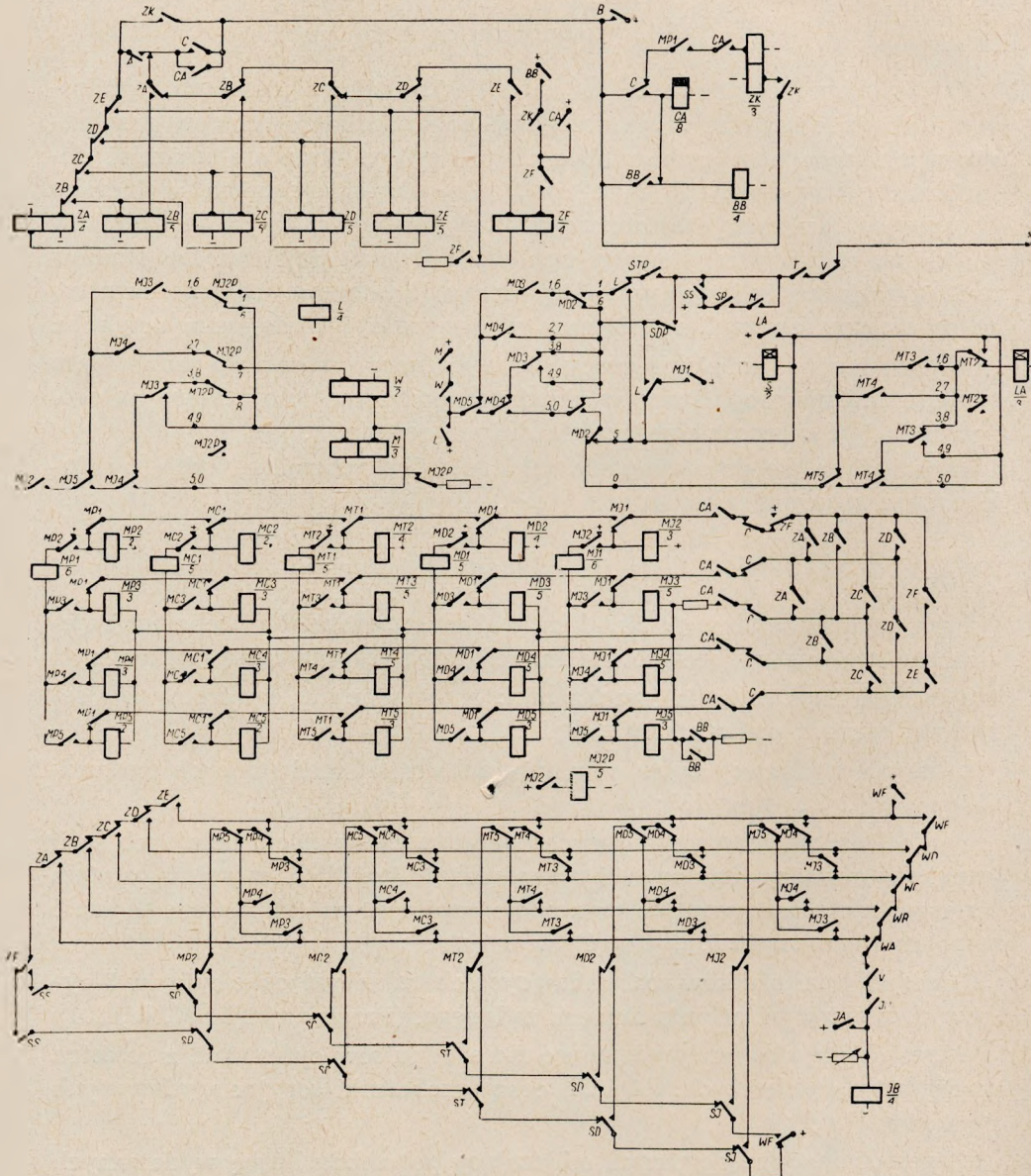
d) zespół przekaźników rozróżniających charakterystyczne cyfry w 3-cyfrowym pierwszym członie numeru żadanego. (Przekaźniki *L*, *M*, *W*, *LA*);

e) zespół impulsatora wydającego serie impulsów cyfrowych z rejestru do organów wybierczych: *JA* i *JB* oraz przekaźniki seryjne wydawanych impulsów *V* i *T*;

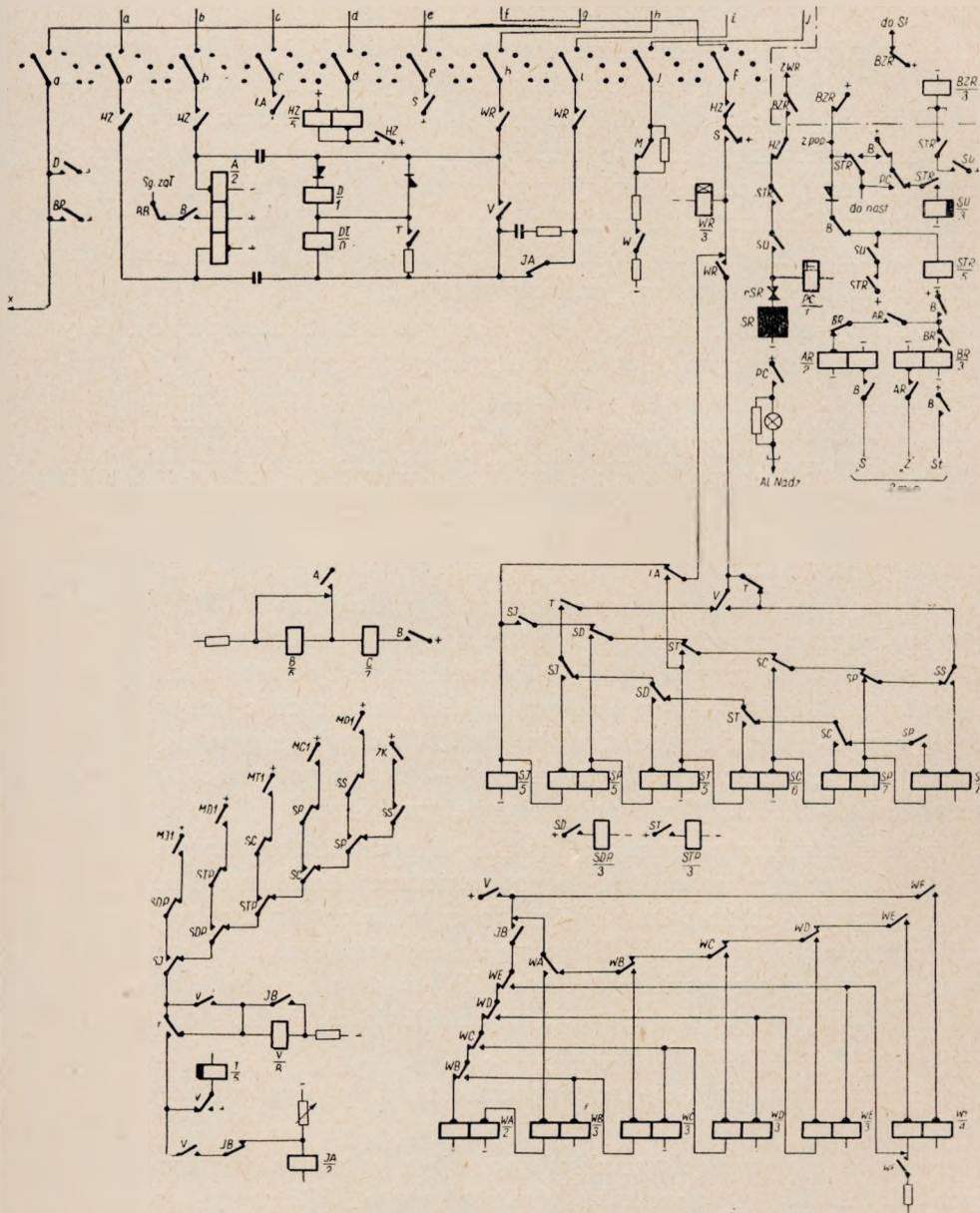
f) zespół deszyfrujący, czyli odliczający potrzebną liczbę wydawanych impulsów w poszczególnych seriach, wyznaczoną przez zespoły pamięciowe. (Przekaźniki *WA* ... *WF*);

g) zespół liczący wydawane serie impulsów (Przekaźniki *SJ* ... *SS*);

h) pojedyncze przekaźniki, jak np.: *S* — startu zwrotnika, *WR* — startu wydawania impulsów z rejestru.



Rys. 4. Rejestr przekaźnikowy CA



satelitowej miejskiej

3.3. Opis działania rejestru

Praca zwrotnika i szukacza rejestrowego została już opisana w rozdziale 2, a praca zespołu impulsowania (a) nie wymaga komentarzy. Przekaznik *BB* jest pomocniczym dla *B* i uruchamia się dopiero po rozpoczęciu zapisywania pierwszej serii impulsów odbieranych od abonenta. Przekaznik *CA* jest pomocnikiem seryjnego przekaznika *C* i zwalnia z opóźnieniem po zwolnieniu *C*, po każdej serii odebranej od abonenta. W czasie między zwolnieniem *C* i *CA* odebrana cyfra zostaje przekazana z zespołu zapisującego (b) do zespołów pamięciowych (c).

Łańcuchowy zespół zapisujący (b) pracuje w sposób następujący. Gdy po pierwszym odebraniu impulsu serii, już przy czynnym *C* i *CA*, przekaznik *A* ponownie przyciąga, wzbudza się *ZA*. Na początku drugiego impulsu (*A* zwalnia) wzbudza się *ZB* w szereg z *ZA*, dzięki czemu *ZA* zostaje podtrzymany. Z końcem impulsu (*A* przyciąga) *ZB* przytrzymuje się drugim uzwojeniem, natomiast *ZA* zwalnia itd.; po każdym impulsie pozostaje czynny tylko jeden przekaznik łańcucha, odpowiadający liczbie odebranego impulsu.

Po odebraniu pięciu impulsów czynny jest przekaznik *ZE*. Jeżeli zjawia się szósty impuls, przyciąga *ZF* i podtrzymuje się na stałe, aż do końca serii oraz ponownie przyciąga *ZA*, a *ZE* zwalnia. Przy następnych impulsach cykl powtarza się. Zapis zatem pięciu pierwszych cyfr polega na przyciągnięciu jednego z przekazników *ZA* ... *ZE* przy nieczynnym *ZF*, natomiast przy cyfrze większej od pięciu — na przyciągnięciu jednego z przekazników *ZA* ... *ZF* przy przyciągniętym *ZF*.

Po każdej z pięciu pierwszych serii, stan przekazników zespołu zapisującego warunkuje ustawienie się odpowiedniej kombinacji kolejnych grup magazynowych zespołu pamięci, po czym, z chwilą zwolnienia *CA*, zespół zapisujący zwalnia się dla przyjęcia następnej serii. Po zamagazynowaniu jednak piątej serii (przyciąga *MPI*) tworzy się obwód dla przekaznika *ZK*, który gdy przyciągnie, uniemożliwia zwolnienie się zespołu zapisującego po skończonej serii szóstej.

Zespół ten zatem staje się magazynem dla szóstej i ostatniej serii impulsów.

Pierwsza grupa pamięciowa składająca się z przekazników magazynujących *MJ2* ... *MJ5* i przekaznika przełączającego *MJ1* pracuje następująco.

Stan zespołu zapisującego w chwili przekazywania cyfry do zespołu pamięciowego wyraża się zwieraniem grup przewodów magazynowych, lub przyłączaniem do nich plusa poprzez zestyki przekazników *ZA* ... *ZF* wg schematu podanego w tablicy poniżej, przy czym kolejną numerację przewodów magazynowych na schemacie należy liczyć od dołu.

Jak widać z tablicy, dla pierwszych pięciu cyfr następuje zwieranie żyły magazynowej „5” z innymi żyłami („1” — „4”), a dla cyfr 6...0 przyłączanie plusa do tych żył („1”...„4”).

Cyfra Przewody	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	
1									o+	o+	o+
2							o+			o+	
3											
4						o+			o+		
5											
Przełączniki pamięciowe czynne	M2 M3	M2 M4	M2 M5	M2 M3 M4 M5	M2 M4 M5	M3	M4	M5	M3 M5	M4 M5	
Przełącznik przełączający czynny	M1										

Weźmy dla przykładu cyfrę 3 z pierwszej piątki cyfr. Po odebraniu 3 czynny jest tylko przełącznik ZC w zespole zapisującym, zostają zatem zwarte przewody 1 i 3 z 5. Tworzy się obwód: „+”, uzwojenie MJ2, a dalej przez zestyki ZC równolegle: uzwojenie MJ5 i opór w przewodzie 3 do „-”, kontrolowanego przez B.

MJ2 i MJ5 przyciągają i przygotowują włączenie do ich obwodu MJ1, który jednak jest zwarty, dopóki zwarte są przewody 1, 3 i 5. Gdy po zwolnieniu CA zwarcie to zostanie zlikwidowane, przyciąga MJ1 i trzyma się w obwodzie szeregowym z MJ2 i MJ5. MJ1 przełącza przewody magazynowe do następnej grupy pamięciowej (MD). W rezultacie kryterium zamagazynowanej cyfry 3 stanowią przyciągnięte przełączniki MJ5 i MJ2, a kryterium zakończenia rejestracji pierwszej cyfry — przyciągnięty przełącznik MJ1.

Analogiczną cyfrą w drugiej piątce jest 8. W zespole zapisującym czynne są wówczas przełączniki ZC i ZF, wobec czego zamiast poprzedniego zwarcia 1 i 3 z 5 przez zestyk ZF dostaje się „+” na przewód 1 (i 3, co nie ma znaczenia), a przewód 5 pozostaje izolowany. W tej sytuacji przyciąga tylko MJ5, a po skończonej serii — również MJ1.

Stan przełączników magazynu po przekazaniu różnych cyfr pokazany jest w dolnej części tablicy.

Oczywiście, wobec przyciągnięcia MJ1, następna seria zostanie przekazana do grupy pamięciowej MD.

Stan przełączników grup magazynowych służy zarówno do rozróżniania

liczb charakterystycznych w pierwszych trzech cyfrach numeru, jak też do kontroli ilości impulsów wydawanych przez rejestr do organów wybierczych.

Już po zamagazynowaniu pierwszej serii impulsów abonenckich rejestr zasadniczo może zacząć wydawanie pierwszej serii impulsów wybierczych, dlatego to zestyk *MJ1* przyłącza „+” do przyszłego obwodu dla przekaźników seryjnych *V* i *T*. Analogiczne „zezwolenia” na wydawanie dalszych cyfr udzielają przekaźniki *MD1* ... *MP1* i dla ostatniej *ZK* z zespołu zapisującego.

3.4. Rozróżnianie cyfr kierunkowych

Cyframi charakterystycznymi, wyróżnialnymi w pierwszej serii, jak już opisano w rozdziale 2, są 1 dla ewentualnego kierunku lokalnego, 5 i 7 dla kierunków do central węzłowych, 4, 6, 8 i 9 dla kierunków do central o numerze 5-cyfrowym oraz 0 dla kierunku do służb specjalnych.

Zamagazynowanie w I serii 1 wyraża się zgodnie z tablicą na str. 53 przyciągnięciem *MJ3* i *MJ2*, wobec czego po zadziałaniu *MJ1* przyciąga przekaźnik *L*, który uniemożliwiając przyciągnięcie przekaźnika *S*, nie dopuszcza do startowania zwrotnika, a więc i do wydania I serii impulsów wybierczych.

Zamagazynowanie w I serii cyfr 5 albo 7 wyraża się przyciągnięciem dla 5 — *MJ5*, *MJ4* i *MJ2*, a dla 7 — *MJ4*.

W obydwu tych przypadkach, po przyciągnięciu *MJ1* przyciąga sam przekaźnik *W*, co w konsekwencji powoduje wysłanie z rejestru po żyłę „j”, poprzez zwrotnik, do translacji kryterium taryfy (w postaci „—” przez mały opór) za rozmowy przez centralę węzłową do innych okręgów.

Rozumując analogicznie stwierdzamy, że przy zamagazynowaniu jednej z cyfr 4, 6, 8 lub 9, po przyciągnięciu *MJ1* przyciąga sam przekaźnik *M*. Powoduje to, po wydaniu piątej serii impulsów, gdy *SP* (+) i w chwili, gdy *V* (—), a *T* (+) przyłączenie „+” do żyły „g” w stronę zwrotnika, rozpoczynające proces zwolnienia rejestru.

Podobnie stwierdzamy, że w przypadku zamagazynowania cyfry 0 przyciągną razem przekaźniki *W* i *M*, które przygotowują wysłanie taryfowego kryterium „—” przez duży opór na żyłę „j” zwrotnika.

Wszystkie cyfry I serii z wyjątkiem 1 powodują przyciągnięcie przekaźnika *S*, uruchamiającego zwrotnik przez przyłączenie „+” do żyły „e”.

Przebieg pracy rejestru po ustawieniu się zwrotnika będzie opisany później.

Układ zestyków rozróżniających drugiej grupy magazynowej (*MD*) jest wykorzystywany tylko wtedy, gdy po I serii zostały zamagazynowane 1 lub 0, czyli gdy czynne są przekaźniki *L* lub *W* i *M*.

W pierwszym przypadku ważne jest rozróżnienie w II serii 0 od cyfr

pozostałych. Posiłkując się tablicą na str. 53 w odniesieniu do grupy magazynowej *MD* łatwo można się przekonać, że przy czynnym przekaźniku *L*, przekaźnik *S* otrzymuje wzbudzenie przy wszystkich cyfrach II serii, z wyjątkiem 0. W tym ostatnim przypadku start zwrotnika jest więc uzależniony od III serii, mianowicie gdy po III serii zostały w grupie *MT* zarejestrowane cyfry 1...5 lub 9...0, przekaźnik *S* otrzymuje wzbudzenie bezpośrednio, gdy natomiast były to cyfry 6, 7 lub 8 (cyfry kierunku lokalnego) przyciąga najpierw przekaźnik *LA*, a dopiero za nim *S*.

Jakie to ma znaczenie dla dalszej pracy rejestru, będzie opisane później.

W przypadku drugim, tzn. gdy I cyfrą było 0 (przyciągnięte *M* i *W*) istotne jest wyróżnienie spośród cyfr II serii 1, gdyż mówi ona o tym, że numer służby specjalnej będzie 3-cyfrowy. Po wydaniu trzeciej serii, gdy *ST* (+) wychodzi kryterium rozpoczęcia zwolnienia rejestru („+” na żyłę „g” zwrotnika), wszystkie pozostałe cyfry II serii powodują wysłanie tego kryterium już po wydaniu z rejestru II serii (*SD* — czynny).

We wszystkich innych kombinacjach cyfr w pierwszym 3-cyfrowym członie numeru żadanego kryterium zwolnienia rejestru zostaje wysłane dopiero po wydaniu szóstej serii impulsów wybierczych, tzn. gdy przyciągnięty jest przekaźnik *SS*.

3.5. Deszyfracja i wydawanie

Do deszyfracji cyfr zamagazynowanych w zespołach pamięciowych (*MJ* ... *MP*) służą inne komplety zestyków tych przekaźników, niż te, które były użyte przy rozróżnianiu kierunków.

Cały układ złożony z pięciu żył i współpracujących z nimi „piramidek” zestyków *MJ* ... *MP* i *ZA* ... *ZE* (dla szóstej cyfry) narysowano w dolnej lewej części schematu.

Do odczytywania kryteriów cyfrowych podawanych na powyższe 5 żył służy łańcuch przekaźników *WA* ... *WF*, napędzany przez impulsator dwuprzekaźnikowy *JA*/*JB* wyregulowany tak, aby częstotliwość impulsowania wynosiła 10 impulsów na sekundę, a stosunek przerwy do zwarcia w zestyku *JA*, przerywającym pętlę do organów wybierczych, odpowiadał normie, przyjętej dla danego systemu central.

Łańcuch *WA* ... *WF* pracuje identycznie jak łańcuch zapisujący *ZA* ... *ZF*.

Dla przykładu rozpatrzmy przebieg wydawania pierwszej serii impulsów wybierczych, gdy zamagazynowaną cyfrą w grupie *MJ* jest 3.

Jak już wiadomo z rozdz. 3.4, z chwilą zarejestrowania tej cyfry po przyciągnięciu *MJ1* zostaje wzbudzony przekaźnik *S*, który uruchamia zwrotnik. Po ustawieniu się zwrotnika na wolnym łączu w kierunku wychodzącym z centrali satelitowej do głównej, po żyłę „f” ze zwrotnika do rejestru przychodzi sygnał („+”) wzbudzający przekaźnik *WR* i rów-

noległe z nim *SJ*, który przyciąga i po opóźnionym nieco przyciągnięciu *WR*, podtrzymuje się w innym obwodzie przez rozwierny zestyk *T* i łańcuch rozwiernych stron przełączników *SS...SD* oraz zwierny *SJ*.

SJ jest pierwszym przekąźnikiem łańcucha liczącego wydawane serie. Łańcuch ten zbudowany jest na identycznej zasadzie jak łańcuchy *ZA...ZF* lub *WA...WF*, a napędzany jest przez impulsy dawane z zestyków przekąźników seryjnych *V* i *T*.

Przy przyciągnięciem *MJ1* i *SJ* tworzy się obwód dla przekąźnika *V*, a gdy ten przyciągnie, również dla *T*. *SJ* jest nadal przytrzymywany. Uruchamia się impulsator *JA/JB*. Przyciągnięcie *JA* przerywa utworzoną już przez żyły „*h*” i „*i*” pętlę do grupowego wybieraka centrali nadrzędnej. Z kolei przyciągający *JB* wzbudza *WA* i przerywa obwód *JA*. *JA* zwalniając, zwiera znów pętlę wybierczą i przerywa obwód dla *JB*. Zwolnienie *JB* powoduje utworzenie szeregowego obwodu przez uzwojenie *WB*, który przyciąga i *WA*, który przytrzymuje się. Przy kolejnym przyciągnięciu *JB* zwalnia *WA*, a trzyma się *WB* itd. Przy każdym kolejnym przyciągnięciu *JB* pozostaje w stanie przyciągniętym jeden tylko z przekąźników *WA...WE*.

Gdy tym przekąźnikiem przy trzecim przyciągnięciu *JB* zostanie *WC*, tworzy się obwód przytrzymujący *JB*, pomimo zwolnienia *JA*. Obwód ten przechodzi przez kombinację zestyków *MJ* charakterystyczną dla zamagazynowanej cyfry 3 („+”, rozwierny *WF*, zwierny *SJ*, zwierny *MJ2*, zwierny *MJ5*, rozwierny *MJ4* i *MJ3*, aktualnie zwarty zestyk *WC*, rozwierny *WB* i *WA*, zwierny *V* i *JB*, *JB* „-”).

Przytrzymany na dłużej *JB* powoduje opóźnione zwolnienie *V*.

W łańcuchu przekąźników *SJ...SS* przyciąga *SD*, a w szereg z nim podtrzymuje się *SJ*. Gdy z pewnym opóźnieniem zwolni również *T*, *SD* przytrzymuje się drugim uzwojeniem, natomiast *SJ* zwalnia. Cały ten proces trwa tak długo (dzięki opóźnieniom *V* i *T* na zwalnianie), że tworzy się dostatecznie długa przerwa międzyseryjna w wydawaniu cyfr przez rejestr. Oczywiście wraz ze zwolnieniem *V* zwalnia się cały układ *WA...WF* oraz *JB*.

Dopiero po zwolnieniu *SJ*, przy czynnym *SD* i pod warunkiem, że została w międzyczasie zarejestrowana druga cyfra w grupie pamięciowej *MD* (tzn. gdy *MD1* został przyciągnięty) tworzy się ponownie obwód dla *V*. Cały cykl deszyfracji powtarza się, z tym jednak, że odczytywana jest tym razem druga cyfra. Dzieje się to dzięki przełączeniu „+” z zestyku *WF* przez przełączniki *SD* na „piramidkę” drugiej grupy pamięciowej *MD*.

Jeżeli drugą cyfrą zarejestrowaną była np. 8, to czynny jest *MD2* i w czasie odczytywania nie zostanie przytrzymywany *JB* przy działaniu żadnego z przekąźników *WA...WE*. Dopiero w następnym półcyklu pracy łańcucha *WA...WE*, gdy już przy szóstym impulsie przyciągnie *WF*.

tworzy się obwód dla *JB* przez zwierną stronę przełącznika *WC*, przyciągniętego po ósmym impulsie nadanym w pętli wybierczej.

W ten sam sposób zostają wydane cyfry od trzeciej do piątej włącznie. Szósta cyfra zostaje zdeszyfrowana analogicznie przy wykorzystaniu stanu przekaźników łańcucha zapisującego *ZA ... ZF*.

Oczywiście dalsze cyfry nie będą wydawane, jeżeli np. po 2, 3 lub 5 pojawi się wyżej omówione (3.4) kryterium zwolnienia rejestru. W tym przypadku zwalniamy przekaźniki *A* i *B*, a za nimi wszystkie przekaźniki w rejestrze, a więc i *MJ ... MP* oraz *ZK*. Przekaźnik *V* nie może już być ponownie uruchomiony.

Pozostaje do rozpatrzenia przypadek, gdy pierwsze trzy cyfry zostały zidentyfikowane jako 106, 107 lub 108, tzn. gdy abonent żądany jest w zasięgu własnej centrali. W tym przypadku nie ma potrzeby zajmowania łącza do nadrzędnej centrali, a numer wybierany we własnej centrali musi być skrócony o pierwsze dwie cyfry.

W tym przypadku, jak wiadomo, przyciąga przekaźnik *LA*, wobec czego przy nadejściu startowego plusa ze zwrotnika (który ustawił się na wolnym łączu w kierunku lokalnym) po żyłe „f” nie uruchamia się, jak poprzednio, przekaźnik *SJ*, lecz od razu *ST*, wobec czego deszyfracja rozpoczyna się od trzeciej cyfry zamagazynowanej w grupie pamięciowej *MT*. Impulsy nadawane przez przekaźnik *JA* sterują tym razem wybierakami własnej centrali.

Gdyby z jakiegokolwiek powodu zwolnienie się rejestru nie nastąpiło po wydaniu ostatniej cyfry numeru, wówczas zostanie on zwolniony po zgłoszeniu się abonenta lub służby specjalnej żądanej, gdy przyciąga przekaźnik zgłoszeniowy *D*.

Rozłączenie przymusowe rejestru następuje również wówczas, gdy z jakichkolwiek przyczyn rejestr nie wykona swych zadań w przewidzianym okresie czasu (2—4 minut).

Działa wówczas układ czasowy przekaźników *AR* i *BR*, a zestyk zwierny *BR* daje plusowy sygnał rozłączenia do zwrotnika po żyłe „g”.

4. PORÓWNANIE OBU ROZWIĄZAŃ

Dla porównania pod względem ekonomicznym przeliczono koszt wyposażenia obu rozwiązań na równoważne ilości jednostek o cenie jednego przekaźnika typu *B1*.

Przeliczenie takie dokonuje się zazwyczaj wg następujących zasad:

- | | |
|----------------------------------|-----------------------|
| a. Przekaźnik typu <i>B2</i> | — 2/3 jedn. <i>B1</i> |
| b. Wybierak obrotowy 8-wieńcowy | — 3,5 „ „ |
| c. Wybierak obrotowy 10-wieńcowy | — 4 „ „ |
| d. Regenerator mechaniczny | — 30 „ „ |

W oparciu o te ceny jednostkowe rejestr regeneratory (bez wybieraka obrotowego stanowiącego szukacz zwrotników) wyniesie:

11 przekaźników B1	11 jedn. B1
16 „ B2	11 „ „
1 wybierak obrotowy	3,5 „ „
1 regeneratory	30 „ „
	<hr/>
	55,5 „ „

zaś rejestr przekaźnikowy:

27 przekaźników B1	27 jedn. B1
42 „ B2	28 „ „
	<hr/>
	55 „ „

Z porównania wynika, że koszt każdego zespołu jest mniej więcej taki sam.

Należy jednak wziąć pod uwagę żywotność niektórych elementów, takich jak wybieraki obrotowe lub regeneratory.

Zasadniczo regeneratory są przeznaczone do pracy w translacjach. Czas ich pracy wynosi ok. $\frac{1}{6}$ czasu pracy całej translacji w ciągu jednego przeciętnego połączenia.

Regeneratory pracujący, jako element rejestru, musi pracować ok. 100% czasu pracy całego rejestru przy zestawieniu każdego połączenia.

Jeżeli więc założyć, że żywotność regeneratory w translacji wynosi dokładnie tyle, ile żywotność tej translacji, względnie całej centrali, to jego żywotność w regeneratory okaże się 6 razy krótsza niż żywotność centrali.

Inaczej mówiąc regeneratory będzie musiał być 5-krotnie zmieniany na nowy. Do ogólnego kosztu rejestru zatem trzeba byłoby wliczyć koszt 6 regeneratory zamiast jednego.

To samo rozumowanie można przeprowadzić w odniesieniu do wybieraka obrotowego z tym jednak, że pracuje on około 2 razy krócej, a więc zużyje się tylko 3 razy w ciągu życia centrali.

Korygując odpowiednio bilans kosztów regeneratoryj odmiany rejestru otrzymamy:

11 przekaźników B1	11 jedn. B1
16 „ B2	11 „ „
3 wybieraki obrotowe	10 „ „
6 regeneratory	180 „ „
	<hr/>
	212 „ „

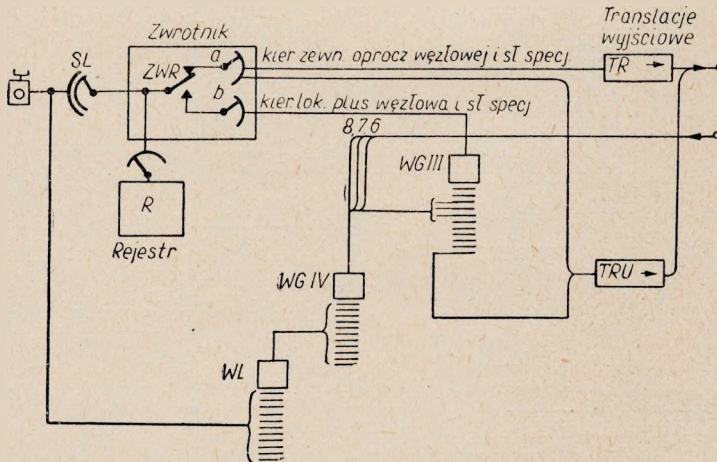
Z tych powierzchownych obliczeń wynika, że odmiana przekaźnikowa jest ekonomiczniejsza.

Jeśli uwzględnić jeszcze pewność pracy urządzeń przekaźnikowych, które pod tym względem zawsze przewyższają urządzenia zawierające elementy biegowe, otrzymuje się konkluzję, że rozwiązanie czysto przekaźnikowe jest znacznie korzystniejsze.

5. REJESTR PRZEKAZNIKOWY DLA INNEGO UKŁADU SATELITOWEGO

W układzie satelitowym, według rysunku 1, wszystkie wyjścia poza obręb własnej centrali (wyjścia kierunku zewnętrznego) są potraktowane jednakowo, ponieważ przez tę wspólną wiązkę łączy załatwiany jest zarówno ruch do central miejskich o numeracji sześciocyfrowej i pięciocyfrowej, jak i do central węzłowych i do służb specjalnych. W układzie tym wobec różnorodności potrzebnych kryteriów wszystkie translacje wyjściowe muszą być typu uniwersalnego (TRU), bogato wyposażone i kosztowne.

Gdybyśmy potrafili wydzielić spośród wiązki wychodzącej łącza, przez które załatwiany byłby wyłącznie tylko ruch do zwykłych central miejskich (o 5- i 6-cyfrowej numeracji), łącza te mogłyby być wyposażone w zwykłe, tanie translacje typu TR, używane we wszelkich relacjach między miejskimi centralami głównymi.



Rys. 5. Schemat blokowy CA satelitetowej miejskiej. Odmiana oszczędnościowa

Translacje uniwersalne potrzebne byłyby tylko tym łączom, przez które kierowany byłby ruch do central węzłowych i do służb specjalnych, do których można zaliczyć również centralę międzymiastową.

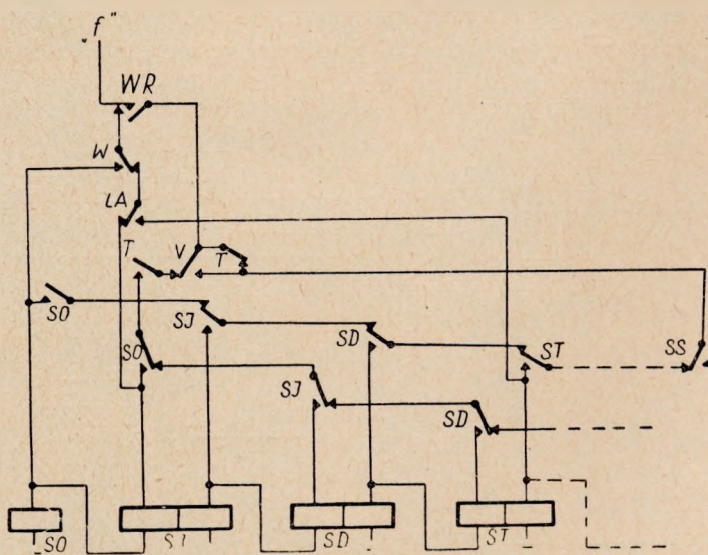
Taki podział łączy wychodzących został dokonany w odmianie schematu blokowego według rysunku 5.

Gdy abonent wywołujący zostaje połączony przez nieczynny przekaźnik ZWR z wieńcem „a” wybieraka łączy, wydostaje się on przez niego na ogół na łącza zaopatrzone w translacje zwykłe TR i przez nie osiąga WG centrali nadrzędnej. Tylko ostatnie wyjścia z tego wieńca kierowane są do translacji uniwersalnych TRU w celu ich lepszego wykorzystania.

Przy czynnym ZWR ruch od AbA zostaje przez wieńiec „b” wybieraka łączy skierowany do lokalnych wybieraków grupowych, które jednak przy tej odmianie schematu oprócz połączeń lokalnych przez poziomy 6, 7 i 8 realizować mogą połączenia wychodzące do CA węzłowych i do służb specjalnych przez translacje uniwersalne. Ten kierunek wyjściowy osiąga AbA przez poziom „1” wybieraka „lokalnego”, który tym razem przestaje być tylko „lokalny”.

Układ taki daje znaczne oszczędności na zmniejszonej liczbie TRU w porównaniu z układem według rysunku 1. Stwarza on jednak nowe zadania dla rejestru.

A. Przede wszystkim rejestr musi uruchamiać przekaźnik ZWR nie tylko, jak to miało poprzednio miejsce, po zarejestrowaniu jako pierw-



Rys. 6. Zmiany w łańcuchu przekaźników liczących serie wydawane w drugiej odmianie rejestru przekaźnikowego

szych trzech cyfr 106, 107 lub 108, lecz i przy pierwszych cyfrach 5, 7 lub 0. Zadanie to osiągnie się łatwo przez odpowiednie połączenia zestyków przekaźników W i M w zespole rozróżniającym rejestru tak, aby przekaźnik LA uruchamiał się dodatkowo przy pierwszej cyfrze 5, 7 lub 0. Analizując to zadanie dokładniej, dochodzimy do wniosku, że wystarczy uruchamiać

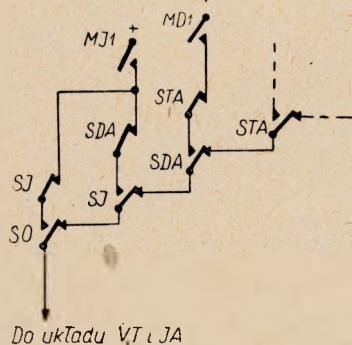
LA dodatkowo przez zwierny zestyk przełącznika W, który uruchamia się zarówno przy 5 lub 7, jak i przy 0.

B. Należy zróżnicować dalszy tok pracy rejestru, a mianowicie wydawanie serii wybierczych na dwa przypadki: I — dla 106, 107 lub 108 przy ruchu lokalnym; II — przy 5, 7 lub 0 przy ruchu wychodzącym przez WG „lokalny”.

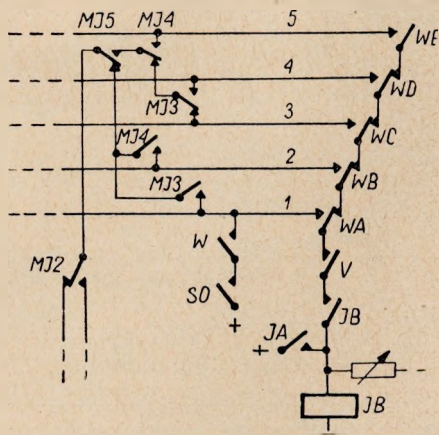
Dla przypadku A pozostaje w mocy rozwiązanie rejestru omówione w rozdz. 3. Dla przypadku B natomiast okazuje się konieczne, aby rejestr przed wydaniem cyfr żadanego numeru dodatkowo nadał cyfrę 1 dla ustalenia WG „lok.” na poziomie 1, z którego osiągnane są TRU.

To zadanie zostało spełnione w schemacie rejestru w ten sposób, że łańcuch przełączników liczących wydawane serie, w poprzedniej odmianie SJ ... SS został powiększony o 1 przełącznik SO dodany do łańcucha na początku, tzn. przed SJ jak na rys. 6. Przełącznik ten przyciąga jako pierwszy w łańcuchu tylko wówczas, gdy czynny jest przełącznik rozróżniający W z chwilą nadejścia startu wydawania numeru ze zwrotnika („+” po żyłę „f”).

Czynny przełącznik SO powinien uruchomić przełączniki seryjne V i T oraz impulsator JA—JB i w tym celu układ zestyków „zezwalających” na rozpoczęcie wydawania poszczególnych serii musi być również powiększony o kombinację zestyków MJ1, SO i SJ, jak na rys. 7.



Rys. 7. Druga odmiana układu „zezwalającego” na wydawanie serii z rejestru



Rys. 8. Deszyfracja dodatkowej serii „1” w drugiej odmianie rejestru przełącznikowego

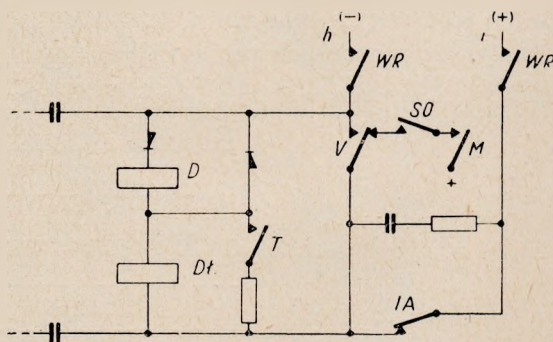
Uruchomiony w ten sposób zespół (łańcuch) przełączników deszyfrujących WA ... WF powinien zdeszyfrować cyfrę 1, czyli powinien na dłużej przyciągnąć przełącznik JB już po przyciągnięciu przełącznika WA. W tym celu przy czynnym SO i W zostaje przyłączony „+” do pierwszej żyły w układzie deszyfrujących zestyków grup pamięciowych jak na rysunku 8.

Związana z wybraniem przez *AbA* pierwszej cyfry 5 i 7 względnie 0 zmiana taryfy opłat za rozmowę nie może być dokonywana w tak prosty sposób jak w pierwszej odmianie rejestru. Kryterium taryfy bowiem było przesyłane do translacji *TRU* przez czwartą żyłę („S”) i osobną szczotkę w wybieraku obrotowym *WŁP*, czego nie można zastosować w normalnym 3-segmentowym wybieraku grupowym podnosząco-obrotowym, przez który translacje *TRU* są osiągane.

W drugiej odmianie rejestru zatem kryterium jednej z taryf musi być przekazane do translacji *TRU* innym sposobem, np. przez chwilowe uziemienie żył rozmównych (rysunek 9).

Same translacje *TRU* muszą być tak skonstruowane, aby przy zajęciu ich ze strony *WŁP* ustawiały się na taryfę I, przy zajęciu ze strony *WG* — lok. bez uziemienia żył rozmównych na taryfę II i z uziemieniem żył na taryfę III.

Uziemienie żył może być dokonane przez zestyk przekaźnika *SO*, który przyciąga w przypadku działania przekaźnika rozróżniającego *W* i kontrolowane dodatkowo przez zestyk np. przekaźnika *M*, jak to rozwiązano na rysunku 9.



Rys. 9. Fragment rejestru przekaźnikowego drugiej odmiany dotyczący specjalnego kryterium taryfowego dla *TRU*

W konkretnych przypadkach, to co zostało powyżej nazwane „taryfami I, II lub III” może być niekoniecznie taryfami, lecz również jakimiś odrębnymi stanami translacji *TRU*, dostosowującymi ją do potrzeb aktualnego rodzaju połączenia, jakie się przez nią dokonuje. Tak np. połączenie do służb specjalnych (*MM*) wymaga uzależnienia rozłączenia od strony wywoływanej i przygotowania się do odbioru i przekazania kryterium wstecznego dzwonienia, a połączenie za pośrednictwem centrali węzłowej musi być zaliczane według taryfy wielokrotnej.

Widzimy, że dodanie do rejestru jednego nowego przekaźnika (*SO*) pozwoliło na rozszerzenie jego możliwości i przystosowanie go do nowego układu centrali satelitowej. Odmiana regeneracyjna rejestru nie dałaby się tak tanim kosztem przystosować do nowych zadań.

Я. Кибортт и Е. Трехциньски

ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ РЕГИСТРОВ В А.Т.С.
СИСТЕМЫ СТРОУДЖЕРА

Резюме

Основываясь на существующем решении конструкции регистров в городских сателлитных А.Т.С. системы Строуджер-ЗВУТ, базирующем на механических регенераторах импульсов и вращательных искателях, авторы приводят пример решения, в котором вышеуказанные устройства замещены релейными схемами.

После краткого описания обоих решений приведено сравнение их надёжности действия и приближенной стоимости.

В последней главе представлено, каким образом разработанный авторами регистр, после незначительных конструктивных изменений, может быть применён в сателлитных А.Т.С., имеющих иную систему сотрудничества с ведущей А.Т.С.

J. Kibortt and J. Trechciński

EXEMPLES OF RELAY-REGISTERS IN TELEPHONE
EXCHANGES OF STROWGER TYPE

Summary

Taking as base the existing solution of discriminating sets in automatic satellite exchanges of Strowger-ZWUT type using mechanical dial repeaters and uniselectors, the authors give an exemple of a solution in which the relay circuits are employed instead of those devices.

After a short description of both solutions a comparison is made of their reliability and their approximative costs.

In the last chapter the authors show, that the register designed by them can be, after some small modifications, applied in the satellite exchanges, cooperating with the main exchanges in a different way.

J. Kibortt et J. Trechciński

EXEMPLES D'APPLICATION DES ENREGISTREURS DANS
LES CENTRAUX TÉLÉPHONIQUES STROWGER

Resumé

En considérant les types existants des enregistreurs discernants dans les centraux urbains satellites du système Strowger-ZWUT, utilisant les régénérateurs mécaniques d'impulsions et les selecteurs rotatifs, les auteurs présentent un exemple de la solution dans la quelle les éléments susmentionnés ont été remplacés par les dispositifs utilisant les relais.

Après la courte description de deux solutions suit la comparaison de leur infaillibilité de fonctionnement et de leurs frais approximatifs.

Dans le dernier chapitre les auteurs présentent une idée selon laquelle l'enregistreur étudié par eux après une accomodation insignifiante peut être employé dans les centraux satellites ayant un système différent de coopération avec le central principal.

J. Kibortt und J. Trechciński

BEISPIELE DER ANWENDUNG VON REGISTERN
IN ORTSVERMITTLUNGEN DES SCHRITTSCHALTSYSTEMS

Zusammenfassung

Bestehende Unterämter der Ortsnetze nach dem System Strowger-ZWUT haben Umsteuerglieder mit mechanischen Impulswiederholern und Drehwählern. Davon ausgehend, wird in dem Aufsatz ein Beispiel einer Lösung gegeben, in der die erwähnten Schaltwerke durch Relaissätze ersetzt worden sind.

Auf eine kurze Beschreibung der beiden Lösungen folgt deren Vergleich in Bezug auf Betriebssicherheit und angenäherte Kosten.

Im letzten Abschnitt stellen die Verfasser dar, wie sich das von ihnen entwickelte Register nach geringfügiger Umänderung auch für solche Unterämter eignet, deren Zusammenarbeit mit dem Hauptamte anders gestaltet ist.

Cena zł 19.—