

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIX

ZESZYT 3(67) / 1972

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

<i>Tadeusz Flisek</i> — Wybór optymalnego bloku wybierczego stopnia grupowego dla automatycznych central telefonicznych z wybierakami krzyżowymi	3
<i>Edmund Graczak</i> — Badanie translacji prądu przemiennego za pomocą synfazera	23
<i>Zbigniew Rymarowicz</i> — Pomiar propagacji zakłóceń radioelektrycznych w zakresie fal średnich i krótkich na terenach mieszkalnych	35
<i>Aleksander Makiedoński</i> — Analiza przesłuchów międzykanałowych i zniekształceń w dekodernach z detekcją obwiedni złożonego sygnału stereofonicznego	51

СОДЕРЖАНИЕ

<i>T. Флисек</i> — Выбор оптимального блока искания в групповой ступени АТС с МКС	3
<i>E. Грачак</i> — Исследования релейных комплектов дальнего набора переменного тока с применением синфазера	23
<i>З. Рымарович</i> — Распространение радиоэлектрических помех в диапазоне средних и коротких волн в населенных местностях	35
<i>A. Македонски</i> — Анализ переходных помех и искажений возникающих в декодерных устройствах при амплитудной детекции огибающей комплексного стереофонического сигнала	51

CONTENS

<i>T. Flisek</i> — Choice of an optimum group stage subscriber dialling unit for automatic telephone exchange equipped with crossbar selectors	3
<i>E. Graczak</i> — Investigation of the outgoing and incoming ac relay sets by means of a device called synchro phaser	23
<i>Z. Rymarowicz</i> — Measurements of radio interference propagation in medium and short wave bands in the inhabited areas	35
<i>A. Makiedoński</i> — Analysis of interchannel cross-talk and distortion arising in decoders with envelope detecting of complex stereophonic signals	51

SOMMAIRE

<i>T. Flisek</i> — Choix d'un block de selection optimal d'étage de groupe pour les centraux téléphoniques automatiques munis des selecteurs crossbar	3
<i>E. Graczak</i> — Investigation d'un complet de relais de translation de courant alternatif au moyen d'un appareil nommé synchro-phaseur	23
<i>Z. Rymarowicz</i> — Mesures de la propagation des perturbations radio-électriques dans le diapason d'ondes moyennes et courtes dans les terrains habités	35
<i>A. Makiedoński</i> — Analyse de la diaphonie entre les canaux et de la distorsion dans les décodeurs avec détection d'enveloppe du signal complexe stéréophonique	51

INHALTSVERZEICHNIS

<i>T. Flisek</i> — Bestimmung des optimalen Wählsatzes der Gruppenstufe für ein automatisches Fernsprechart mit Koordinatenwählern	3
<i>E. Graczak</i> — Untersuchung des Wechselstromumsetzers mit Hilfe des Synphasers	23
<i>Z. Rymarowicz</i> — Ausbreitungsmessungen von Funkstörungen im Mittel- und Kurzwellenbereich in bewohnten Geländen	35
<i>A. Makiedoński</i> — Analyse des Zwischenkanalübersprechens und der Verzerrungen in Dekodierern mit der Detektion der Einhüllenden des komplexen Stereo-Signals	51

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIX

ZESZYT 3(67)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

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

Sekretarz Redakcji – *Janina Janicka*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

TADEUSZ FLISEK

621.395.31:621.395.344.6

WYBÓR OPTYMALNEGO BLOKU WYBIERCZEGO STOPNIA GRUPOWEGO DLA AUTOMATYCZNYCH CENTRAL TELEFONICZNYCH Z WYBIERAKAMI KRZYŻOWYMI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25. XI. 1971 r.

Omówiono kilka ugrupowań bloków wybierczych stopnia grupowego ACT, w tym również układy z przelewem wzajemnym pomiędzy kolumnami łączników. Podano różne charakterystyki obciążalnościowe tych bloków. Dokonano wyboru bloku optymalnego z punktu widzenia jego kosztu, obciążalności ruchowej i konstrukcji mechanicznej.

1. WSTĘP

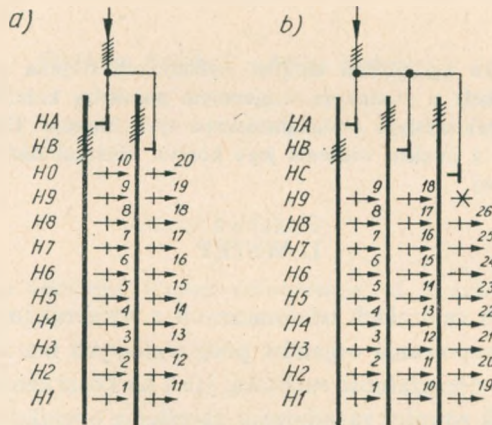
W automatycznych centralach telefonicznych z wybierakami krzyżowymi zagadnienie właściwego grupowania organów połączeniowych ma zasadnicze znaczenie tak ze względu na ich obciążalność ruchową, jak i na koszt centrali. Z tego powodu zagadnieniom tym, jak również zagadnieniu określania obciążalności ruchowej układów ogniowych, poświęca się dużo uwagi, czego wyrazem jest bogata literatura, traktująca o teoretycznych zagadnieniach ruchu telefonicznego i o konkretnych metodach określania obciążalności ruchowej różnych układów (m.in. [2, 3, 5, 9]).

W odróżnieniu od amerykańskich i japońskich systemów central telefonicznych, gdzie stosuje się ugrupowania wielosekcyjne, obejmujące całą drogę połączeniową od abonenta wywołującego do abonenta żadanego, różne firmy europejskie stosują układy mniejsze i bardziej zdecentralizowane, z uwzględnieniem podziału na dwa zasadnicze rodzaje stopni łączenia: stopień abonencki i stopnie grupowe. Stopień abonencki składa się zazwyczaj z jednostek (bloków wybierczych), obejmujących nie więcej niż 1000 abonentów, a stopnie grupowe składają się z jednostek o kilkudziesięciu wejściach i kilkuset wyjściach. Bloki wybiercze stopni grupowych budowane są z reguły jako układy dwusekcyjne z ekspansją przy przejściu od sekcji pierwszej (sekcji *A*) do sekcji drugiej (sekcji *B*).

Współczynnik ekspansji jest równy liczbowo stosunkowi liczby łączników sekcji *B* do liczby łączników sekcji *A*. W układach dwusekcyjnych stopnia grupowego

obciążalność ruchowa wyjść w bardzo dużym stopniu zależy od współczynnika ekspansji — im większy jest ten współczynnik, tym lepiej można obciążyć łącza wyjściowe. Jednakże wraz ze wzrostem współczynnika ekspansji wzrasta koszt układu; wzrasta liczba łączników odniesiona do jednego wejścia na układ. Istnieje zatem pewien współczynnik optymalny dla danego układu i dla danych warunków (koszt łączników, koszt łącza wyjściowych). Zagadnieniu doboru optymalnego współczynnika ekspansji poświęcono wiele prac. Trzy z nich wymieniono w wykazie literatury [4, 7, 8].

W inny sposób do zagadnienia obciążalności układów dwusekcyjnych podszli konstruktorzy systemu Pentaconta [10]. Wprowadzili oni mianowicie zabiegi zbliżające układ ogniowy do układu pełnodostępnego jednosekcyjnego. Zabiegi te — to łącza przelewowe, poprzez które jest realizowana ta część ruchu danej kolumny łączników, która nie może być załatwiona przez łączniki sekcji *B* tej kolumny.



Rys. 1. Podział mostka wybieraka krzyżowego WK-610

a) na 2 części; mostek jest łącznikiem o 20 wyjściach 6-przewodowych, b) na 3 części; mostek jest łącznikiem o 26 wyjściach 4-przewodowych

W rozwiązaniach polskich dotychczas stosowano (na początku lat sześćdziesiątych) układy bez przelewu wzajemnego, zalecane przez grupę roboczą specjalistów RWPG. Dla stopnia grupowego przyjęto dwa typy bloków wybierczych BG11 i BG12, mające podobną strukturę, a różniące się między sobą tylko współczynnikiem ekspansji.

Bloki BG11 i BG12 zapewniają komutację 6-przewodową. Zbudowane są one na wybierakach krzyżowych WK-610, z podziałem mostków pokazanym na rys. 1a. Mostek WK jest tutaj łącznikiem o jednym wyjściu i 20 wejściach. Przy niestosowaniu stopniowania pomiędzy sekcjami za pomocą takich łączników można zbudować układ dwusekcyjny o 400 wyjściach (20 kolumn po 20 wyjść).

Z wielu powodów celowe jest dążenie do zmniejszenia liczby komutowanych przewodów, przy czym w większości przypadków optymalna wydaje się być komu-

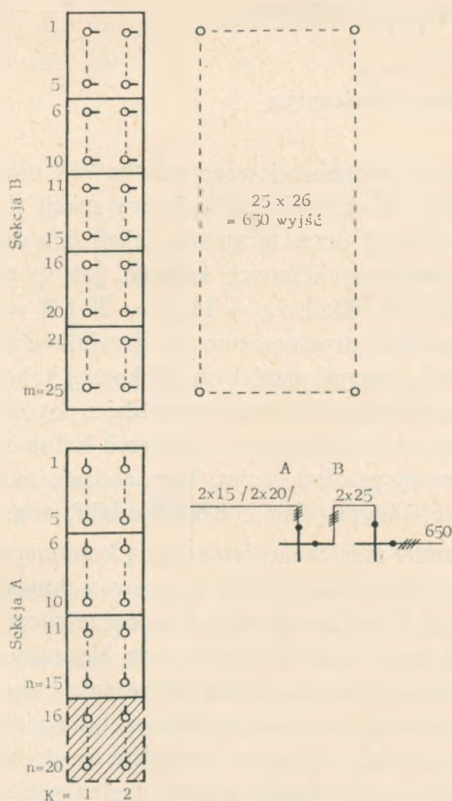
tacja 4-przewodowa. W takim przypadku mostek wybieraka WK-610 można podzielić na trzy części i wykorzystać go jako łącznik o 26 wyjściach 4-przewodowych (rys. 1b). Za pomocą takich łączników można zbudować dwusekcyjny blok wybierczy o 650 wyjściach (26 kolumn po 25 wyjść).

Wszystkie analizowane niżej układy są zbudowane w oparciu o wybieraki typu WK-610.

2. UGRUPOWANIA ANALIZOWANYCH BLOKÓW WYBIERCZYCH

2.1. Bloki bez przelewu wzajemnego

Na rysunku 2 przedstawiono blok wybierczy zbudowany w oparciu o wybieraki z podziałem mostka na 3 części. Na rysunku pokazano dwa wykonania bloku, różniące się liczbą łączników w kolumnie sekcji *A* ($n = 15$ k $n = 20$), a więc — przy



Rys. 2. Ugrupowanie bloku wybierczego 30/50/650 (wyberaki nie zaciemnione sekcji *A*, $n = 15$) oraz 40/50/650 (cała sekcja *A*, $n = 20$)

stałej liczbie łączników w kolumnie sekcji B ; $m = 25$ — współczynnik ekspansji. Analizie poddano oba wykonania bloku, jednak niżej będą podane wyniki dotyczące tylko wykonania o $n = 15$. Blok o $n = 20$ cechuje się zbyt dużą blokadą wewnętrzną — znacznie większą niż blok BG11. Z tego powodu jego charakterystyki obciążalnościowe nie są, w zestawieniu z innymi blokami tutaj analizowanymi, specjalnie interesujące.

Analizowany blok ma następujące parametry strukturalne: 30 wejść, 50 łączy międzysekcyjnych i 650 wyjść (26 kolumn po 25 wyjść). Blok ten będzie dalej oznaczany symbolem: 30/50/650.

Dla przypomnienia można podać, że struktura bloków BG11 i BG12 jest bardzo podobna do struktury bloku 30/50/650:

— w bloku BG11: $n = 15$, $m = 20$, $K = 2$, liczba wyjść 400 (20 kolumn po 20 wyjść),

— w bloku BG12: $n = 10$, $m = 20$, $K = 2$, liczba wyjść jak w BG11.

Blok BG11 będzie dalej oznaczany: 30/40/400 (30 wejść, 40 łączy międzysekcyjnych 400 wyjść), a blok BG12 — 30/60/400.

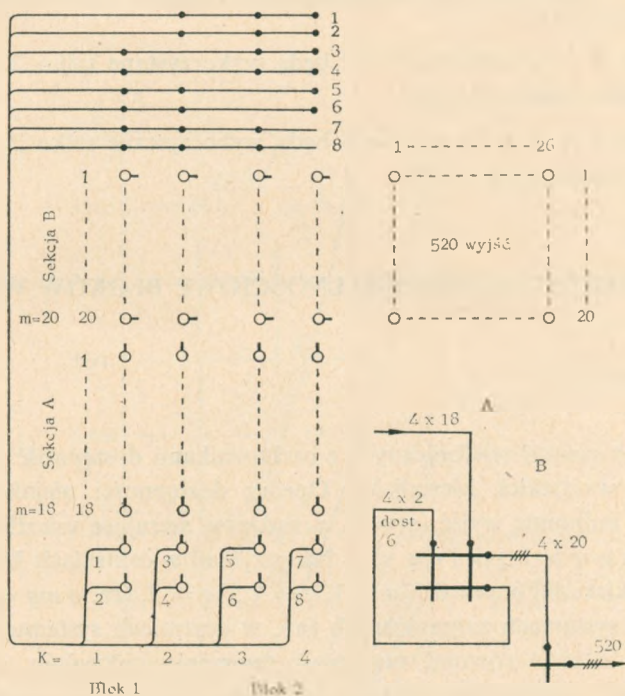
2.2. Bloki z przelewem wzajemnym

Zwiększoną pojemność 4-przewodowego mostka WK można wykorzystać w jeszcze inny sposób. Można 26 wyjść jednej kolumny sekcji A podzielić na 2 wiązki: jedną o 20 wyjściach dołączyć do 20 łączników sekcji B , a drugą o 6 wyjściach dołączyć do łączników przelewowych innych kolumn, jak to pokazano na rys. 3. Na tym rysunku przedstawiono układ o $n = 18$, $m = 20$ i $K = 4$. Pozostałe 2 łączniki ($n' = 2$) w każdej kolumnie przeznaczono do przyjmowania ruchu przelewowego z innych kolumn. Z sześciu wyjść przelewowych każdej kolumny sekcji A , po 2 wyjścia dołączone są do łączników przelewowych każdej z pozostałych kolumn tej sekcji. W ten sposób powstaje układ zamknięty o czterech kolumnach, w ramach którego realizowany jest wzajemny przelew ruchu. Tego rodzaju układy nazywane są układami z przelewem wzajemnym (niem.: Rücküberlauf, ang.: entraide).

Ruch z jednej kolumny przelewany jest na inną kolumnę wówczas, gdy połączenie nie może być zestawione w ramach jednej kolumny z powodu braku wolnych dróg połączeniowych w sekcji B . Jeśli na przykład z poprzedniego stopnia łączenia zajęte zostanie wejście w kolumnie 1, to — w wybranym kierunku — od niego będzie najpierw wykonywana przez cechownik próba zestawienia połączenia drogą bezpośrednią, tzn. przez jeden z dwudziestu dostępnych łączników pierwszej kolumny sekcji B . Gdy po drodze bezpośredniej połączenie nie będzie mogło być zestawione, wówczas cechownik będzie usiłował zestawić je po drodze przelewowej. Za pomocą dwóch łączników przelewowych w każdej kolumnie może on osiągnąć wszystkie łączniki sekcji B danej kolumny. A zatem dla dowolnego wejścia na sekcję A dostępne są w konkre-

nym przypadku (rys. 3) wszystkie łączniki sekcji B układu, z tym że dostępność ta jest ograniczona liczbą łączników przelewowych. W pewnych warunkach więc układ z rys. 3 można traktować jak układ pełnodostępny jednosekcyjny. (W układzie ogniowym zwykłym, bez przelewu wzajemnego, dostępność łączników sekcji A do łączników sekcji B istnieje tylko w ramach tej samej kolumny).

Układ z rysunku 3, ze względów konstrukcyjnych, podzielono na 2 bloki wybiercze, o wspólnym polu wyjść. Dalej układ ten będzie oznaczany symbolem: $K = 4$, $n = 18$, $n' = 2$.



Rys. 3. Ugrupowanie układu dwóch bloków wybierczych — $K = 4$, $n = 18$, $n' = 2$ — o wspólnym polu wyjść i z wzajemnym przelewem ruchu pomiędzy kolumnami łączników

Na rysunku 3 przedstawiono ugrupowanie jednego układu — z wielu możliwych — z przelewem wzajemnym. Układy takie mogą się różnić parametrami n , n' , K oraz m . Przy ściśle ustalonych parametrach wybieraka krzyżowego (liczba mostków, liczba wyjść z mostka, liczba przewodów) liczba różnych wariantów układu zostaje znacznie ograniczona. Dalej przeanalizowanych będzie tylko kilka wariantów układu, różniących się głównie liczbą kolumn K i w mniejszym zakresie liczbą łączników przelewowych w kolumnie n' (co — ze względu na parametry wybieraka krzyżowego — pociąga za sobą zmianę parametru n , gdyż $n + n'$ równa się we wszystkich przypadkach 20).

Struktura analizowanych, a nie pokazanych na rysunku, układów jest podobna do struktury układu z rys. 3. I tak:

- układ $K = 3$, $n = 18$, $n' = 2$ obejmuje tylko 3 kolumny; spośród więc sześciu wyjść przelewowych każdej kolumny wykorzystane są tylko cztery — po 2 do dwóch pozostałych kolumn ($e = 4$),
- układ $K = 3$, $n = 17$, $n' = 3$ obejmuje 3 kolumny, lecz w każdej kolumnie są 3 łączniki przelewowe; w tym przypadku będą wykorzystane wszystkie wyjścia przelewowe; dołączone one będą do trzech łączników w dwóch pozostałych kolumnach ($e = 6$),
- w układzie $K = 2$, $n = 18$, $n' = 2$ będą wykorzystane tylko 2 spośród sześciu wyjść przelewowych ($e = 2$),
- w układzie $K = 2$, $n = 17$, $n' = 3$ będą wykorzystane tylko 3 spośród sześciu wyjść przelewowych ($e = 3$).

3. CHARAKTERYSTYKI OBCIĄŻALNOŚCIOWE BLOKÓW WYBIERCZYCH

3.1. Uwagi ogólne

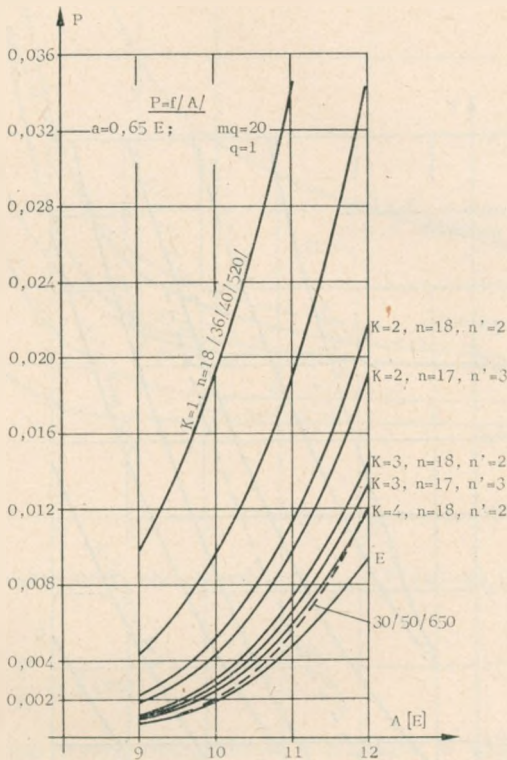
W systemach central telefonicznych z cechownikami dostępność nie musi być jednakowa dla wszystkich kierunków. Oprócz dostępności niejako podstawowej, równej jednej kolumnie wyjść ($q = 1$), urządzenia sterujące umożliwiają tworzenie kierunków tak o $q > 1$, jak i o $q < 1$. Na przykład w centralach MCA K-66 mogą być tworzone kierunki o $q = 0,5$, $q = 1$, $q = 1,5$, $q = 2$, tzn. o $mq = 10$, 20 , 30 i 40 . W niektórych systemach zagranicznych (np. w centralach systemu ARF-102 firmy LM Ericsson) istnieje również możliwość tworzenia kierunków o $mq = 5$ i 80 .

Jeśli chodzi o dostępności większe od dostępności podstawowej, to możliwość tworzenia ich uwarunkowana jest tylko rozwiązaniem urządzeń sterujących. Inaczej sprawa przedstawia się z kierunkami o dostępności o $q < 1$. W układach ogniowych o niezbyt dużym współczynniku ekspansji i bez przelewu wzajemnego w miarę zmniejszania się dostępności kierunku bardzo szybko rosną straty spowodowane blokadą wewnętrzną.

Dla pełniejszego porównania obciążalności różnych bloków BG podane będą charakterystyki dla dostępności podstawowej oraz dla dostępności mniejszej, $mq = 5$ lub $mq = 10$. Dla bloku 30/50/650 za dostępność podstawową przyjęto $mq = 25$ ($m = 25$, $q = 1$). Jednak w celu umożliwienia porównania obciążalności tego bloku z blokami o dostępności podstawowej $mq = 20$ na rys. 4 wartości strat dla bloku 30/50/650 odniesiono do 20 łączy, tzn. obliczono obciążalność jednego wyjścia przy $mq = 25$ i wartość tę pomnożono przez 20.

3.2. Charakterystyki $P = f(A)$

Zależność strat P od podawanego ruchu A na kierunek o $mq = 20$ dla różnych bloków przedstawiono na rys. 4. Krzywa E charakteryzuje obciążalność wiązki pełnodostępnej według wzoru Erlanga. Z krzywych wynika, że wzrost parametru K ma silniejszy wpływ na zmniejszenie strat niż wzrost parametru n^* . Dla potwierdzenia tego wniosku można porównać np. krzywą $K = 3, n = 18, n' = 2$ z krzywą $K = 2, n = 17, n' = 3$ (liczba łączników przelewowych w obu blokach jest taka sama, wynosi 6, a stosunek $n:n^*$ jest w drugim przypadku znacznie mniejszy).



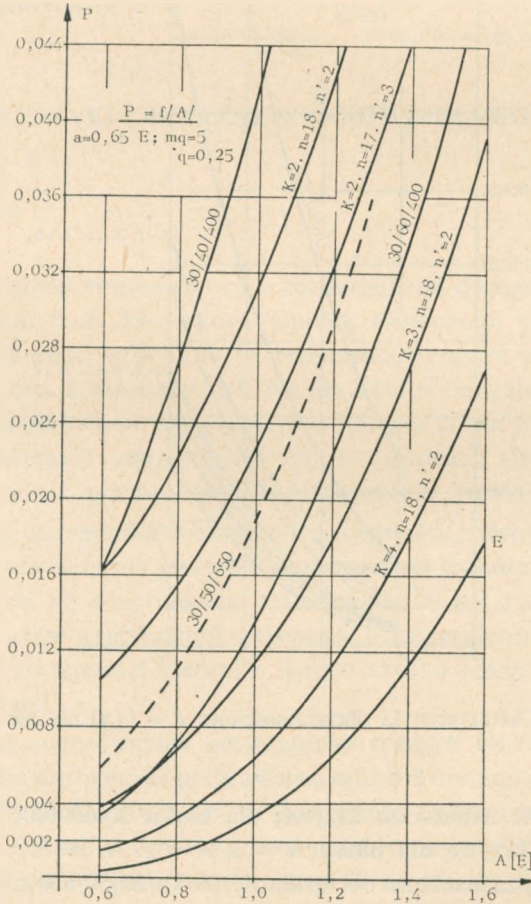
Rys. 4. Charakterystyki obciążalnościowe $P = f(A)$ dla $mq = 20$

Na rysunku 4 nie naniesiono krzywej dla bloku 30/60/400; pokrywa się ona prawie dokładnie z krzywą dla bloku $K = 2, n = 17, n^* = 3$.

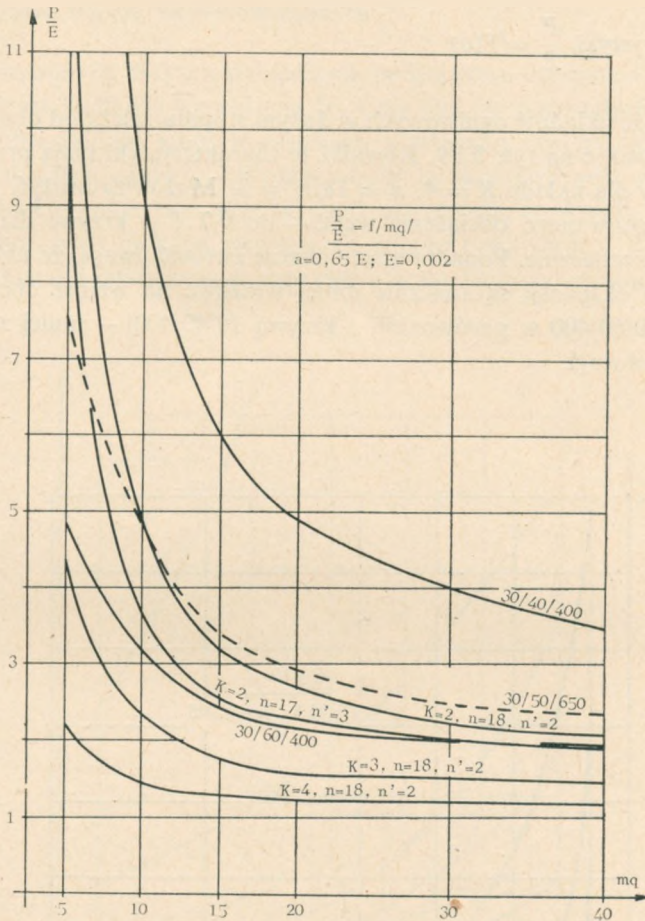
Linia przerywaną zaznaczono obciążalność bloku 30/50/650 obliczoną w sposób podany w p. 3.1., a więc dla 20 łączy, ale w wiązce o dostępności 25. Dla wiązki 20-łączkowej krzywa ta oczywiście nie ma sensu, gdyż poszczególnych łączy w takiej

wiązce nie można tak obciążyć, jak łącza w wiązce 25-łączowej. Właściwa krzywa dla tego przypadku będzie leżała pomiędzy krzywymi 30/60/400 i 30/40/400, gdyż współczynnik ekspansji bloku 30/50/650 wynosi $50:30 = 1,67$ i jest zawarty między współczynnikiem dla bloku 30/60/400, równym 2, a współczynnikiem dla bloku 30/40/400, równym 1,33. Właściwe „miejsce” w obciążalności bloku 30/50/650 pokazano na rys. 8 i 9.

Jednakże krzywa 30/50/650 z rys. 4 ma pewne znaczenie przy porównywaniu obciążalności łączy w wiązkach większych od dostępności, co będzie omówione w p. 3.5.



Rys. 5. Charakterystyki obciążalnościowe $P = f(A)$ dla $m q = 5$



Rys. 6. Charakterystyki obciążalnościowe $\frac{P}{E} = f(mq)$ dla $E = 0,002$

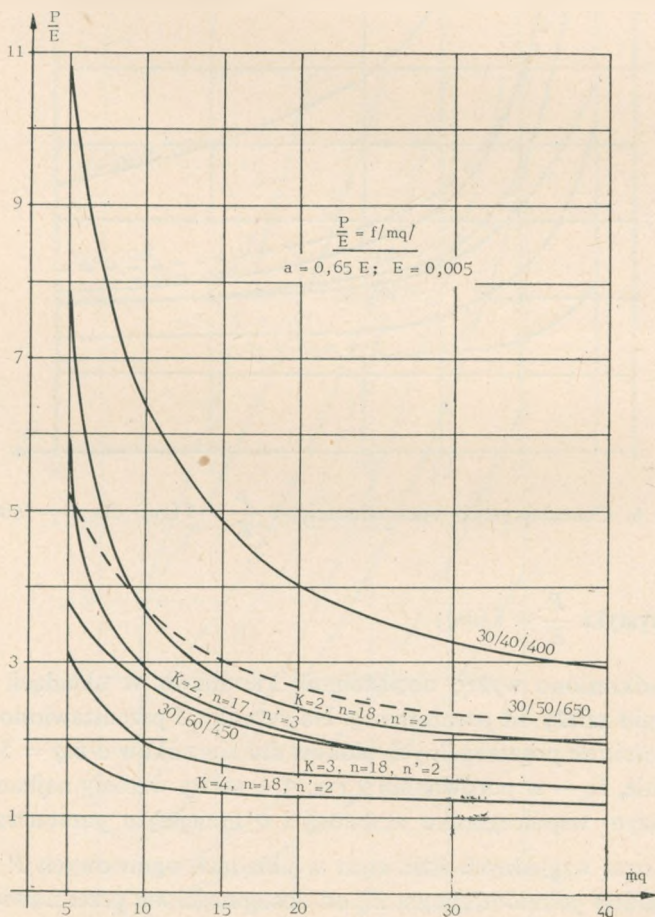
3.3. Charakterystyki $\frac{P}{E} = f(mq)$

Jak już podkreślono wyżej, obciążalność kierunków w układach ogniowych w dużym stopniu zależy od parametru q . Na rysunku 5 przedstawiono charakterystyki obciążalnościowe poszczególnych bloków dla kierunków o $mq = 5$. Z krzywych wynika wyraźnie, że — w porównaniu z rys. 4 — straty wzrosły najbardziej w układach o mniejszym współczynniku ekspansji i o mniejszym parametrze K .

Zależność strat względnych (tzn. strat w układach ogniowych P odniesionych do strat w układzie pełnodostępnym E) od dostępności mq przedstawiono na rys. 6 (dla $E = 0,002$) i na rys. 7 (dla $E = 0,005$). Z krzywych widać wyraźnie, że najmniej-szą wrażliwość na zmianę dostępności wykazuje układ $K = 4, n = 18, n' = 2$.

3.4. Charakterystyki $\frac{P}{E} = f(a)$

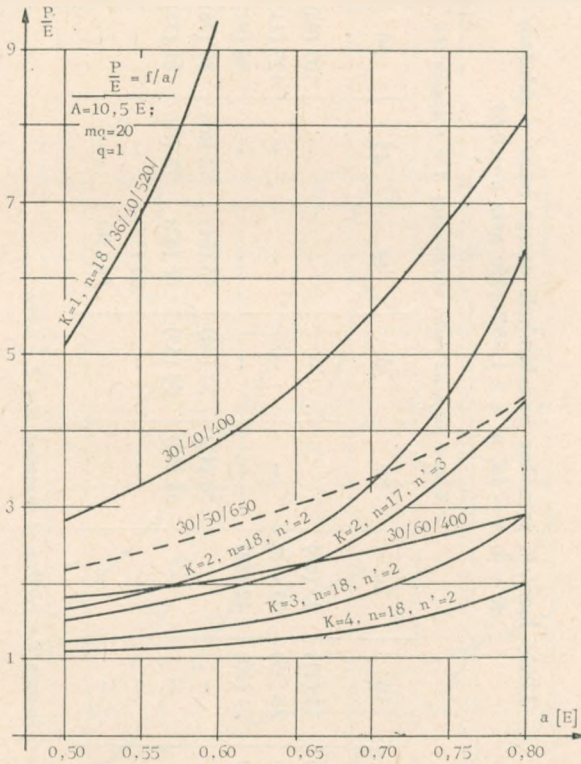
Obciążalność układów ogniowych w dużym stopniu zależy od obciążenia wejść, co można zauważyć na rys. 8 i 9. Również te charakterystyki mają przebieg najbardziej pożądanego dla układu $K = 4, n = 18, n' = 2$. Można zauważyć, że w zakresie praktycznie stosowanego obciążenia wejść — do $0,7 E$ — krzywe dla tego układu zmieniają się nieznacznie. Ponadto warto jeszcze zwrócić uwagę, że układy o dużym współczynniku ekspansji są znacznie mniej wrażliwe na wzrost obciążenia wejść (np. krzywa 30/60/400 w porównaniu z krzywą 30/40/400) — mniej zostaje pogorszona jakość obsługi.



Rys. 7. Charakterystyki obciążalnościowe $\frac{P}{E} = f(mq)$ dla $E = 0,005$

3.5. Obciążalność wiązek niepełnodostępnych

W porównywanych blokach wybierczych podstawowa dostępność nie jest jednokowa. Dla bloku 30/50/650 wynosi ona 25, a dla bloków pozostałych 20. Wiadomo ogólnie, że obciążalność łączy w wiązkach o większej dostępności jest większa. Jednakże w układach ogniowych obciążalność łączy wyjściowego zależy nie tylko od dostępności kierunku, lecz także od struktury układu, co wyraża się w wielkości strat spowodowanych blokadą wewnętrzną układu ogniowego. W tabelicy zestawiono potrzebne dla załatwienia danego ruchu liczby łączy, wyprowadzonych z ukła-



Rys. 8. Charakterystyki obciążalnościowe $\frac{P}{E} = f(a)$ dla $m_q = 20$

du $K = 4, n = 18, n' = 2$ (a więc o $m_q = 20$) oraz z układu 30/50/650 (a więc o $m_q = 25$). Z danych liczbowych wynika, że łączy wiązki o $m_q = 20$, wyprowadzonej z układu $K = 4, n = 18, n' = 2$, obciążalne są lepiej niż łączy wiązki o $m_q = 25$, wyprowadzonej z układu 30/50/650. To samo dotyczy, odpowiednio, wiązek o $m_q = 40$ i $m_q = 50$.

Tablica

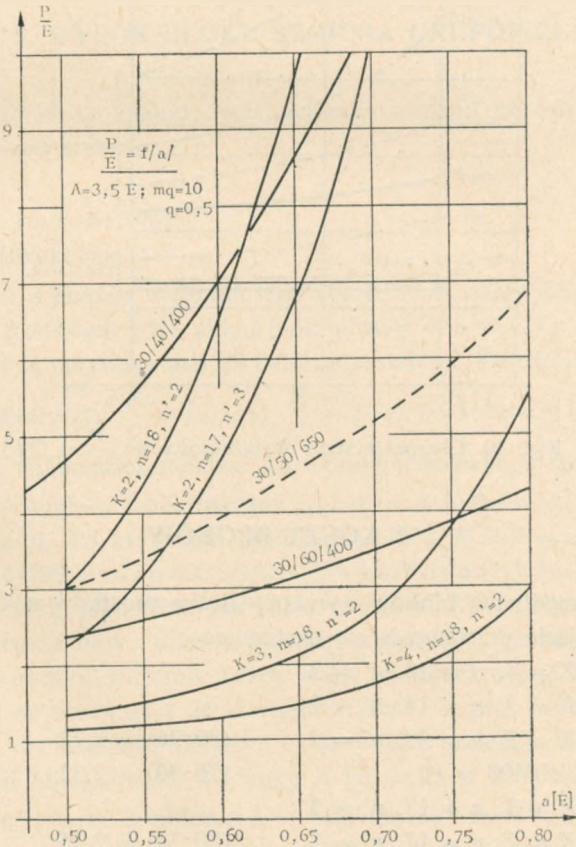
Liczby łączy V , potrzebne do załatwienia danego ruchu w układach $K = 4, n = 18, n' = 2$ i $30/50/650$ oraz $a = 0,65$

		Średnie natężenie ruchu oferowanego A w erlangach [E]										
		5	10	20	30	35	40	45	50	80	120	160
10		13 (12)	24 (21)	45 (40)	—	—	—	—	107 (98)	—	—	—
10	}	15 (14)	28 (25)	53 (48)	—	—	—	—	127 (115)	—	—	—
15		13 (12)	23 (20)	42 (38)	—	—	—	—	98 (92)	—	—	—
20		—	—	—	50 (47)	57 (54)	65 (61)	72 (69)	80 (76)	—	—	—
25		—	—	—	51 (48)	58 (55)	66 (62)	73 (70)	81 (77)	—	—	—
40		—	—	—	—	—	57 (55)	—	—	109 (105)	160 (155)	212 (205)
50		—	—	—	—	—	58 (56)	—	—	110 (106)	161 (156)	213 (206)

Bez nawiasów podano liczby łączy przy stratach $P = 0,005$, a w nawiasach przy $P = 0,010$.

Jeśli chodzi o wiązki o dostępności 10, to widać tu wyraźną przewagę układu $K = 4, n = 18, n' = 2$. Obciążalność łączy o $mq = 10$ jest w tym układzie znacznie bliższa obciążalności wiązki o $mq = 15$ niż o $mq = 10$ w układzie 30/50/650.

Na rysunku 10 przedstawiono charakterystyki $\frac{P}{E} = f(E)$ dla układów $K = 4, n = 18, n' = 2$ i 30/50/650. Z wykresów widać wyraźnie, że w układzie pierwszym straty względne $\frac{P}{E}$, począwszy od $mq = 10$, są praktycznie niezależne od wielkości strat bezwzględnych E (w dopuszczalnym w praktyce zakresie strat). Ta właściwość może mieć bardzo duże znaczenie praktyczne. Pozwala ona bowiem na znaczne uproszczenie obliczania liczby łączy przez większe wykorzystanie tablic opracowa-



Rys. 9. Charakterystyki obciążalnościowe $\frac{P}{E} = f(a)$ dla $mq = 10$

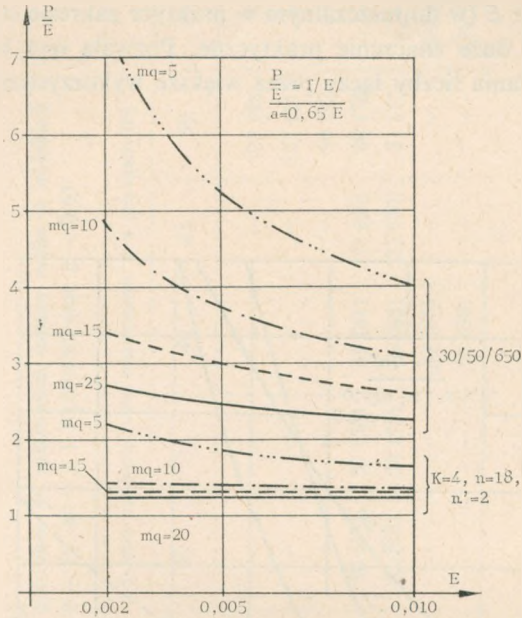
nych dla układów jednosekcyjnych. Potrzebną liczbę łączy można wyrazić zależnością

$$V = V_{st}' \beta$$

gdzie V_{st}' — liczba łączy wiązki stopniowanej, utworzonej na wyjściach układów jednosekcyjnych,

β — stały współczynnik liczbowy.

Współczynnik β będzie zależny od mq oraz częściowo od obciążenia wejścia a na układ.



Rys. 10. Charakterystyki obciążalnościowe $\frac{P}{E} = f(E)$

4. KOSZT BŁOKÓW

Koszt poszczególnych bloków wyrażony liczbą mostków wybieraka krzyżowego na jedno wejście przedstawia się następująco:

— dla bloków $K = 4, n = 18, n' = 2$

$K = 3, n = 18, n' = 2$

$K = 2, n = 18, n' = 2$

$(80:36) = 2,22$

— dla bloku $30/40/400$

$(70:30) = 2,33$

— dla bloków $K = 3, n = 17, n' = 3$

$K = 2, n = 17, n' = 3$

$(80:34) = 2,35$

— dla bloku $30/50/650$

$(80:30) = 2,67$

— dla bloku $30/60/400$

$(90:30) = 3,00$

Tak więc blok $K = 4$, $n = 18$, $n' = 2$ jest najtańszy. Blok 30/50/650 jest od niego droższy o 20%. Jeśli chodzi o bloki 30/40/400 i 30/60/400, to trzeba mieć na uwadze, że mają one 6-przewodowe przejście, w odróżnieniu od 4-przewodowej komutacji w pozostałych blokach.

Koszt sterowania — przy jednakowych warunkach i możliwościach łączeniowych — jest proporcjonalny do liczby wybieraków w bloku; a więc sterowanie blokami droższymi będzie droższe. Z drugiej jednak strony urządzenia sterujące blokami z przelewem wzajemnym muszą zawierać pewne układy zapewniające przerzucenie próby na drogi przelewowe, w przypadkach zajętości wszystkich dróg bezpośrednich. Nie wdając się w bliższe szczegóły rozwiązania urządzeń sterujących można stwierdzić, że pewne możliwe różnice w koszcie tych urządzeń dla różnych bloków będą na tyle małe w stosunku do kosztu wybieraków, że przy szacowaniu kosztu bloków można ich nie uwzględniać.

5. WYBÓR BLOKU STOPNIA GRUPOWEGO

Przy wyborze bloku, najodpowiedniejszego spośród porównywanych, uwzględniono następujące kryteria:

- a) koszt bloku,
- b) obciążalność ruchowa bloku,
- c) względy konstrukcyjne.

Wybór bloku z punktu widzenia jego kosztu i obciążalności ruchowej nie naszcza żadnych trudności, gdyż układ bloków $K = 4$, $n = 18$, $n' = 2$ ma pod tymi względami znaczną przewagę nad blokami pozostałymi. Szczególnie cenna jest płaskość jego charakterystyk $\frac{P}{E} = f(mq)$ i $\frac{P}{E} = f(a)$, co świadczy o tym, że układ ten ma właściwości najbardziej zbliżone do układu jednosekcyjnego.

Jeśli chodzi o względy konstrukcyjne, to najlepszy byłby blok, który mieściłby się na jednym stojaku. To kryterium spełniają bloki o $K = 2$ oraz bloki 30/50/650, 30/40/400 i 30/60/400. Bloki o 400 wyjściach w analizie uwzględniono tylko ze względów porównawczych, jako bloki już znane z central $K-66$. Nie są one brane pod uwagę przy wyborze bloku m.in. z powodu mniejszej pojemności pola wyjść. Pozostałe bloki z punktu widzenia liczby wyjść są mniej więcej równoważne sobie, gdyż pozwalają na utworzenie 26 kierunków o $q = 1$, przy czym — jak to wynika z punktu 3.5 — obciążalność kierunku o $mq = 20$ w układzie bloków o $K = 4$ jest nawet lepsza od obciążalności kierunku o $mq = 25$ w bloku 30/50/650.

Jak wynika z rysunku 3, układ o $K = 4$ składa się z dwóch identycznych bloków o $K = 2$, a więc można go montować na dwóch identycznych stojakach (jeden typ stojaka). Różnica więc między blokiem o $K = 2$ a układem bloków o $K = 4$ — czyli $2 \times (K = 2)$ — sprowadza się do odpowiedniego zaprojektowania urządzeń steru-

jących. Zatem taki układ bloków, z punktu widzenia konstrukcji mechanicznej, jest prawie równoważny blokowi mieszczącemu się na jednym stojaku.

Blok o $K = 3$ nie mieści się na jednym stojaku. Ustępuje on więc układowi bloków o $K = 4$ pod każdym względem.

Biorąc pod uwagę wszystkie trzy kryteria wyboru można stwierdzić, że spośród porównywanych bloków stopnia grupowego najlepszymi parametrami i właściwościami cechuje się układ bloków o $K = 4$, $n = 18$, $n' = 2$.

6. METODY OBLICZANIA OBCIĄŻALNOŚCI RUCHOWEJ ANALIZOWANYCH UKŁADÓW OGNIWOWYCH

Ociążalność układów ogniowych bez przelewu wzajemnego obliczano w oparciu o wzór C. Jacobaeusa

$$P = \frac{E_{mq}(A)}{E_{nq}\left(\frac{A}{a}\right)}$$

podany w [5]. Natomiast obciążalność układów z przelewem wzajemnym obliczano w oparciu o wzory B. Canceilla i D. Gutierrezza podane w [1]:

$$P = \sum_{i=0}^{K-1} Q_i P_{i+1}, \quad \text{gdzie}$$

$$Q_i = \binom{K-1}{i} \sum_{v=0}^i \binom{i}{v} (-1)^{i-v} \frac{E_{Kn'}(D)}{E_{Kn'-e+v}(D)}$$

$$P_{i+1} = \frac{E_{mq}(A)}{E_{mq}\left(\frac{A}{b^{i+1}}\right)}$$

Znaczenie poszczególnych symboli podano w oddzielnym wykazie (i , v — wskaźniki sumowania). Postacie i symbole wzorów nieznacznie zmieniono, stosownie do konkretnych potrzeb i używanej w opracowaniach polskich symboliki.

Liczbę łączy w wiązkach niepełnodostępnych obliczano w oparciu o metodę NIITS według zmodyfikowanego wzoru (wzór 51' w [5], str. 83):

$$V = mq \frac{A + 0,53 (mq \sqrt[mq]{P} - A_D)}{A_0 + 0,53 (mq \sqrt[mq]{P} - A_D)}$$

Wielkość A_0 , wchodząca do tego wzoru, obliczano

— dla układu $K = 4$, $n = 18$, $n' = 2$ według wyżej podanych wzorów B. Canceilla i D. Gutierrezza,

— dla układu 30/50/650 według wyżej podanego wzoru C. Jacobaeusa.

Pozostałe wielkości były albo zakładane z góry (A , P , $mq = D$), albo odczytywane z tablic Erlanga.

7. ZAKOŃCZENIE

Wykonana analiza wskazuje, że wykorzystanie zasady wzajemnego przelewu ruchu pomiędzy poszczególnymi kolumnami wejść w układach dwusekcyjnych z ekspansją zwiększa w sposób istotny obciążalność tych układów, a ponadto zmniejsza zależność ich obciążalności od obciążenia wejścia a i od dostępności kierunku mq . Obciążalność układów dwusekcyjnych z wzajemnym przelewem zbliża się do obciążalności odpowiednich układów jednosekcyjnych — i to tym bardziej, im więcej kolumn obejmuje wzajemny przelew (im większy jest parametr K). Do celów porównawczych na rys. 4 i 8 pokazano również krzywe dla bloku 36/40/520, tzn. dla układu z rys. 3 w przypadku niestosowania przelewu wzajemnego ($K = 1, n = 18$).

Ponieważ wybierak krzyżowy ma ściśle ustalone parametry, jak: liczba mostków, liczba wyjść z jednego mostka, liczba komutowanych przewodów, przeto możliwości tworzenia różnych układów są znacznie ograniczone. Optymalnym układem przy zastosowaniu mostka wybieraka WK-610 jako łącznika o 26 wyjściach 4-przewodowych okazał się układ o $K = 4, n = 18, n' = 2$. Jest to układ, którego obciążalność jest znacznie większa niż obciążalność bardzo drogiego układu 30/60/400, a koszt jego (wyrażony liczbą mostków WK na jedno wejście) jest niższy niż taniego układu 30/40/400.

Z analizy wynika, że stosowanie w stopniach grupowych układów z wzajemnym przelewem ruchu jest jak najbardziej celowe.

Wykaz ważniejszych oznaczeń

- A — sekcja wybiercza A
- A — średnie natężenie ruchu oferowanego, podawanego na rozpatrywany kierunek wyjść
- A_D — obciążalność D -łączowej (mq -łączowej) wiązki przy założonej wartości strat
- A_0 — maksymalne obciążenie, jakie może być podane na mq -łączową wiązkę, wychodzącą z układu bez zwielokrotnienia cząstkowego wyjść, przy zachowaniu założonej wartości strat P
- a — średnie obciążenie jednego wejścia układu
- B — sekcja wybiercza B
- b — średnie obciążenie jednego łącza międzysekcyjnego
- BG — blok wybierczy stopnia grupowego
- c — średnie obciążenie jednego łącza wyjściowego
- D — ruch przelewowy
- E — współczynnik strat we wzorze Erlanga
- E — jednostka ruchu telefonicznego, erlang
- e — liczba wykorzystanych wyjść przelewowych z jednej kolumny sekcji A

$E_{mq}(A)$ — wzór Erlanga

$H1 \div H0, HA, HB, HC$ — oznaczenie drążków wybieraka krzyżowego

K — liczba kolumn (układów jednostkowych) w układzie 2-sekcyjnym

m — liczba łączników w jednej kolumnie sekcji B układu 2-sekcyjnego, liczba wyjść w jednej kolumnie pola wyjść

mq — dostępność kierunku

n — liczba wejść w jednej kolumnie sekcji A układu 2-sekcyjnego

n' — liczba łączników przelewowych w jednej kolumnie sekcji B układu 2-sekcyjnego

P, Q — współczynnik strat w układzie ogniwowym

q — liczba kolumn wyjść z układu 2-sekcyjnego, przeznaczonych dla jednego kierunku w jednej grupie

V — liczba łączy wychodzących z układu ogniwowego w jednym kierunku, szczególnie w przypadku stopniowania wyjść

WYKAZ LITERATURY

1. *Conceill B. i Gutierrez D.*: „Rücküberlauf in Zwischenleitungsanordnungen”. Elektrisches Nachrichtenwesen 1967, tom 42, nr 3
2. *Elldin A.*: Automatic telephone exchanges with crossbar switches; Switch calculations. General Survey. LM Ericsson, book 18720, Stockholm 1967
3. *Jacobaeus C.*: A study on congestion in link systems. Ericsson Techniks, nr 48, 1950
4. *Klimontowicz A.*: Współczynnik ekspansji w układach wybierania grupowego. Prace ITR nr 3, 1961
5. *Klimontowicz A.*: Obliczanie wyposażenia central telefonicznych z wybierakami krzyżowymi. Warszawa WKiŁ, 1967
6. *Kuhn S.*: Zagadnienia ruchowe w telefonii automatycznej. Warszawa PWN, 1957
7. *Mielik-Gajkazowa E. I. i Charkiewicz A. D.*: Opredielenie optimalnogo koeficienta rasszi-rieniya dwuchkaskadnoj kommutacionnoj schiemy, ispolzujemoy w rieżimie gruppowego iskanija. Problemy Pieriedaczi Informacii, wypusk 4. Moskwa AN SSSR, 1959
8. *Mielik-Gajkazowa E. I. i Charkiewicz A. D.*: Issledowanije strukturnych paramietrow bloka gruppowego iskanija. Problemy Pieriedaczi Informacii, wypusk 6. Moskwa AN SSSR, 1960
9. *Mietodika rascziota oborudowanija ATS koordinatnych sistiem. Moskwa Swiazizdat, Tiechnika Swiazi, 1960*
10. The Pentacota telephone system Type 1000. Bell Telephone Mfg. Co. Antwerpia, Belgia
11. Zeszyt problemowy: Automacyjne centrale telefoniczne z wybierakami krzyżowymi. Seria „Problemy Telekomunikacji”. Warszawa WKiŁ, 1965
12. *Baszarin G. P.*: Tablicy wierojatnostiej i sriednich kwadraticzeskich otklonienij potier'na połodostupnom puczkie linij. Moskwa AN SSSR, 1962

T. Flisek

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО БЛОКА ИСКАНИЯ В ГРУППОВОЙ СТУПЕНИ АТС С МКС

Резюме

Рассмотрено несколько способов группировки блоков искания групповой ступени (группового каскада) АТС с учетом возможности взаимного перелива нагрузки между разными вертикалями МКС (многократных координатных соединителей).

Представлены некоторые характеристики нагрузки рассматриваемых блоков. Выбор оптимального блока проведено с точки зрения его стоимости, допустимой степени его нагрузки и механической конструкции.

T. Flisek

CHOICE OF AN OPTIMUM GROUP STAGE SUBSCRIBER DIALLING UNIT FOR AUTOMATIC TELEPHONE EXCHANGE EQUIPED WITH CROSSBAR SELECTORS

Summary

Several ways of grouping of the subscriber dialling units at the group stage of an automatic telephone exchange have been presented, including those with possibility of traffic overflow between the different crossbar switching verticals. Also presented are some traffic load characteristics of the discussed units.

The most favourable subscriber dialling unit from the point of view of its cost, admissible traffic load and mechanical construction has been chosen.

T. Flisek

CHOIX D'UN BLOC DE SELECTION OPTIMAL D'ÉTAGE DE GROUPE POUR LES CENTRAUX TÉLÉPHONIQUES AUTOMATIQUES MUNIS DES SELECTEURS CROSSBAR

Résumé

Ayant traité quelques blocs de sélection d'étage de groupe du central téléphonique automatique, on a présenté en particulier les blocs qui permettent de réaliser le transfert du trafic entre diverses verticales de joncteurs crossbar. Des diverses caractéristiques de la charge admissible de ces blocs ont été discutées.

Le choix a été fait d'un bloc optimum du point de vue de son coût, du volume du trafic et de la construction mécanique.

T. Flisek

BESTIMMUNG DES OPTIMALEN WÄHLSATZES DER GRUPPENSTUFE FÜR EIN
AUTOMATISCHES FERNSPRECHAMT MIT KOORDINATENWÄHLERN

Zusammenfassung

Es wurden einige Gruppierungen von Wählsätzen der Gruppenstufe ACT, dabei auch die Schaltungen mit gegenseitigem Überlauf zwischen Schaltergruppen besprochen. Man hat verschiedene Belastungskennlinien dieser Sätze angegeben. Der optimale – vom Standpunkt der Kosten, Verkehrsbelastbarkeit und mechanischer Bauart aus – Satz wurde ausgewählt.

EDMUND GRACZAK

621.317:621.395.38

BADANIE TRANSLACJI PRĄDU PRZEMIENNEGO ZA POMOCĄ SYNFAZERA

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 18. XII. 1971 r.

Artykuł zawiera opis metody badania wpływu fazy włączenia i wyłączenia sygnałów prądu przemiennego na pracę translacji prądu przemiennego, jak również zawiera parametry techniczne i opis rozwiązania przyrządu (zwanego synfazerm), za pomocą którego można takie pomiary realizować.

1. WSTĘP

W łączach międzycentralowych w telefonicznych sieciach strefowych stosuje się w zasadzie dwa podstawowe typy translacji, a mianowicie:

- translacje prądu stałego,
- translacje prądu przemiennego o częstotliwości 50 Hz.

Translacje prądu przemiennego 50 Hz stosowane są w łączach długich o większej tłumienności, ponieważ napięcie prądu sygnałowego 110 V zapewnia odpowiednio duży zasięg pracy tych translacji. Zaletą translacji prądu przemiennego 50 Hz jest również możliwość stosowania ich w łączach tworzonych przy wykorzystaniu torów pochodnych.

Omawiane translacje służą do przekazywania za pomocą tzw. sygnałów liniowych kryteriów, niezbędnych przy zestawianiu połączeń pomiędzy dwiema współpracującymi centralami telefonicznymi. Po łączach międzycentralowych są więc przekazywane odpowiadające tym kryteriom takie sygnały, jak:

- sygnał wzięcia do pracy,
- sygnały wybiercze,
- sygnał podniesienia mikrotelefonu,
- sygnał położenia mikrotelefonu,
- sygnał rozłączenia,
- sygnał zwolnienia blokady.

W translacjach prądu przemiennego 50 Hz rozpoznawanie poszczególnych sygnałów odbywa się na podstawie czasów ich trwania. Czasy trwania sygnałów oraz czasy ich rozpoznawania powinny być tak dobrane, aby — uwzględniając zniekształcenia tych sygnałów wnoszone przez tor, układ odbiorczy sygnałów prądu przemiennego oraz układ przekaźników translacji — zostało zapewnione prawidłowe działanie urządzeń współpracujących central.

W translacjach prądu przemiennego 50 Hz szczególnie narażone na zniekształcenia (jako najkrótsze) są sygnały wybiercze, wykorzystywane do sterowania organami połączeniowymi.

Impulsy wybiercze przenoszone przez łącze z tymi translacjami ulegają zniekształceniu zarówno po stronie prądu stałego, jak i po stronie prądu przemiennego.

W translacji wyjściowej oraz przyściowej zniekształcenia po stronie prądu stałego kompensowane są przez odpowiednią regulację przekaźników, przez zastosowanie układów korekcyjnych itp.

Największe trudności sprawiają zniekształcenia powstające po stronie prądu przemiennego, mające swe źródło w przypadkowości fazy włączanego i wyłączanego przebiegu prądu przemiennego tworzącego sygnał.

Używane obecnie mierniki zniekształceń impulsowania, oparte na pomiarach wartości średniej przebiegu impulsowego, uniemożliwiają prawidłową regulację zniekształceń w złączach prądu przemiennego, ponieważ nie pozwalają na wychwycenie impulsów wybierczych o najkrótszym czasie trwania, a właśnie one w konsekwencji mogą spowodować niewłaściwą pracę organów połączeniowych.

Również takie mierniki, jak impulsografy, ze względu na pracochłonność pomiarów i niedokładność odczytów, uniemożliwiają właściwą regulację zniekształceń po łączach prądu przemiennego.

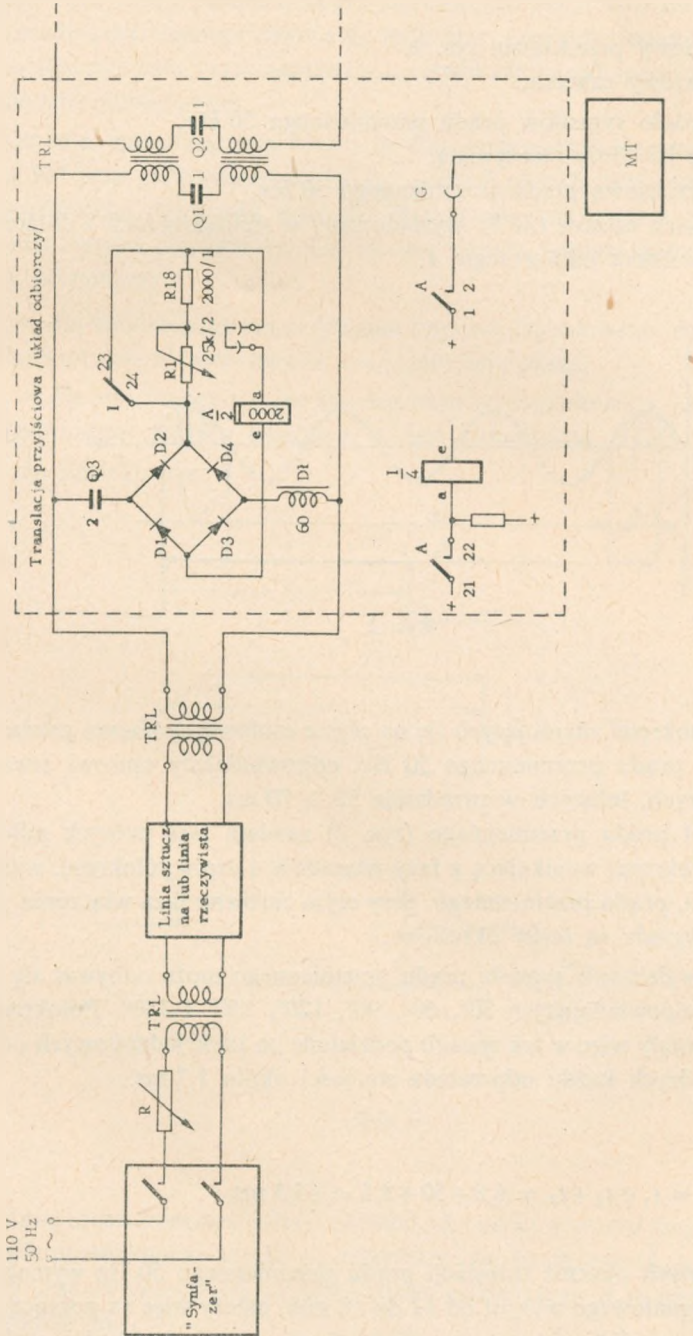
Właściwą metodą w tych przypadkach, gdy faza włączanego i wyłączanego przebiegu prądu przemiennego jest przypadkowa, byłyby długotrwałe pomiary statystyczne z rejestracją czasu trwania impulsów wybierczych o granicznych czasach trwania. Pomiary takie w warunkach eksploatacji są jednak nie do przyjęcia.

W celu umożliwienia szybkiego i prawidłowego zmierzenia granicznych wartości zniekształceń impulsów wybierczych, mogących powstawać na łączach prądu przemiennego, został opracowany omówiony w p. 5 przyrząd, zwany synfazerem, pozwalający na:

- włączenie i wyłączenie przebiegu prądu przemiennego w ściśle określonej fazie,
- regulację czasu trwania przebiegu prądu przemiennego,
- regulację czasu przerwy między kolejnymi przebiegami prądu przemiennego.

Szczegółowe parametry techniczne przyrządu zostały podane w punkcie 4.

Dysponując takim przyrządem, można przez odpowiedni dobór parametrów impulsów wybierczych ustalić, z jakimi granicznymi zniekształceniami należy się liczyć przy pracy łącza dla danej wartości prądu sygnałowego.



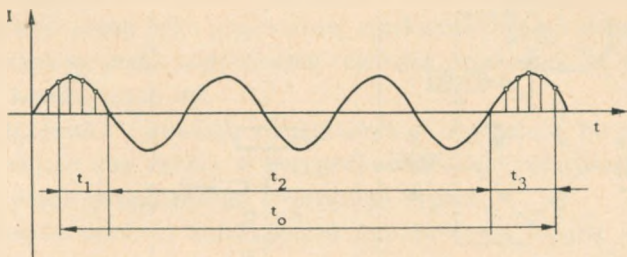
Rys. 1.

2. OPIS METODY PRZEPROWADZANIA BADAŃ

Układ badaniowy przedstawia rys. 1.

Zestaw badaniowy zawiera:

- synfazer — źródło sygnałów prądu przemiennego 50 Hz,
- sztuczną linię lub linię rzeczywistą,
- translację przyściową prądu przemiennego 50 Hz,
- miernik krótkich czasów (*MT*), wyskalowany w milisekundach i dołączony do zestyku przekaźnika odbiorczego *A*.



Rys. 2

Za pomocą pokręteł znajdujących się na płycie czołowej synfazera ustalamy czas trwania sygnału prądu przemiennego 50 Hz, odpowiadający czasowi trwania sygnałów wybierczych, leżących w przedziale $50 \div 70$ ms.

Przykład: sygnał prądu przemiennego (rys. 2) zawiera pięć pełnych półokresów 50 Hz, część półokresu, wynikającą z fazy włączenia, i część półokresu, wynikającą z fazy wyłączenia, prądu przemiennego, przy czym zarówno faza włączenia, jak i faza wyłączenia sygnału są ściśle określone.

Włączanie i wyłączenie sygnału prądu przemiennego może odbywać się niezależnie w fazach odpowiadających 30° , 60° , 90° , 120° , 150° i 180° . Półokresy czoła i tyłu impulsu zostały więc w ten sposób podzielone na sześć jednakowych odcinków czasowych, z których każdy odpowiada wartości około 1,7 ms.

Tak więc:

$$t_0 = t_1 + t_2 + t_3 = 6,8 + 50 + 8,5 = 65,3 \text{ ms}$$

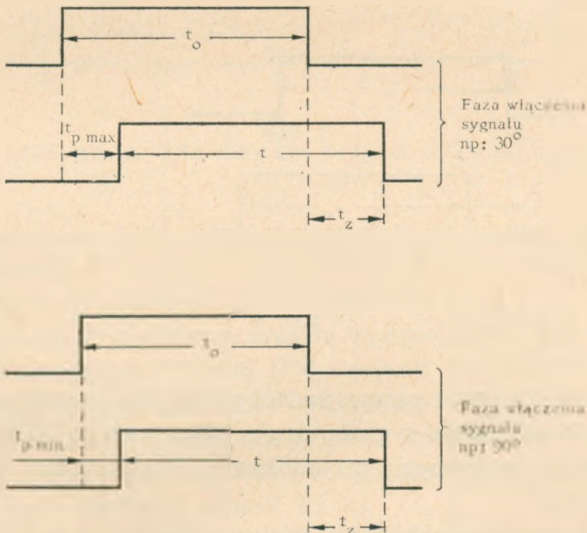
Dla stosowanych obecnie translacji prądu przemiennego 50 Hz wymagane natężenie prądu sygnałowego wynosi od 12 do 18 mA, należy więc za pomocą opornika regulowanego ustalić wybraną wartość natężenia, przy której będzie wykonywany pomiar.

W pierwszej części pomiaru należy określić, dla jakiej wartości fazy włączenia sygnału prądu przemiennego uzyska się najkrótszy czas przyciągania (t_{pmin}), a następnie — najdłuższy czas przyciągania (t_{pmax}) przekaźnika odbiorczego A w zestawionym układzie pomiarowym.

W tym celu, zmieniając fazę włączenia nadawanego sygnału prądu przemiennego 50 Hz co 30° przy zachowaniu określonej stałej fazy wyłączenia tego sygnału (np.: 60°) i porównując wskazania miernika mierzącego czas trwania impulsu sygnałowego (t) na zestyku przekaźnika A z czasem trwania sygnału nadawanego z synfazy (t_0), otrzymamy:

- t_{pmin} — dla zmierzonego czasu trwania impulsu sygnałowego, przy którym wzięta algebraicznie różnica czasów $t - t_0$ jest największa,
- t_{pmax} — dla zmierzonego czasu trwania impulsu sygnałowego, przy którym wzięta algebraicznie różnica czasów $t - t_0$ jest najmniejsza.

Pomiar ten ilustruje rys. 3.



Rys. 3

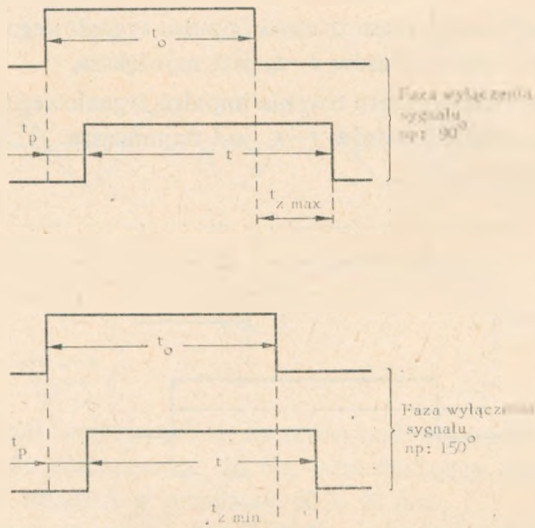
W drugiej części pomiaru należy określić, dla jakiej wartości fazy wyłączenia sygnału prądu przemiennego uzyska się najkrótszy czas zwalniania (t_{zmin}), a następnie — najdłuższy czas zwalniania (t_{zmax}) przekaźnika odbiorczego A w zestawionym układzie pomiarowym.

W tym celu, zmieniając fazę wyłączenia nadawanego sygnału przy zachowaniu określonej stałej fazy włączenia tego sygnału, np. 60° , i porównując wskazania mier-

nika, mierzącego czas trwania impulsu sygnałowego (t) na zestyku przełącznika A z czasem trwania sygnału nadawanego z synfazerza (t_0), otrzymamy:

- t_{zmin} — dla zmierzonego czasu trwania impulsu sygnałowego, przy którym wzięta algebraicznie różnica czasów $t - t_0$ jest najmniejsza,
- t_{zmax} — dla zmierzonego czasu trwania impulsu sygnałowego, przy którym wzięta algebraicznie różnica czasów $t - t_0$ jest największa.

Pomiar ten ilustruje rys. 4.



Rys. 4

W ten sposób w wyniku przeprowadzonych pomiarów otrzymaliśmy wartości fazy włączenia i wyłączenia sygnału prądu przemiennego 50 Hz, przy których należy się liczyć z granicznymi przypadkami skracania oraz wydłużania przesyłanych sygnałów.

Największe skrócenie sygnału będzie miało miejsce przy fazie włączenia, dla której uzyskano $t_p = t_{pmax}$ oraz fazie wyłączenia, dla której uzyskano $t_z = t_{zmin}$.

Największe wydłużenie sygnału będzie miało miejsce przy fazie włączenia sygnału, dla której uzyskano $t_p = t_{pmin}$, oraz fazie wyłączenia, dla której uzyskano $t_z = t_{zmax}$.

Ustawiając teraz na synfazerze wartości fazy włączenia i wyłączenia, dla których nadawane impulsy wybiercze będą maksymalnie skracane, bądź maksymalnie wydłużane, i porównując czasy trwania impulsów sygnałowych zmierzonych na zestyku przełącznika odbiorczego A z czasami trwania sygnałów wysyłanych przez synfazer, uzyskujemy graniczne wartości zniekształceń, wynikające z przypadkowości fazy włączenia i wyłączenia sygnałów prądu przemiennego.

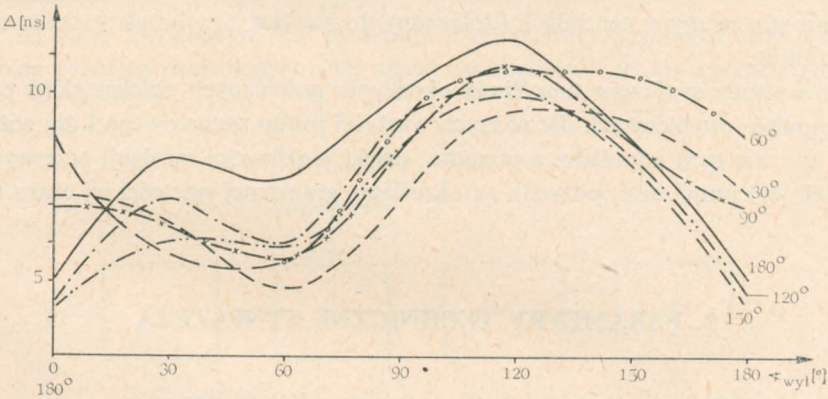
Dla zilustrowania opisanej metody pomiarowej przytoczono na rys. 5 uzyskane drogą pomiarów w warunkach laboratoryjnych charakterystyki $\Delta = f(\varphi_{\text{wyl}})$ przy $\varphi_{\text{wl}} = \text{const}$.

gdzie: Δ — wartość zniekształcenia sygnału (wydłużenie, skrócenie),

φ_{wyl} — kąt fazy wyłączenia sygnału prądu przemiennego,

φ_{wl} — kąt fazy włączenia sygnału prądu przemiennego.

Pomiary wykonano dla przekaźnika odbiorczego A typu B1 i wartości natężenia prądu liniowego $I_l = 18 \text{ mA}$.



Rys. 5

Przekaźnik A (typ B1), $I_L = 18 \text{ mA}$; $\Delta = t - t_0$; $\Delta = f(\varphi_{\text{wyl}})$ przy $\varphi_{\text{wl}} = \text{const}$

Analizując otrzymane krzywe można stwierdzić, że wysyłane sygnały uległy tu wyłącznie wydłużeniu, co świadczy o wprowadzaniu przez układ badany stałych dodatnich zniekształceń czasowych tych sygnałów.

Maksymalna wartość wydłużenia sygnału występuje przy fazie wyłączenia równej 120° oraz fazie włączenia równej 180° i wynosi $11,4 \text{ ms}$. Minimalna wartość wydłużenia sygnału występuje przy fazie wyłączenia równej 60° oraz fazie włączenia 30° i wynosi $4,3 \text{ ms}$. Tak więc maksymalny rozrzut zniekształceń czasowych, wynikających z przypadkowości fazy włączenia i wyłączenia sygnału prądu przemiennego, stanowi różnicę tych wartości i wynosi $7,1 \text{ ms}$.

Mając na uwadze to, że w omawianym przypadku nadawane sygnały uległy wyłącznie wydłużeniu, należałoby w rozwiązaniach translacji wyjściowych prądu przemiennego wprowadzić korekcję polegającą na skracaniu czasów trwania wysyłanych sygnałów wybierczych (w stosunku do przyjmowanych impulsów wybierczych) o pełną stałą wartość, np. 7 ms .

W ten sposób przytoczona rodzina charakterystyk przesunęłaby się równolegle do osi odciętych o 7 jednostek i wtedy poszczególne wartości zniekształceń czasowych, wynikających z przypadkowości fazy włączenia i wyłączenia sygnału, oscylowałyby poniżej i powyżej wartości zerowej.

Po takiej korekcji wartości zniekształceń czasowych, wynikających z fazy włączenia i wyłączenia sygnału (wartości te mieszczą się w przedziale ± 4 ms), nie miałyby istotnego wpływu na poprawną pracę organów połączeniowych central. Jest rzeczą oczywistą, że dla różnych typów przekaźników impulsujących A , jak i dla różnych wartości prądu liniowego z przedziału od $12 \div 18$ mA maksymalny rozrzut zniekształceń czasowych będzie przyjmował różne wartości.

Pomiar można przeprowadzić bądź dla pojedynczego sygnału, bądź dla ciągu sygnałów o regulowanym odstępie między kolejnymi sygnałami.

W tym drugim przypadku do pomiaru zniekształceń może być wykorzystany powszechnie stosowany w centralach (dołączony do zestyku A) miernik współczynnika impulsowania.

Zastosowanie synfazera umożliwi określenie granicznych zniekształceń czasowych impulsów wybierczych dla różnych wartości prądu sygnałowego i dla różnych czasów trwania tych impulsów, a ponadto, dzięki możliwości regulacji przerwy między kolejnymi impulsami, pozwala na określenie granicznej wartości jej czasu trwania.

3. PARAMETRY TECHNICZNE SYNFAZERA

Synfazer cechuje się następującymi parametrami technicznymi:

- a) Zakres nastawienia fazy włączanego i wyłączanego sygnału prądu przemiennego obejmuje następujące wartości katowe: 30° , 60° , 90° , 120° , 150° i 180° . Wartości te mogą być nastawiane w sposób niezależny dla czoła i tylnego zbocza impulsu.
- b) Maksymalny błąd nastawienia fazy włączanego i wyłączanego napięcia przemiennego nie przekracza $\pm 2^\circ$ przy częstotliwości 50 Hz.
- c) Istnieje możliwość nastawienia czasu trwania wydawanego sygnału w granicach $20 \div 70$ ms. Wydłużenie czasu trwania impulsu jest dokonywane skokami co 10 ms (czas trwania półokresu prądu przemiennego 50 Hz).
- d) Istnieje możliwość wysyłania bądź pojedynczego sygnału, bądź ciągu sygnałów o nastawionym czasie przerwy między kolejnymi sygnałami.
- e) Istnieje możliwość nastawiania czasu przerwy między kolejnymi sygnałami ciągu w granicach $20 \div 70$ ms. Wydłużenie czasu trwania przerwy jest wykonywane skokami co 10 ms (czas trwania półokresu prądu przemiennego 50 Hz).
- f) Wyjście przyrządu stanowią dwa zestyki przekaźnika rurkowego o nominalnej czułości 90 Az.

Dopuszczalna obciążalność zestyków przy prądzie stałym i obciążeniu opornością rzeczywistą:

$$U_{\max} = 110 \text{ V}$$

$$I_{\max} = 0,5 \text{ A}$$

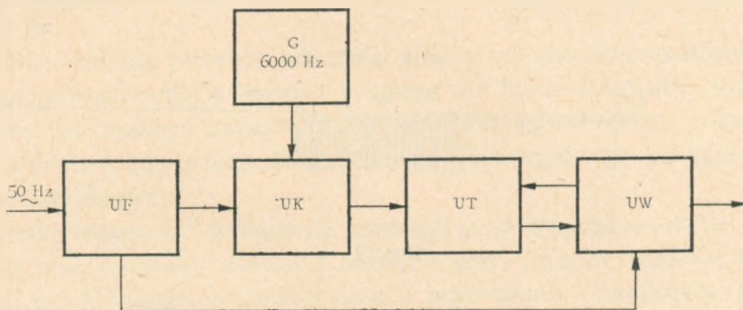
$$P_{\max} = 10 \text{ W}$$

- g) Realizacja poszczególnych etapów pracy sygnalizowana jest zaświeceniem odpowiednich lampek na płycie czołowej przyrządu.
- h) Urządzenie przystosowane zostało do zasilania z sieci prądu przemiennego $220\text{ V} \pm 10\%$.

4. OMÓWIENIE ROZWIĄZANIA SYNFAZERA

Schemat blokowy synfazera przedstawiono na rys. 6.

W układzie formującym *UF* następuje przetwarzanie przebiegu sinusoidalnego 50 Hz na przebieg prostokątny o tej samej częstotliwości 50 Hz i wypełnieniu 1:1.



Rys. 6

UF – układ formujący, *UK* – układ korektora, *G* – generator, *UT* – układ taktujący, *UW* – układ wyzwalania

Impulsy prostokątne 50 Hz i impulsy prostokątne o częstotliwości 6000 Hz, wytworzone w generatorze *G*, są doprowadzane do układu korektora *UK*. Na wyjściu korektora pojawiają się impulsy 6000 Hz zsynchronizowane z dodatnim zboczem impulsów 50 Hz.

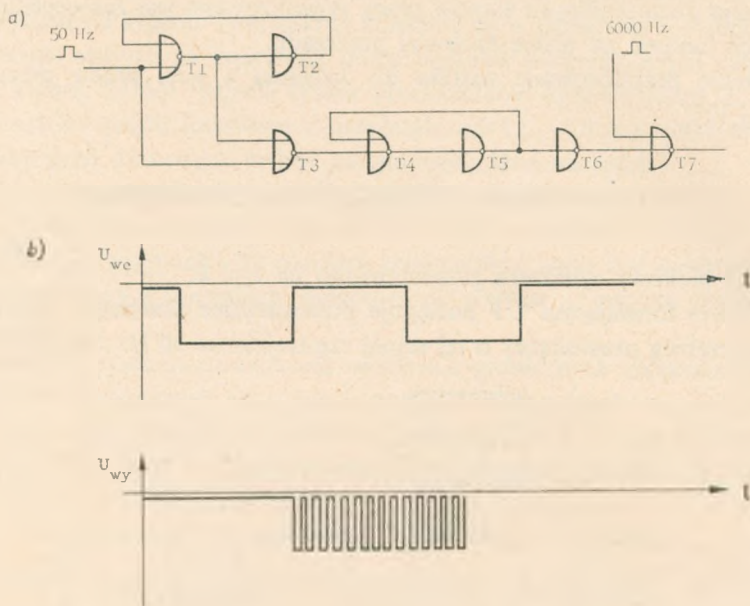
Impulsy o częstotliwości 6000 Hz pojawiają się na wyjściu stopnia *T7* tylko wtedy, kiedy na obydwu wejściach stopnia *T3* pojawi się 0. Może to nastąpić jedynie w momencie pojawienia się dodatniego zbocza impulsu 50 Hz.

W układzie taktującym *UT* odbywa się podział ujemnych połówek impulsów prostokątnych 50 Hz na 60 impulsów przebiegu 6000 Hz.

Grupy 60-impulsowe są doprowadzone do dzielnika częstotliwości, który na wyjściu daje przebieg prostokątny o częstotliwości 600 Hz, tzn. każdej grupie 60-impulsowej będzie odpowiadać 6 impulsów w przedziale ujemnej połówki impulsu 50 Hz, wyznaczających sześć punktów podziału. Uzyskane znaczniki są przekazywane do układu wyzwalania *UW*.

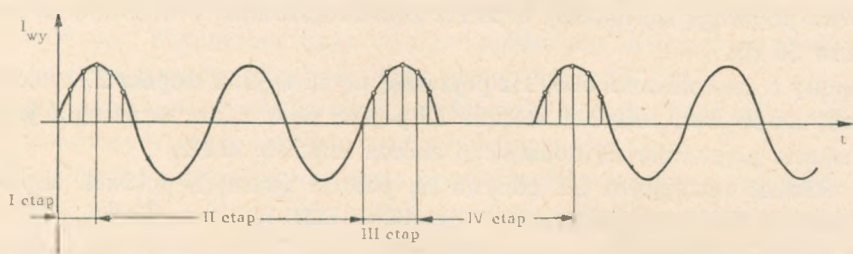
W układzie wyzwalania *UW* można wydzielić cztery główne etapy pracy:

- wyznaczenie momentu włączenia w nastawionej fazie pierwszej połówki sinusoidy przebiegu przemiennego 50 Hz,
- wyznaczenie liczby całkowitych połówek sinusoidy przebiegu przemiennego 50 Hz,



Rys. 7

- c) wyznaczenie momentu wyłączenia w nastawionej fazie przebiegu przemiennego 50 Hz,
- d) wyznaczenie przerwy między wydawaniem poszczególnych następujących po sobie przebiegów prądu przemiennego 50 Hz, o określonym czasie trwania (tylko przy wydawaniu ciągu impulsów).



Rys. 8

Układ wyzwalania zawiera dwa liczniki impulsów zbudowane z dwójek liczących, połączonych szeregowo wraz z dekodernami, dwa układy zerowania oraz cztery układy blokady, umożliwiające prawidłowy przebieg realizacji poszczególnych etapów.

W pierwszym z liczników następuje zliczanie podawanych na wejście znaczników (impulsy 600 Hz). Każdy z tych znaczników określa jednoznacznie fazę włączenia lub wyłączenia przebiegu sinusoidalnego 110 V, 50 Hz. I tak, zarejestrowanie je-

dnego impulsu znacznikowego odpowiada fazie włączenia 30° , dwóch impulsów — fazie włączenia 60° itd., co 30° .

Żądaną fazę włączenia przebiegu przemiennego określa położenie szczotki przełącznika nastawiania fazy włączenia na jednej, ściśle określonej pozycji dekodera.

W momencie realizowania przez *UW* drugiego etapu pracy następuje zerowanie pierwszego licznika i przystosowanie go do realizacji trzeciego etapu pracy, tzn. rejestrowania określonej położeniem szczotki przełącznika nastawiania fazy, wyłączenia przebiegu przemiennego, liczby znaczników.

Analogicznie do opisanego wyżej, rejestracja określonej liczby znaczników odpowiada jednoznacznie fazie wyłączenia tego przebiegu.

W momentach gdy odbywa się realizacja pierwszego lub trzeciego etapu pracy, wejście drugiego licznika jest blokowane dla impulsów prostokątnych o częstotliwości 50 Hz.

W momencie gdy pierwszy lub trzeci etap pracy zostanie zrealizowany, następuje odblokowanie wejścia licznika drugiego dla impulsów 50 Hz, których każde zbocze jest znacznikiem czasowym dla określenia nastawionego pokrętelem czasu trwania sygnału prądu przemiennego lub czasu przerwy między kolejnymi sygnałami prądu przemiennego.

Ponieważ włączenie i wyłączenie przebiegu przemiennego w określonych fazach następuje przez zwarcie i rozwarcie zestyków przekaźników rurkowych, zaszła konieczność przeprowadzenia korekcji czasów przyciągania i zwalniania tych przekaźników. Korekcję tę zrealizowano za pomocą kondensatorów i oporów odpowiednio połączonych z uzwojeniami przekaźników rurkowych.

E. Грачак

ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЛЕЙНЫХ КОМПЛЕКТОВ ДАЛЬНОГО НАБОРА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПРИМЕНЕНИЕМ СИНФАЗЕРА

Резюме

В статье рассмотрено метод исследования влияния фазы включаемых и выключаемых сигналов переменного тока на работу релейных комплектов дальнего набора переменного тока (исходящих и входящих).

Представлено здесь тоже технические параметры и опись решения прибора (называемого синфазером), который способствует проведению рассматриваемых измерений.

E. Graczk

INVESTIGATION OF THE OUTGOING AND INCOMING AC RELAY SETS BY MEANS OF A DEVICE CALLED SYNCHRO PHASER

Summary

The paper presents an investigation method, determining the influence of the on and off phase of the AC signals on the functioning of the outgoing and incoming AC relay sets.

The description and technical parameters of a meter – called synchro phaser – by means of which the discussed measurements can be accomplished have also been given.

E. Graczk

INVESTIGATION D'UN COMPLET DE RELAIS DE TRANSLATION DE COURANT ALTERNATIF AU MOYEN D'UN APPAREIL NOMMÉ SYNCHRO – PHASEUR

Résumé

Dans l'article on a traité la méthode d'investigation de l'influence des phases de la mise en circuit et hors circuit des signaux du courant alternatif.

On a présenté aussi les parametres techniques et la description d'un appareil (nommé ici le synchro-phaseur) au moyen duquel les mesures traitées peuvent être réalisées.

E. Graczk

UNTERSUCHUNG DES WECHSELSTROMUMSETZERS MIT HILFE DES SYNPHASERS

Zusammenfassung

Im Aufsatz wird die Untersuchungsmethode des Einflusses der Einschalt – und Ausschaltphase des Wechselstromes auf die Wirkung des Wechselstromumsetzers angegeben. Man hat auch die technische Kennwerte und die Beschreibung des Gerätes – Synphasers – angeführt, mit dessen Hilfe solche Messungen ausgeführt werden können.

ZBIGNIEW RYMAROWICZ

621.391.823

POMIARY PROPAGACJI ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH W ZAKRESIE FAL ŚREDNICH I KRÓTKICH NA TERENACH MIESZKALNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 8. VI. 1972 r.

W artykule omawia się pomiary propagacji zakłóceń radioelektrycznych w zabudowanym terenie.

Układem promieniującym była instalacja elektryczna budynku, z przyłączonym do niej generatorem pomiarowym w układzie niesymetrycznym. Wykazano, że natężenie pola zakłóceń maleje ze wzrostem odległości, w stopniu zależnym od gęstości zaludnienia terenów mieszkalnych.

W artykule omówiono wyniki pomiarów dla różnych typów zabudowy.

1. WSTĘP

Miasta są największymi skupiskami różnego rodzaju urządzeń elektrycznych, które mogą skutecznie zakłócać działanie innych urządzeń i systemów. Urządzenia elektryczne będące źródłami zakłóceń radioelektrycznych w większości są dołączone do sieci elektroenergetycznej domów mieszkalnych. Energia zakłóceń wielkiej częstotliwości generowana przez te urządzenia przenosi się za pośrednictwem pola elektromagnetycznego wzdłuż przewodów sieci elektroenergetycznej oraz innych struktur przewodzących z nią sprzężonych. Występuje także bezpośrednie promieniowanie energii zakłóceń przez same urządzenia i połączone lub sprzężone z nią instalacje. Energia zakłóceń jest silnie tłumiona w terenie zabudowanym. Wartość tłumienia zależy w dużej mierze od ukształtowania przestrzennego budynków i różnego rodzaju elementów metalowych.

Zagadnienie propagacji fal w terenie zabudowanym stanowi bardzo trudny i skomplikowany problem teoretyczny. Trudności matematyczne, jakie napotyka się przy rozpatrywaniu tego zagadnienia, zmuszają do uproszczeń i idealizacji. Pewne rozważania można jedynie przeprowadzić dla wyidealizowanych warunków propagacji, na przykład zastępując miasto warstwą półprzewodzącą jednorodną i badając warunki

rozchodzenia się fal w takim ośrodku. Taki model analizowany jest w Dodatku 1. Należy jednak przy tym pamiętać, że mechanizm rozchodzenia się fal w takim modelu nie ma nic wspólnego z rozchodzeniem się ich w terenie zabudowanym. Wydaje się jednak, że parametry warstwy półprzewodzącej można tak dobrać, ażeby natężenie pola elektrycznego w jej wnętrzu, a pochodzące od pojedynczego źródła zakłóceń, było zbliżone do wartości średniej natężenia pola zakłóceń, występującego w warunkach rzeczywistych.

Wyniki badań eksperymentalnych, dotyczących tego zagadnienia, można znaleźć w publikacjach [1, 2, 4, 5, 6, 7 i 8]. Rozpatrywano w nich zależność natężenia pola zakłóceń w mieście od odległości od źródła. W żadnej jednak publikacji nie podano zależności rozchodzenia się zakłóceń od charakteru zabudowy miejskiej i gęstości zaludnienia, a więc od czynników, które — jak można spodziewać się — mają najbardziej istotny wpływ na wartość tłumienia zakłóceń, a ponadto są łatwe do określenia na podstawie danych urbanistycznych.

Jedynie Paolini [3, 8] uwzględniła częściowo tę zależność, dzieląc miasta na obszary o różnym charakterze zabudowy, a mianowicie: na dzielnice śródmiejskie, dzielnice podmiejskie i osiedla mieszkaniowe oraz dzielnice o zabudowie typu wiejskiego, podając charakterystyczną dla nich wartość tłumienia zakłóceń. Jednakże brak bardziej szczegółowych danych dotyczących miast, w których przeprowadzał on badania, utrudnia bezpośrednio wykorzystanie tych danych w warunkach krajowych.

Przedstawione w niniejszej pracy badania podjęto w celu wypełnienia tej luki przynajmniej częściowo.

W literaturze [8, 9] charakter zabudowy ujmuje się za pomocą wskaźnika gęstości zabudowy¹⁾, którego wyznaczenie jest dość kłopotliwe w praktyce. Dlatego w niniejszej pracy charakter zabudowy wyrażono za pomocą szeroko stosowanego i niewątpliwie powiązanego z gęstością zabudowy wskaźnika gęstości zaludnienia terenów mieszkalnych netto²⁾. Wskaźnik ten, wyznaczony dla stanu obecnego i perspektywnego, dostępny jest w każdej pracowni urbanistycznej.

2. ORGANIZACJA I TECHNIKA POMIARÓW

Pomiary propagacji zakłóceń przeprowadzono we Wrocławiu w 9 wybranych rejonach. W tym było:

— pięć rejonów w dzielnicy o zwartej zabudowie śródmiejskiej XIX w., o liczbie kondygnacji od 4 do 6 — rys. 1 (pozycja 1 do 5 w tablicy 1),

¹⁾ Wskaźnik gęstości zabudowy jest to stosunek powierzchni zajętej przez budynki do całkowitej powierzchni danego obszaru wyrażony w procentach.

²⁾ Tereny mieszkalne netto są to tereny obejmujące: powierzchnie zabudowane budynkami mieszkalnymi i obiektami usług podstawowych bez wydzielonych działek, powierzchnie nie zabudowane, przylegające do tych budynków i związane bezpośrednio z funkcją mieszkania, jak plac zabaw dla dzieci i odpoczynku dla starszych, dojazd do budynku, placzki gospodarce itp.

- dwa rejon w dzielnicy o zabudowie zwartej typu „osiedli robotniczych” z lat trzydziestych o liczbie kondygnacji od 2 do 3 — rys. 2 (pozycja 6 i 7 w tablicy 1),
- jeden rejon w dzielnicy mającej charakter mieszany, w której zabudowa jednorodzinna willowa 2-kondygnacyjna (rys. 3) przeplata się z zabudową zwartą 2-kondygnacyjną typu „osiedli robotniczych” z lat trzydziestych (pozycja 8 w tablicy 1),
- jeden rejon w dzielnicy o zabudowie jednorodzinnej willowej 2-kondygnacyjnej — rys. 3 (pozycja 9 w tablicy 1).

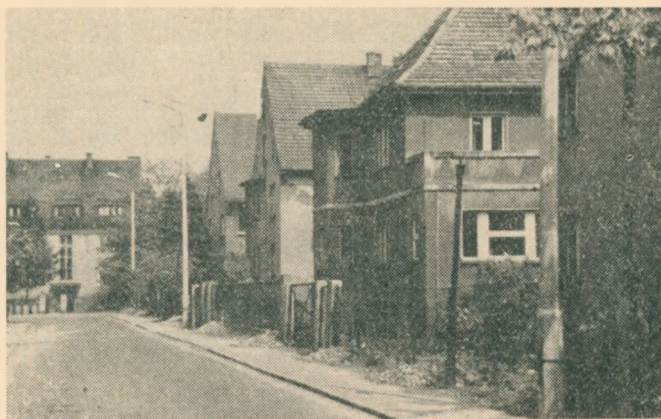
Usytuowanie tych rejonów na terenie m. Wrocławia przedstawiono na rys. 4. Rejony te dobierano tak, aby były one typowe pod względem gęstości zaludnienia terenów mieszkalnych.



Rys. 1. Zabudowa śródmiejska XIX w.



Rys. 2. Zabudowa typu „osiedli robotniczych” z lat trzydziestych



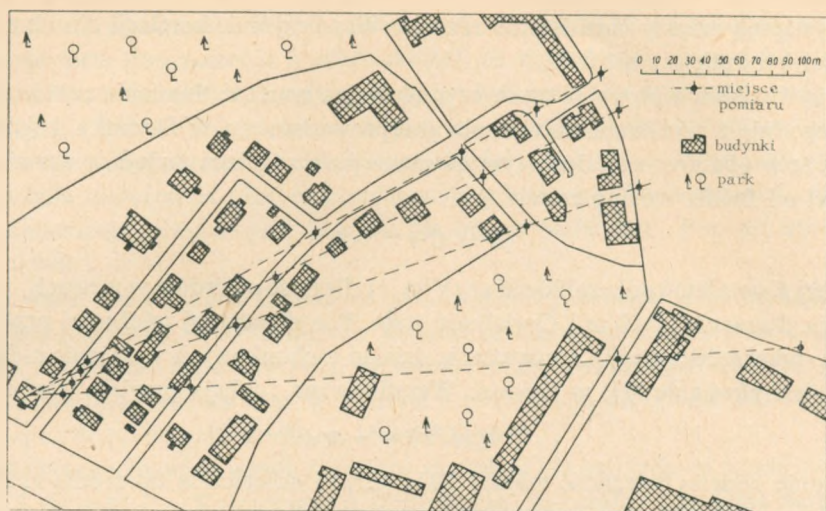
Rys. 3. Zabudowa jednorodzinna willowa

W każdym z tych rejonów pomiarami objęto obszar o zasięgu 500 m od źródła. Układem promieniującym energię zakłóceń była instalacja elektryczna budynku, do której dołączono generator pomiędzy przewód sieci a ziemię (instalację wodociągową). Natężenie pola zakłóceń mierzono na ulicy.

W rejonie o zabudowie jednorodzinnej willowej (pozycja 9 w tabelicy 1) wytyczono 4 trasy, na których wyznaczono po kilka punktów pomiarowych (rys. 5). Najbliższy punkt pomiarowy znajdował się w odległości około 20 metrów od źródła.



Rys. 4. Rozmieszczenie badanych rejonów na terenie Wrocławia



Rys. 5. Rozmieszczenie punktów pomiarowych w rejonie o zabudowie jednorodzinnej willowej

W poszczególnych punktach tego rejonu wykonano pomiary obu składowych: elektrycznej i magnetycznej natężenia pola zakłóceń na częstotliwości 0,5 i 16 MHz. Generator był przy tym dołączony na drugim piętrze budynku. Wykonano również dwie serie pomiarów na częstotliwości 30, 100 i 220 MHz, jedną przy dołączeniu generatora do sieci elektrycznej na parterze, drugą przy dołączeniu generatora do sieci na drugim piętrze budynku.

W zakresie częstotliwości poniżej 30 MHz składową elektryczną natężenia pola mierzono anteną prętową, składową magnetyczną — anteną ramową. W zakresie częstotliwości powyżej 30 MHz pomiar wykonano miernikiem natężenia pola z anteną dipolową w kształcie litery V. We wszystkich tych przypadkach podstawa anteny znajdowała się na wysokości około jednego metra nad powierzchnią ziemi.

W pozostałych rejonach wytypowano po około 9 punktów pomiarowych. Pomiar przeprowadzono na dwu częstotliwościach 0,5 i 16 MHz. Składową elektryczną natężenia pola zakłóceń mierzono anteną prętową pionową o długości 2 metrów, zainstalowaną na dachu samochodu osobowego.

3. ANALIZA I WYNIKI POMIARÓW

Porównanie przebiegu składowych natężenia pola (elektrycznej mierzonej anteną prętową i magnetycznej mierzonej anteną ramową) przeprowadzono wyznaczając różnicę w dB między obu składowymi w każdym punkcie rejonu i badano jej zależność od logarytmu odległości od źródła. Stwierdzono, że w terenie zabudowanym w zakresie fal średnich i krótkich przy odległościach od źródła większych od 20 m

nie występują między nimi istotne różnice. Współczynnik korelacji dla obu częstotliwości był mniejszy niż 0,08.

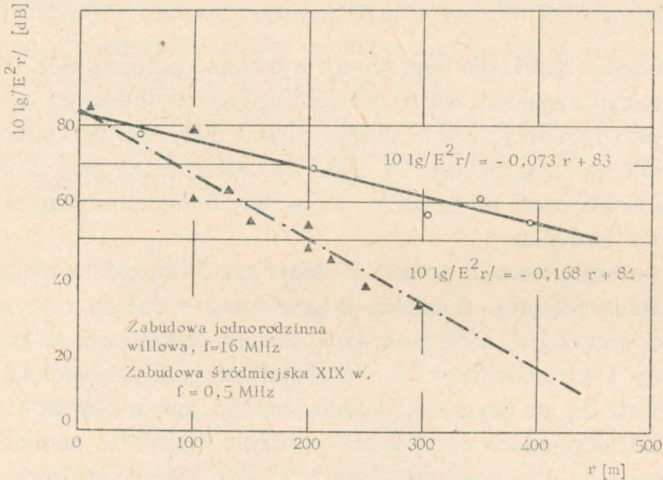
Przy badaniu wpływu różnych czynników na wartość tłumienia zakłóceń przyjęto, zgodnie z wynikami rozważania przeprowadzonego w Dodatku 1 (równanie A.14), że w obszarze zabudowanym natężenie pola zakłóceń maleje ze wzrostem odległości od źródła według zależności

$$E = C \cdot r^{-1/2} \cdot e^{-\alpha r} \quad (1)$$

w której E natężenie pola zakłóceń w $\mu\text{V/m}$, r odległość od źródła w metrach, α współczynnik tłumienia w dB/m i C wielkość stała. Weryfikację tej zależności przeprowadzono, przekształcając dla uproszczenia działań rachunkowych wyrażenie nieliniowe, jakim jest równanie (1), w liniowe. Weryfikowana funkcja przyjęła wtedy postać

$$10 \lg(E^2 r) = -\alpha r + b \quad (2)$$

Następnie badano zależność między $10 \lg(E^2 r)$ i odległością od źródła r . Dla ilustracji na rys. 6. przedstawiono wyniki pomiarów dla zabudowy jednorodzinnej will-



Rys. 6. Przebieg funkcji $10 \lg(E^2 r) = f(r)$

lowej i śródmiejskiej XIX w. (pozycja 4 w tablicy 1). Jak widać z tego rysunku, wyniki pomiarów układają się dość wyraźnie wzdłuż prostych. Badanie współzależności cech przeprowadzono:

- dla rejonu o zabudowie jednorodzinnej willowej oddzielnie i łącznie dla wszystkich wytyczonych tras (górna krzywa),
- dla pozostałych rejonów łącznie dla wszystkich wyników z danego rejonu.

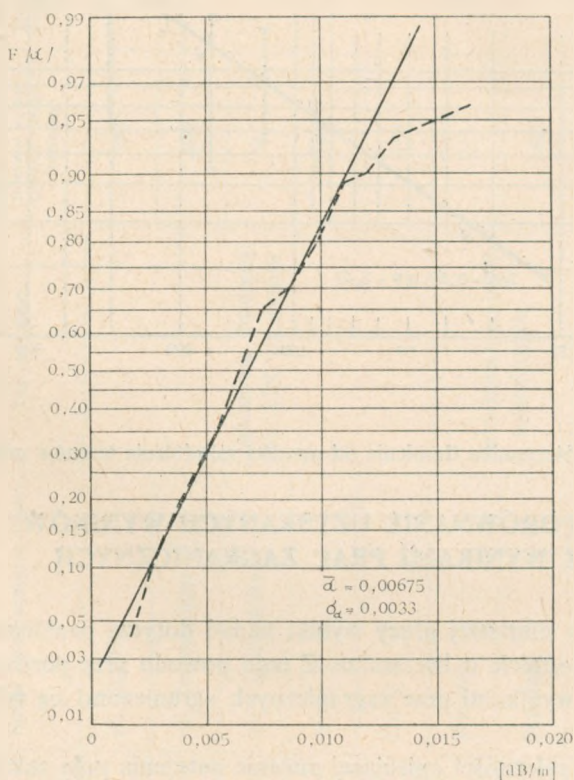
We wszystkich przypadkach uzyskano współczynnik korelacji większy niż 0,85. Wynik ten wskazuje na dużą zgodność danych empirycznych z założonym modelem.

Badanie wpływu wysokości umieszczenia źródła zakłóceń na rozptył zakłóceń przeprowadzono wyznaczając współczynnik tłumienia α dla każdego punktu rejonu.

Otrzymane wartości α podzielono na dwie grupy. Do jednej grupy zaliczono uzyskane wartości przy umieszczeniu źródła zakłóceń na parterze, do drugiej grupy przy umieszczeniu źródła zakłóceń na drugim piętrze budynku. Dla grup tych zbudowano dystrybuanty i testowano ich różnice testem λ — Kołmogorowa-Smirnowa. Stwierdzono, że nie występują istotne różnice w wielkości tłumienia zakłóceń przy umieszczeniu źródła zakłóceń na różnych kondygnacjach budynku. Stwierdzenie to nie dotyczy pomieszczeń piwnicznych, których nie objęto badaniami. Poziom istotności $P(\lambda) = 0,998$.

Otrzymane dla rejonu o zabudowie jednorodzinnej willowej współczynniki tłumienia poddano analizie korelacyjnej. Badano zależność między wartością współczynnika tłumienia i częstotliwością. W wyniku przeprowadzonych obliczeń otrzymano, że zależność między nimi w zakresie częstotliwości od 0,5 do 200 MHz jest niewyraźna. Współczynnik korelacji równał się 0,057.

Dystrybuantę zbiorczą współczynników tłumienia dla tego rejonu przedstawiono na rys. 7. Testem λ — Kołmogorowa sprawdzono, że rozkład tłumienia natężenia pola zakłóceń wyrażony w dB/m jest rozkładem normalnym.



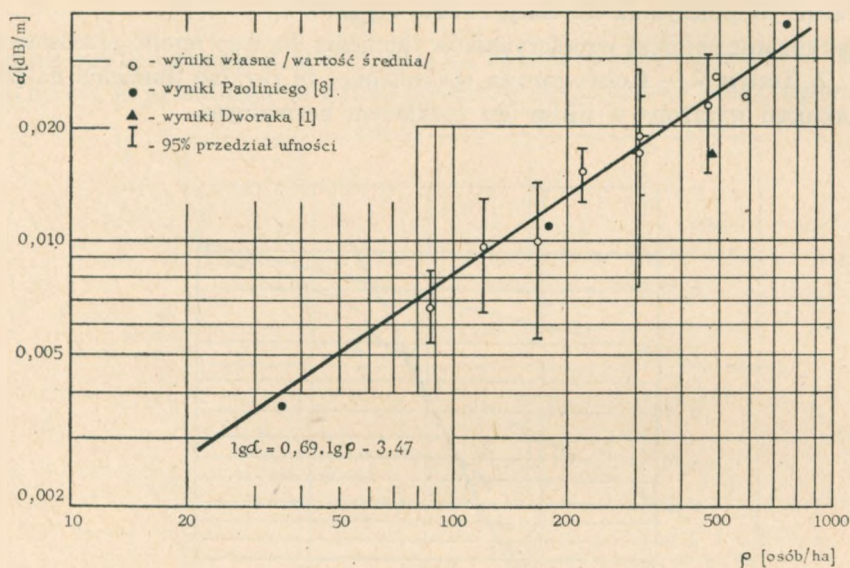
Rys. 7. Rozkład wartości współczynnika tłumienia dla rejonu o zabudowie willowej jednorodzinnej

Wartości średnie współczynników tłumienia α dla wytypowanych rejonów miasta wyznaczono, przeprowadzając estymację parametrów równania (2) metodą najmniejszych kwadratów. Otrzymane wartości zestawiono w tablicy (str. 43).

Badając związek między wartością średnią współczynnika tłumienia i gęstością zaludnienia terenów mieszkalnych netto, otrzymano równanie regresji o postaci

$$\alpha = 3,4 \cdot 10^{-4} \rho^{0,69} \quad (3)$$

w którym α współczynnik tłumienia w dB/m, ρ gęstość zaludnienia terenów mieszkalnych netto w osobach/ha. Współczynnik korelacji równał się 0,92. Powyższą zależność przedstawiono na rys. 8. Na rysunku tym naniesiono również uzyskane wyniki dla poszczególnych rejonów miasta.



Rys. 8. Zależność współczynnika tłumienia od gęstości zaludnienia terenów mieszkalnych netto

4. PORÓWNANIE UZYSKANYCH WYNIKÓW Z WYNIKAMI PRAC ZAGRANICZNYCH

Przedstawione w niniejszej pracy wyniki badań dotyczą problemu, który tylko częściowo znajduje odbicie w literaturze. Z tego powodu przy porównywaniu uzyskanych wyników z wynikami prac zagranicznych ograniczono się tylko do niektórych zagadnień.

Do porównania zależności opisującej malenie natężenia pola zakłóceń ze wzrostem odległości od źródła w terenie zabudowanym wykorzystano prace Dworaka [1], Paoliniego [8] oraz Piewnickiego [4]. Uzyskane przez nich wyniki zestawiono na

Tablica

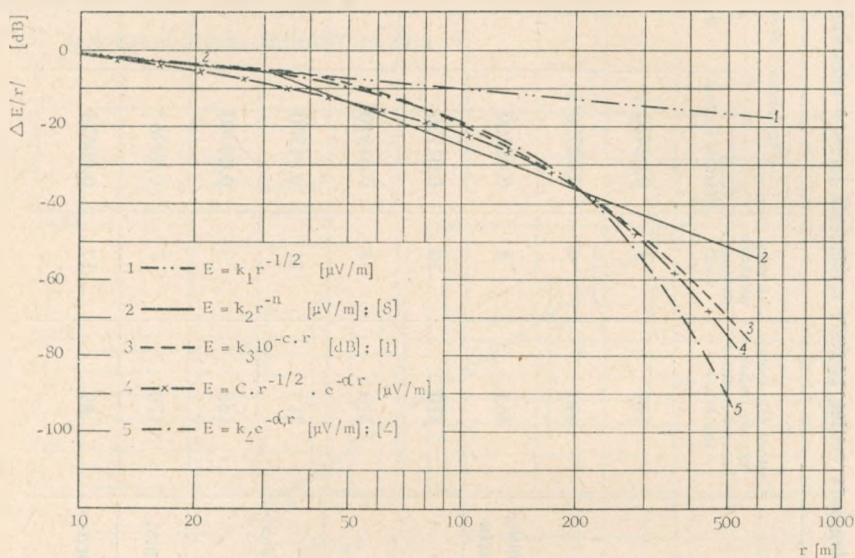
Wartość średnia współczynnika tłumienia według gęstości załadnienia terenów mieszkalnych netto

Nr	Nazwa administracyjna regionu	Typ zabudowy	Gęstość załadnienia terenów mieszkalnych netto q (osoby/ha)	Liczba punktów pomiarowych	Współczynnik tłumienności α w dB/m		Współczynnik korelacji
					Wartość średnia	95% przedział ufności	
1	pl. Engelsa		590	9	0,02420 ¹⁾	—	—
2	ul. Żeromskiego		490	9	0,02720 ¹⁾	—	—
3	ul. Kłęczkowska	Zabudowa średniej-ska XIX w., zwarta	465	8	0,02300	0,0152-0,0308	0,94
4	Huby 1		310	10	0,01770	0,0075-0,028	0,85
5	Huby 2		310	8	0,01890	0,0133-0,0242	0,94
6	Piłzycze	Zabudowa typu osiedli robotniczych	213	11	0,01500	0,01244-0,01756	0,97
7	Sępólno		165	9	0,00980	0,00535-0,01425	0,89
8	Biskupin	Zabudowa mieszana	120	7	0,00967	0,00641-0,01293	0,96
9	Dąbie	Zabudowa jednorodzinna, willowa	89	17	0,00675	0,00548-0,00802	0,96

1) Wyznaczono z rozkładu wartości współczynnika tłumienia

rys. 9. Przyjęto przy tym, że wartości natężenia pola w odległości 10 i 200 m od źródła we wszystkich tych przypadkach są równe. Wartości te wybrano dlatego, że w większości przypadków właśnie w obszarze tych odległości były przeprowadzone pomiary.

Krzywa łamana 2 (rys. 9) ilustruje zależność uzyskaną przez Paoliniego. Pomiary wykonywał on w zakresie fal średnich, krótkich i UKF na terenie miast włoskich. Źródłem zakłóceń były urządzenia grzejne i medyczne wielkiej częstotliwości, umieszczone wewnątrz budynków. Natężenie pola mierzono na zewnątrz budynku na wysokości 3 m nad powierzchnią ziemi.



Rys. 9. Zależność natężenia pola zakłóceń od odległości. Porównanie wyników empirycznych

Krzywa 3 przedstawia zależność uzyskaną przez Dwořaka. Badaniami objął on w większości dzielnice mieszkaniowe o nowej zabudowie średnio wysokiej, luźnej. Pomiary były przeprowadzane dla różnej polaryzacji anten odbiorczych umieszczonych na dachach sąsiednich budynków oraz źródeł zakłóceń umieszczonych wewnątrz budynków na różnych kondygnacjach. Częstotliwość pomiarowa wynosiła 53 i 200 MHz.

W przypadku zależności uzyskanej przez Piewnickiego (krzywa 5) wiadomo tylko, że pomiary przeprowadzone były na terenie Kijowa i Leningradu w dzielnicach starych i nowych w zakresie częstotliwości od 0,15 do 10 MHz.

Własne badania zilustrowano krzywą 4.

Informacje dotyczące wartości współczynnika tłumienia w zależności od charakteru zabudowy są bardzo skąpe. Jak autorowi wiadomo, prace w tym kierunku były prowadzone przez Paoliniego i Dwořaka. Paolini wyznaczył wartość współczynnika n , występującą w wyrażeniu $E = k \cdot r^{-n}$ dla trzech zasadniczych typów zabudowy, na-

tomiast Dworak właściwie ograniczył swoje badania do zabudowy jednego typu. Uzyskane przez nich wyniki przetransponowano na równanie (1), wyznaczając współczynnik tłumienia α . Przyjęto przy tym jak wyżej, że wartości natężenia pola w obu funkcjach są równe w odległości 10 i 200 m od źródła. Wyniki te naniesiono na rys. 7, przy czym gęstość zaludnienia terenów mieszkalnych netto oszacowano, przyjmując średnio taką, jaka występuje u nas w kraju dla danego typu zabudowy. Z rysunku tego widać, że wyniki uzyskane przez Paoliniego i Dworaka są zbieżne z wynikami uzyskanymi w niniejszej pracy. Należy przypuszczać, że występujące w poszczególnych krajach dla danego typu zabudowy różnice w gęstości zaludnienia terenów mieszkalnych mogą spowodować jedynie przesunięcie prostej, lecz nie powinny zmienić jej nachylenia.

5. WNIOSKI

Na podstawie badań omawianych w niniejszej pracy stwierdzono:

- zgodność danych empirycznych z założonym modelem w przedziale odległości od źródła 20 do 500 m,
- wpływ gęstości zaludnienia terenów mieszkalnych na wielkość tłumienia zakłóceń. Wielkość współczynnika tłumienia zmienia się w granicach od 0,003 do 0,04 dB/m, przy czym mniejsza wartość występuje w rejonach o gęstości około 25 osób/ha, a wartość większa w rejonach o gęstości około 1000 osób/ha.

Nie zauważono natomiast:

- wpływu wysokości umieszczenia źródła zakłóceń oraz częstotliwości w zakresie 0,5 do około 200 MHz na wielkość tłumienia zakłóceń,
- występowania istotnych różnic w przebiegu składowych, elektrycznej mierzonej anteną prętową pionową i magnetycznej mierzonej anteną ramową, w odległościach od źródła ponad 20 m.

* * *

Na zakończenie pragnę podziękować doktorowi hab. R. G. Strużakowi za przejrzanie artykułu i cenne uwagi krytyczne oraz współpracownikom za pomoc przy wykonywaniu pomiarów.

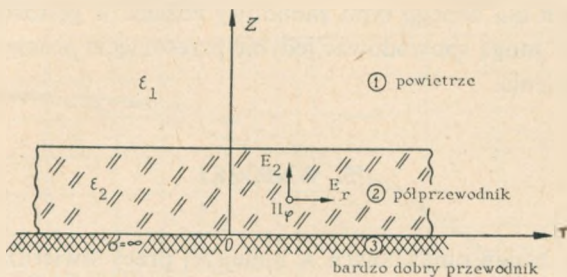
Dodatek 1. Rozchodzenie się fal w warstwie półprzewodzącej

Założmy, że mamy warstwę półprzewodzącą jednorodną (rys. 10) o przenikalności dielektrycznej ϵ_2 (zespolonej), magnetycznej $\mu_2 = 1$ oraz grubości l , rozciągającą się wzdłuż osi r i leżącą na doskonale przewodzącej powierzchni ($\sigma = \infty$). Na zewnątrz warstwy, gdzie $z > l$, mamy ośrodek o przenikalności dielektrycznej $\epsilon_1 = 1$ i magnetycznej $\mu_1 = 1$. Wprowadźmy cylindryczny układ współrzędnych r, φ, z .

Dla uproszczenia zagadnienia nasze rozważanie ograniczymy do zbadania występujących w obszarze $r_1 < r < \infty$ i $0 < z < \infty$ swobodnych lub własnych fal, spełniających w każdym ośrodku jednorodne równanie falowe [10]

$$\nabla^2 \vec{\Pi} + k\epsilon \vec{\Pi} = 0 \quad (\text{A.1})$$

gdzie $\vec{\Pi}$ jest elektrycznym wektorem Hertza, mającym w rozpatrywanym przypadku tylko jedną składową Π_z , różną od zera, $k = \omega/c$ jest liczbą falową rozpatrywanego ośrodka.



Rys. 10. Przekrój pionowy przez warstwę półprzewodzącą

Składowe pola elektromagnetyczne związane są z elektrycznym wektorem Hertza za pomocą poniższych zależności:

$$\vec{E} = \text{grad div } \vec{\Pi} + k^2 \epsilon \vec{\Pi} \quad (\text{A.2})$$

$$\vec{H} = -jk\epsilon \text{rot } \vec{\Pi}$$

Rozwiązanie szczególne równania (A. 1) dla układu cylindrycznego w obszarze $r_1 < r < \infty$ i $0 < z < l$ przy spełnieniu warunków brzegowych $\frac{d\Pi_z}{dz} = 0$ dla $z = 0$, jak można wykazać, ma postać

$$\Pi_z = AH_0^{(1)}(hr) \cdot \cos(gz) \quad (\text{A.3})$$

gdzie

$$h^2 = k^2 \epsilon_2 - g^2 \quad (\text{A.4})$$

Po podstawieniu równania (A. 3) do równania (A.2) otrzymujemy

$$E_r = Ahg H_1^{(1)}(hr) \cdot \sin(gz)$$

$$E_z = Ah^2 H_0^{(1)}(hr) \cdot \cos(gz) \quad (\text{A.5})$$

$$H_\phi = -j Ahk\epsilon_2 H_1^{(1)}(hr) \cdot \cos(gz)$$

$$E_\phi = H_r = H_z = 0$$

Na zewnątrz warstwy półprzewodzącej dla $z > 1$ rozwiązaniem szczególnym równania (A.1) jest

$$\Pi_z = BH_0^{(1)}(hr) \cdot e^{-pz} \quad (\text{A.6})$$

gdzie

$$p^2 = h^2 - k^2 \quad (\text{A.7})$$

przy czym spełniony musi być warunek

$$\text{Re}(p) > 0$$

Po podstawieniu równania (A.7) do (A.2) otrzymamy

$$\begin{aligned} E_r &= B p h H_1^{(1)}(hr) \cdot e^{-pz} \\ E_z &= B h^2 H_0^{(1)}(hr) \cdot e^{-pz} \\ H_\varphi &= -j B h k H_1^{(1)}(hr) \cdot e^{-pz} \\ E_\varphi &= H_r = H_z = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Porównując składowe E_r i H_φ na powierzchni granicznej dochodzimy do zależności

$$p = \frac{1}{\varepsilon_2} g \operatorname{tg}(gl) \quad (\text{A.9})$$

z równań (A.4), (A.7) i (A.9) otrzymamy wyrażenie na g w postaci uwikłanej

$$g^2 \left[1 + \frac{1}{\varepsilon_2} \operatorname{tg}^2(gl) \right] = k^2(\varepsilon_2 - 1) \quad (\text{A.10})$$

Powyższą zależność przedyskutujemy dla dwóch skrajnych przypadków $\operatorname{tg}(gl) = 0$ i $\operatorname{tg}(gl) \gg 1$. Dla uproszczenia wywodu założymy $\operatorname{Im}(gl) = 0$. W przypadku $\operatorname{tg}(gl) = 0$ otrzymujemy $p = 0$ i $h_n = k$. Zachodzi to dla $\operatorname{Re}(kl\sqrt{\varepsilon_2 - 1}) = n\pi/2$, gdzie $n = 0, 2, 4, \dots$, wtedy w warstwie półprzewodzącej zaczynają się pojawiać nowe fale. Częstotliwość, przy których one się pojawiają, nazywamy częstotliwościami krytycznymi.

W przypadku częstotliwości mniejszych niż częstotliwość krytyczna dana fala nie może istnieć, gdyż rozpatrywana warstwa traci swoje falowodowe właściwości. Podstawowy rodzaj fali nie ma częstotliwości krytycznej, może on istnieć w przypadku dowolnie małej częstotliwości.

Dla częstotliwości znacznie większej niż częstotliwość krytyczna danej fali $\operatorname{tg}(gl) \gg 1$, wtedy otrzymamy

$$h_n \approx k \sqrt{\varepsilon_2} \quad (\text{A.11})$$

Jeżeli dla danej długości fali $\operatorname{tg}(gl)$ nieograniczenie wzrasta, to (gl) dąży do wartości skończonej równej $(n+1)\pi/2$, gdzie $n = 0, 2, 4, \dots$.

Fale wyższych rzędów ($n \geq 1$) w warstwie półprzewodzącej są szybciej wytłumiane, a ich wkład w ogólne pole dla $(hr) > 1$ jest do pominięcia w porównaniu z podstawowym rodzajem fali. W związku z tym w dalszych naszych rozważaniach ograniczymy się do rodzaju podstawowego.

W ośrodku półprzewodzącym $\varepsilon_2 = \varepsilon_2' + j\varepsilon_2''$, gdzie ε_2' jest zwykłą stałą dielektryczną, a $\varepsilon_2'' = \frac{4\pi\sigma}{\omega}$.

Zakładając, że rozpatrywany ośrodek jest mało stratny, to znaczy $\frac{\varepsilon_2''}{\varepsilon_2'} \ll 1$, z zależności (A.11) otrzymamy

$$h = k\sqrt{\varepsilon_2'} + j\frac{2\pi\sigma}{c\sqrt{\varepsilon_2'}} \quad (\text{A.12})$$

Re(h) określa prędkość fazową u fali

$$u = \frac{\omega}{\text{Re}(h)}$$

natomiast Im(h) jest współczynnikiem zaniku fali w warstwie półprzewodzącej. Dla dużych wartości hr funkcję Hankela można zastąpić przez asymptotyczne wyrażenie

$$H_m^{(1)}(hr) = \sqrt{\frac{2}{\pi hr}} e^{j[hr - (2m+1)\pi/4]} \quad (\text{A.13})$$

Po podstawieniu równania (A.12) i (A.13) do równania (A.5) ostatecznie uzyskamy wyrażenie na składowe pola elektromagnetyczne w warstwie półprzewodzącej o następującej postaci

$$\begin{aligned} |E_z| &= \frac{|C_1|}{\sqrt{r}} \cdot e^{-\alpha r} \\ |H_\varphi| &= \frac{|C_2|}{\sqrt{r}} \cdot e^{-\alpha r} \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

gdzie $\alpha = \text{Im}(h)$ jest współczynnikiem tłumienia fali w warstwie półprzewodzącej, a stałe C_1 i C_2 są określone poniższą zależnością

$$\begin{aligned} C_1 &= A (2h^3/\pi)^{1/2} \cdot \cos(gz) \cdot e^{-j\{[\text{Re}(h)]r - 5\pi/4\}} \\ C_2 &= Ak\varepsilon_2(2h/\pi)^{1/2} \cdot \cos(gz) \cdot e^{-j\{[\text{Re}(h)]r - 5\pi/4\}} \end{aligned}$$

WYKAZ LITERATURY

1. Dwořak T.: Výzkum šíření rušivého signálu v zastavěném terénu ve III pásmu, Sprawozdanie Výzkumného Ústavu Spoju, 1960
2. Contribution of the Czechoslovak National Committee to CISPR Study Question nr 23: Interference from industrial r. f. equipment. Dokument CISPR/WG2/Czechosłowacja/5 – marzec, 1961

3. Unconfirmed Minutes of the meeting of the CISPR and its Sub-Committees held in Stresa from 28th August to 4th September 1967. Dokument R. I. 17/CISPR – luty, 1968
4. Obobsczennye statisticeskije charakteristiki, neobchodimyje dla rasczeta optimalnoj kompleksnoj sistemy ustranienija pomiech w gorodach. Dokument OSS 120965 – NIIR – 10 (Piewnicki), 1968
5. USA recommendation with respect to CISPR Recommendation 16/1. Dokument CISPR/WG2/USA-Garlan/9 – luty, 1967
6. USA contribution to CISPR Recommendation 39 (Stresa 1967) – Limits of interference from ISM RF equipment (excluding RF excited arc welders and surgical diathermy equipment). Reference: CISPR/Secretariat/747, November 1967. Dokument CISPR/WG2/USA-Garlan/10 – kwiecień, 1968
7. USA comment regarding proposal for the revision of CISPR Report No 21, Reference: CISPR/WG2/Italy-Paolini/6 March 1969. Dokument CISPR/WG2/USA-Garlan/11 – kwiecień, 1969
8. *Paolini E.*: Attenuation Measurements of MF, HF and VHF Waves over the Ground Surface, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility Vol. 10, nr 3, sierpień, 1968, str. 307–312
9. *Ogulewicz S.*: Wpływ zabudowy miejskiej na wskaźniki rozkładu natężenia pola w IV zakresie częstotliwości przy małych kątach elewacji. Instytut Łączności, Sprawozdanie Wewnętrzne, Warszawa, 1969
10. *Wainstein L. A.*: Fale elektromagnetyczne, PWN – Warszawa, 1963

3. Рымарович

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОМЕХ В ДИАПАЗОНЕ СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН В НАСЕЛЕННЫХ МЕСТНОСТЯХ

Резюме

В статье рассматриваются измерения распространения радиоэлектрических помех в населенной местности. Источником излучающим помехи является электрическое сетевое оборудование постройки с приключенным к нему по симметрической схеме измерительным генератором.

Доказывается что напряженность поля падает с увеличением расстояния, в степень зависимой от густоты заселения окружающих населенных местностей.

В статье рассматриваются результаты измерений для разных типов застройки.

Z. Rymarowicz

MEASUREMENTS OF RADIO INTERFERENCE PROPAGATION IN MEDIUM AND SHORT WAVE BANDS IN THE INHABITED AREAS

Summary

In the paper the propagation measurements of radio interference in the inhabited areas have been discussed.

As the source of radiation, the electric installation of a building was used, with the measuring generator applied to it unsymmetrically.

It has been proved that with growing distance the strength of the interference field diminishes in a degree depending on the density of population of the surrounding inhabited areas. The results of measurements for different types of area development have been discussed.

Z. Rymarowicz

MESURES DE LA PROPAGATION DES PERTURBATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES DANS LE DIAPASON D'ONDES MOYENNES ET COURTES DANS LES TERRAINS HABITÉS

Résumé

Dans l'article on a traité les mesures de propagation des perturbations radio-électriques dans le terrain habité.

La source du rayonnement consiste en installation électrique du bâtiment avec un générateur de mesure inclus d'une façon asymétrique.

On a démontré, que l'intensité du champ de perturbations décroît avec la distance au degré dépendant de la densité du peuplement de terrains habités.

Dans l'article sont traités les mesures de propagation pour divers types du terrain couvert de construction.

Z. Rymarowicz

AUSBREITUNGSMESSUNGEN VON FUNKSTÖRUNGEN IM MITTEL- UND KURZWELLENBEREICH IN BEWOHNTE GELÄNDEN

Zusammenfassung

Es werden die Messungen der Ausbreitung von Funkstörungen im bebauten Gelände besprochen. Als Ausstrahlungselement diente die elektrische Anlage des Gebäudes mit dem an sie angeschlossenen Messender in unsymmetrischer Schaltung. Es wurde bewiesen, dass die Störfeldstärke mit dem Abstand abnimmt, wobei der Abnahmegrad von der Bevölkerungsdichte der bewohnten Umgebungsgelände abhängt.

Im Aufsatz wurden die Messresultate für verschiedene Bebauungsarten besprochen.

ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI

621.391.832

ANALIZA PRZESŁUCHÓW MIĘDZYKANALOWYCH I ZNIEKSZTAŁCEŃ W DEKODERACH Z DETEKcją OBWIEDNI ZŁOŻONEGO SYGNAŁU STEREOFONICZNEGO

W artykule rozpatruje się zagadnienia zniekształceń sygnałów stereofonicznych, wywołanych błędem fazowym odtworzonej podnośnej, przy zastosowaniu detekcji obwiedni złożonego sygnału stereofonicznego.

Wyprowadzono wzory i opracowano program obliczeń przesłuchów międzykanałowych zrozumiałych i niezrozumiałych oraz obliczeń zniekształceń nieliniarnych i zmian dynamiki transmitowanego sygnału.

Do realizacji obliczeń zastosowano elektroniczną maszynę cyfrową.

Przytoczone wyniki obliczeń przeanalizowano i przedyskutowano.

1. WSTĘP

W teletransmisyjnych systemach radiofonii stereofonicznej, w celu przesłania jednocześnie dwóch przebiegów akustycznych, stosuje się niesymetryczną modulację amplitudową.

Sam prąd częstotliwości nośnej stosowany w takim systemie, zwany w tym przypadku potocznie podnośną*), nie zawiera informacji i w praktyce może być w torze przesyłowym całkowicie lub częściowo stłumiony. Prąd tej częstotliwości potrzebny jest natomiast po stronie odbiorczej i w tym celu musi być odtwarzany.

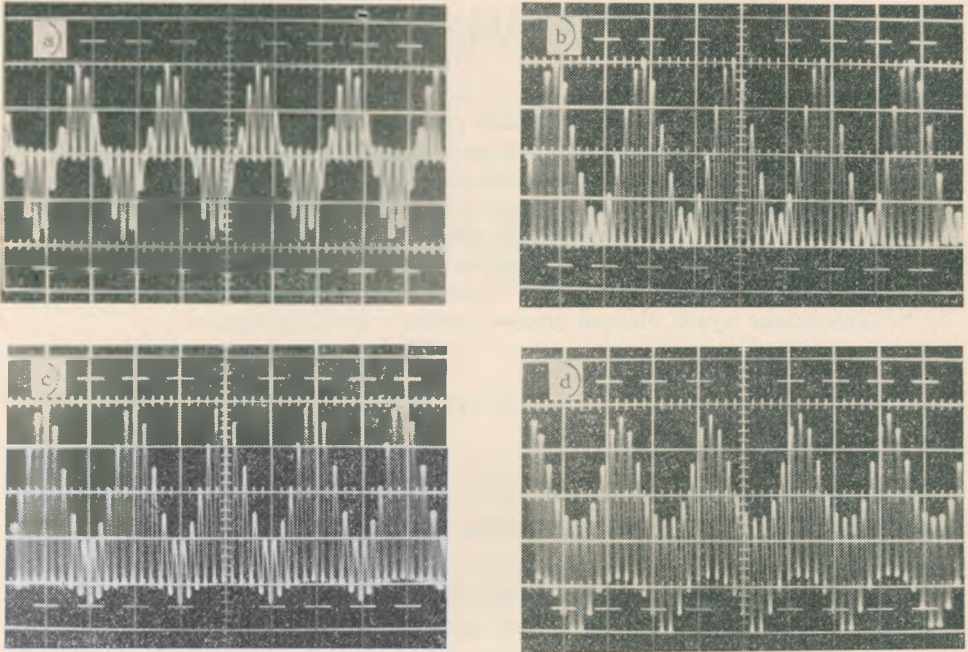
W celu zapewnienia właściwego odtworzenia podnośnej w urządzeniu odbiorczym, co jest konieczne dla prawidłowego dekodowania sygnału złożonego i wydzielenia z niego obu transmitowanych sygnałów akustycznych, nadawany jest sygnał pilotujący o częstotliwości równej połowie częstotliwości stłumionej całkowicie podnośnej (w stereofonicznym systemie z częstotliwością pilotującą) lub częściowo stłumioną podnośną (w stereofonicznym systemie z tzw. modulacją polarną).

Powstający w torze transmisyjnym z różnych przyczyn błąd fazowy odtwarzanej podnośnej powoduje nieliniarne zniekształcenie obu obwiedni sygnału o dwustron-

*) W systemie radiofonii stereofonicznej nazwę „prąd częstotliwości nośnej” zachowuje się dla oznaczenia prądu wielkiej częstotliwości, emitowanego przez stację radiową i modulowanego częstotliwościowo złożonym sygnałem stereofonicznym.

nej modulacji amplitudowej oraz zniekształcenia dynamiki przekazywanych sygnałów. Po demodulacji takiego sygnału za pomocą dwóch amplitudowych detektorów obwiedni (dwie diody o przeciwnych kierunkach przewodzenia) powyższe zniekształcenia będą występować na wyjściach obu detektorów, niezależnie od zniekształceń wywołanych ograniczoną wartością stałej czasowej detektorów [2].

Na rysunku 1 pokazane są oscylogramy drgania o niesymetrycznej modulacji dwustronnej przy jednym czynnym kanale, odpowiadającym obwiedni dodatnich półokresów podnośnej, przy różnych wartościach błędu fazowego odtwarzanej podnośnej.



Rys. 1. Zależność kształtu obwiedni sygnału o niesymetrycznej modulacji amplitudowej od błędu fazowego podnośnej φ

a) przy całkowitym stłumieniu podnośnej, b) przy $\varphi = 0$, c) przy $\varphi = 20^\circ$, d) przy $\varphi = 70^\circ$

Oscylogramy te zostały otrzymane przy wykorzystaniu opisanego w [3 i 4] syntezy przebiegów modulowanych, wyposażonego w dodatkowy tor dla składowej małej częstotliwości sygnału o dwustronnej modulacji amplitudowej.

Na rysunku 1a pokazano kształt złożonego sygnału stereofonicznego przy jednym czynnym kanale przy całkowicie stłumionej podnośnej, na rys. 1b — sygnał złożony przy zerowym błędzie fazowym odtwarzanej podnośnej, a na rys. 1c i 1d — z błędem fazowym równym odpowiednio: 20° i 70° . Z przytoczonych na rys. 1 oscylogramów widać, że błąd fazowy odtwarzanej podnośnej wywołuje pojawienie się sygnału w biernym kanale, odpowiadającym obwiedni ujemnych półokresów podno-

szej, co oznacza powstawanie międzykanałowego przesłuchu zrozumiałego i niezrozumiałego. Jednocześnie występują także zniekształcenia obwiedni dodatnich półokresów podnośnej, odpowiadającej kanałowi czynnemu.

2. ANALIZA ZNIEKSZTAŁCEŃ OBWIEDNI SYGNAŁU O DWUSTRONNEJ NIESYMETRYCZNEJ MODULACJI AMPLITUDOWEJ

Wartość chwilową napięcia sygnału o dwustronnej niesymetrycznej modulacji amplitudowej można opisać w ogólnym przypadku następującym równaniem:

$$e(t) = \frac{A(t) + B(t)}{2} + \left[1 + \frac{A(t) - B(t)}{2} \right] \cos \omega_0 t \quad (1)$$

gdzie: $A(t)$, $B(t)$ — sygnały modulujące małej częstotliwości w kanałach A i B ,
 ω_0 — pulsacja podnośnej.

Ze wzoru (1) wynika, że sygnał o dwustronnej niesymetrycznej modulacji amplitudowej jest superpozycją dwóch sygnałów: sygnału o zwykłej symetrycznej amplitudowej modulacji podnośnej drganiem różnicowym $\frac{A(t) - B(t)}{2}$ oraz sygnału małej częstotliwości $\frac{A(t) + B(t)}{2}$.

Sygnał wg wzoru (1) ma cenną właściwość odpowiedniości (kompatybilności). Przy odbiorze takiego sygnału za pomocą odbiornika monofonicznego składowa wielkiej częstotliwości sygnału (1) jest odfiltrowywana za pomocą obwodu deemfazy w odbiorniku. Odbiornik monofoniczny będzie zatem odtwarzać jedynie sygnał „m.cz.” (sumaryczny), w którym zawarta jest informacja monofoniczna.

Przy modulacji drganiem sinusoidalnym tylko jednego kanału, odpowiadającego np. dodatnim półokresom podnośnej, i przy błędzie fazowym podnośnej różnym od $\pm n\pi$ ($n = 0, 1, 2 \dots$) chwilową wartość napięcia sygnału złożonego można opisać wzorem:

$$e(t) = \frac{m}{2} \cos pt + \frac{m}{4} [\cos(\omega_0 - p)t + \cos(\omega_0 + p)t] + \cos(\omega_0 t + \varphi) = m \cos pt + Z(t) \quad (2)$$

gdzie: p — pulsacja sygnału modulującego,

φ — błąd fazowy odtworzonej podnośnej,

$\frac{m}{2}$ — współczynnik głębokości modulacji podnośnej przy $\varphi = 0$.

Składowa wielkiej częstotliwości $Z(t)$ drgania przedstawionego wzorem (2) jest opisywana równaniem:

$$Z(t) = y(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)] \quad (3)$$

Obwiednia sygnału $Z(t)$ ma postać

$$y(t) = \sqrt{1 + m \cos \varphi \cos pt + \frac{m^2}{4} \cos^2 pt} \quad (4)$$

a jego faza jest równa

$$\psi(t) = -\arctg \frac{\sin \varphi}{\frac{m}{2} \cos pt + \cos \varphi} \quad (5)$$

Obwiednię dodatnich półokresów drgania o dwustronnej niesymetrycznej modulacji amplitudowej podnośnej E_a tworzy zbiór chwilowych wartości sygnału $e(t)$, odpowiadających momentom czasu, w których:

$$\cos[\omega_0 t + \psi(t)] = 1 \quad (6)$$

Obwiednię ujemnych półokresów E_b tworzy natomiast zbiór odpowiadający momentom, w których:

$$\cos[\omega_0 t + \psi(t)] = -1 \quad (7)$$

Uwzględniając (6) i (7) znajdujemy następujące równania dla górnej (E_a) i dolnej (E_b) obwiedni sygnału (2):

$$E_a = \frac{m}{2} \cos pt + y(t) \quad (8)$$

$$E_b = \frac{m}{2} \cos pt - y(t) \quad (9)$$

Dla wyznaczenia zniekształceń obwiedni sygnału (2) i przesłuchów międzykanałowych należy rozłożyć funkcję $y(t)$ w szereg Fouriera.

Ponieważ funkcja ta jest funkcją parzystą względem argumentu pt , jej rozkład będzie zawierał wyłącznie składowe cosinusoidalne

$$y(t) = \frac{1}{2} C_0 + C_1 \cos pt + C_2 \cos 2pt + C_3 \cos 3pt + \dots + C_n \cos pt \quad (10)$$

Zniekształcenia dynamiki sygnału w kanale czynnym będą równe:

$$S = 20 \lg \frac{0,5m + C_1}{m} \quad (11)$$

Zniekształcenia harmoniczne sygnału w kanale czynnym:

$$h_a = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + C_4^2 + \dots + C_n^2}}{0,5m + C_1} \cdot 100\% \quad (12)$$

Przesłuchy zrozumiałe z kanału A do kanału B :

$$P_b = 20 \lg \frac{0,5m - C_1}{0,5m + C_1} \quad (13)$$

Przesłuchy niezrozumiałe, które zgodnie z definicją określa się stosunkiem wartości skutecznej napięcia zakłóceń w kanale biernym do napięcia sygnału użytecznego w kanale czynnym, będą w rozpatrywanym przypadku równe współczynnikowi zniekształceń harmoniczných sygnału w kanale czynnym (h_a). Z analizy zależności (8) i (9) wynika bowiem, że zniekształcenia tłumieniowe i nieliniarne, powstające w kanale biernym z powodu błędu fazowego podnośnej, różnią się jedynie znakiem od zniekształceń powstających z tego powodu w kanale czynnym.

Powyższe wnioski dotyczyły przypadku istnienia pożądanej modulacji tylko w jednym kanale, co na przykład ma miejsce w czasie pomiarów parametrów stereofonicznych toru transmisyjnego. Można udowodnić, że w tym przypadku zniekształcenia obwiedni półokresów podnośnej, odpowiadającej czynnemu kanałowi, nie osiągają maksymalnych wartości, ponieważ głębokość modulacji amplitudowej podnośnej jest w tym przypadku równa jedynie połowie maksymalnej głębokości modulacji, przewidzianej*) dla danego systemu.

Maksymalna głębokość amplitudowej modulacji podnośnej ma miejsce przy

$$A(t) = -B(t)$$

W takim przypadku złożony sygnał stereofoniczny składa się wyłącznie ze składowej wielkiej częstotliwości, a jego górna obwiednia różni się jedynie znakiem od dolnej.

$$E_a = y(t)$$

$$E_b = -y(t)$$

Przy modulacji sygnałem sinusoidalnym zależność opisująca jedną z tych obwiedni, np. górną, będzie miała również postać (9) z tą różnicą, że zamiast współczynnika $\frac{m}{2}$ należy podstawić jego podwójną wartość, to znaczy m .

Współczynnik zniekształceń harmoniczných obwiedni będzie w tym przypadku równy:

$$h_{\max} = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + C_4^2 + \dots + C_n^2}}{C_1} \cdot 100\% \quad (14)$$

lub przy uwzględnieniu (12)

$$h_{\max} = h_a \left[1 + \frac{m}{2C_1} \right] \quad (15)$$

Bezpośrednie rozłożenie obwiedni $y(t)$ w szereg Fouriera z powodu złożonej postaci funkcji podcałkowych jest zadaniem trudnym.

W celu wyznaczenia współczynników C_n szeregu (10) zastosujemy numeryczną metodę całkowania. W związku z okresowością funkcji podcałkowych celowe jest zastosować tu jedną z metod całkowania funkcji okresowych [5].

*) Maksymalna wartość dopuszczalnego współczynnika głębokości modulacji podnośnej w systemie z częstotliwością pilotującą może wynosić 90%, a w systemie z modulacją polarną (eksploatowanym w ZSRR) 80%.

Występujące w wyrażeniach podcałkowych mnożniki $\cos pt$ nie zależą od postaci funkcji $y(t)$. Można więc je uważać za funkcje wagi. Przemienność znaków funkcji wagi można wyrugować w prosty sposób zamianą tych mnożników na $(1 - \cos npt)$. Ta metoda prowadzi jednak do znacznego zwiększenia nakładu pracy traconej na obliczenia. Każdej z funkcji $(1 - \cos npt)$ będą bowiem odpowiadać własne rzędne, przy których stopień dokładności kwadratury jest najwyższy. Każdy zaś współczynnik C_n powinien być obliczony na podstawie własnego ziarnistego zbioru wartości funkcji $y(t)$.

Aby sprowadzić niezbędną liczbę wyznaczanych składników zbioru wartości funkcji $y(t)$ do minimum, mnożniki $\cos npt$ przyłączymy do funkcji całkowanej. Funkcja wagi będzie przy tym równa jedności.

Dla stałej funkcji wagi najwyższy trygonometryczny stopień dokładności ma kwadratura o równomiernie rozłożonych węzłach interpolacji i jednakowych współczynnikach [5].

Stosując tę zasadę całkowania numerycznego, otrzymujemy następujące wzory na obliczenie cosinusoidalnych współczynników Fouriera funkcji $y(t)$.

$$C_n \approx \frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} y(t_i) \cos \frac{in\pi}{l} \quad (16)$$

gdzie: $y(t_i)$ — wartość funkcji $y(t)$ przy $t_i = \frac{i \cdot T}{l}$ $i = 0, 1, 2, \dots, l-1$

T — okres funkcji $y(t)$; $T = \frac{2\pi}{p}$

l — liczba parzysta, na którą został równomiernie podzielony okres T funkcji $y(t)$.

Przeprowadzone wstępnie obliczenia wykazały, że zadowalającą dla celów praktycznych dokładność obliczeń współczynników C_n według wzoru (16) otrzymuje się przy $l \approx 120$. Przy tak dużej liczbie potrzebnych rzędnych funkcji $y(t)$ analizę zniekształceń obwiedni sygnału o dwustronnej niesymetrycznej amplitudowej modulacji podnośnej w interesującym dla zastosowań praktycznych zakresie zmian parametrów takiego sygnału można przeprowadzić praktycznie tylko przy zastosowaniu elektronicznych maszyn cyfrowych.

3. PROGRAM OBLICZEŃ PRZESŁUCHÓW MIĘDZYKANALOWYCH I ZNIEKSZTAŁCEŃ ZA POMOCĄ ELEKTRONICZNEJ MASZYNY CYFROWEJ

Poniżej przytacza się program obliczeń przesłuchów międzykanałowych, zniekształceń harmonicznycch i tłumieniowych obwiedni sygnału o dwustronnej niesymetrycznej modulacji amplitudowej podnośnej, wywołanych błędem fazowym podnośnej przy wykorzystaniu wzorów wyprowadzonych w rozdziale 2. Program obliczeń został sformułowany w języku algorytmicznym Algol dla konkretnej reprezentacji

tego języka, stosowanej w maszynie typu Odra-1204. Przejście z tego poziomu Algolu na niższy poziom języka względnie na inną jego konkretną reprezentację nie przedstawia żadnych trudności.

Przed sformułowaniem algorytmu obliczeń w tym języku wyprowadzmy jednak niezbędne uproszczone oznaczenia stałych i zmiennych.

Oznaczenie stosowane dotychczas	Oznaczenie stosowane w programie obliczeń
pt	X
$y(t)$	Y
φ	Fi
h_a	h
h_{max}	hm
P_b	P
S	S
C_n	C_n
π	PI

Wszystkie pozostałe, stosowane w programie, pomocnicze oznaczenia stałych i zmiennych noszą dla tego programu i jego bloków składowych charakter lokalny.

```
begin real X, m, Fi1, Fi2, dFi, p1, PI, YY, S, h, hm, P;
```

```
  integer i, j, i1, n;
```

```
  array C [1:4];
```

```
real procedure Y(X,m,Fi);
```

```
real X, m, F;
```

```
begin
```

```
  Y =  $\sqrt{1 + m \cdot \cos(Fi) \cdot \cos(X) + m \cdot m \cdot \cos(X) \cdot \cos(X)/4}$ ; end Y;
```

```
Start:
```

```
  read (m, Fi1, Fi2, dFi); n :=  $(Fi2 - Fi1) / dFi$ ; ('affix');
```

```
  PI := 3.141592653589; p1 := PI/60;
```

```
  space (5); print ('m = '); format ('d.ddd');
```

```
  space (7); format ('dd.d');
```

```
  print (Fi1, 'Fi', Fi2);
```

```
  Fi :=  $Fi \cdot p1 / 3$ ; line (2);
```

```
  for i := 0 step 1 until n do
```

```
  begin
```

```
    Fi :=  $Fi1 + i \cdot dFi$ ;
```

```
    C[0] := 0;
```

```
    for j := 0 step 1 until 119 do
```

```
    begin X :=  $p1 \cdot j$ ; YY := Y(X, m, Fi);
```

```
      for i1 = 1 step 1 until 5 do
```

```
      begin
```

```
        C[i1] :=  $C[i1] + YY \cdot \cos(i1 \cdot j \cdot p1)$ ;
```

```
      end;
```

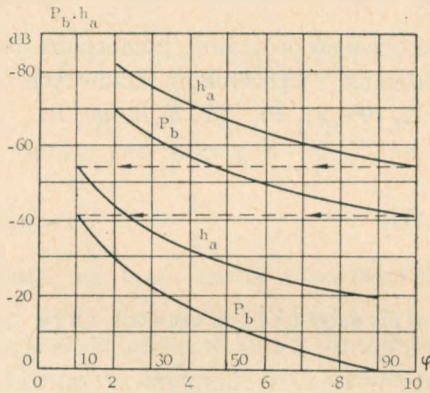
```

end;
for j: = 1 step 1 unitil 5 do
  C[j]: = C[j]/60;
  h: = sqrt (C[2]*C[2]+C[3]*C[3]+C[4]*C[4]+C[5]*C[5]) *100/C[1];
  hm: = h*(1+m/(2*C[1]));
  P: = 8.685889638 *ln ((m/2-C[1]/(m/2+C[1]));
  S: = 8.685889638 *ln ((0,5+C[1])/m);
  format ('-·ddd10-d\'); print (h, hm, P, S);
end i:line (8); goto Start;

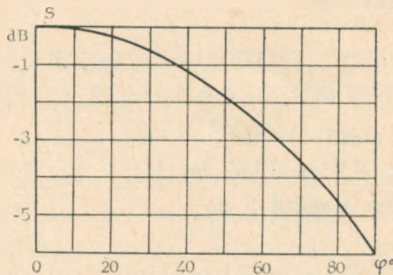
```

End;?

Wyniki obliczeń drukowane są w postaci tablic. W nagłówku każdej tablicy przytoczone są dane odnośnie współczynnika głębokości modulacji, przy którym prowadzone są obliczenia, oraz zakresu zmian kąta przesunięcia fazowego podnośnej φ , zmieniającego się od wartości $Fi1$ do $Fi2$ ze skokiem dFi .



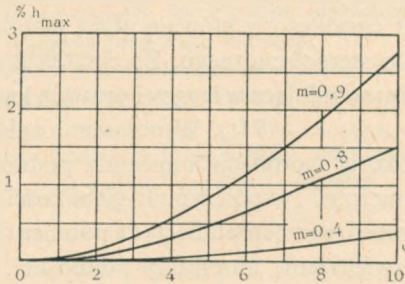
Rys. 2. Zależność poziomu przesłuchów zrozumiałych P_b i poziomu zniekształceń harmoniczych w czynnym kanale h_a lub przesłuchów niezrozumiałych w biernym kanale od błędu fazowego odtwarzanej podnośnej



Rys. 3. Zależność poziomu sygnału użytecznego w czynnym kanale od błędu fazowego podnośnej

- W poszczególnych kolumnach tablic drukowane są kolejno wyniki obliczeń:
- zniekształceń harmonicznego sygnału w czynnym kanale (h_a), równym co do wielkości przesłuchom niezrozumiałym w biernym kanale,
 - maksymalnych zniekształceń harmonicznego (h_{max}) w każdym z kanałów przy $A(t) = -B(t)$,
 - przesłuchów zrozumiałych z czynnego kanału do biernego (P_b),
 - zniekształceń dynamiki transmitowanego sygnału (S).

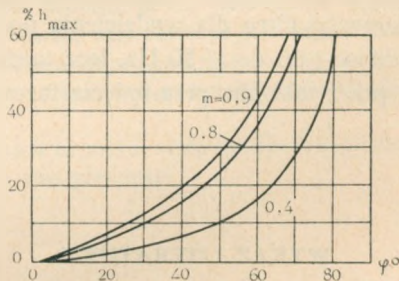
Na podstawie tych tablic zostały zbudowane wykresy przedstawione na rys. 2 do 5.



Rys. 4. Zależność zniekształceń harmonicznego sygnałów, transmitowanych w kanale A lub B przy $A(t) = -B(t)$, od błędów fazowych podnośnej (dla $0 < \varphi < 10^\circ$)

Na rysunku 2 pokazano zależność przesłuchów zrozumiałych P_b i zniekształceń harmonicznego w czynnym kanale (lub przesłuchu niezrozumiałego w kanale biernym) od kąta φ , charakteryzującego błąd fazowy odtwarzanej podnośnej.

Na rysunku 3 przytoczono zależność zniekształceń dynamiki sygnału w czynnym kanale od parametru φ .



Rys. 5. Zależność zniekształceń harmonicznego, transmitowanego sygnałów w kanale A lub B przy $A(t) = -B(t)$, od błędów fazowych podnośnej (dla $0 < \varphi < 90^\circ$).

Zależności pokazane na rys. 2 i 3 zostały obliczone dla przypadku istnienia pożądanej modulacji tylko w jednym kanale, przy głębokości modulacji równej maksymalnie dopuszczalnej dla tego przypadku w systemie stereofonii z modulacją polarną ($m = 40\%$).

Na rysunkach 4 i 5 przytoczono zależność wartości zniekształceń harmoniczných sygnałów w kanałach A lub B od wartości kąta φ w przypadku gdy $A(t) = -B(t)$. Zależności powyższe zostały obliczone przy głębokości modulacji amplitudy podnośnej równej odpowiednio: 40, 80 i 90%.

4. WNIOSKI

Z analizy przeprowadzonych obliczeń wynika, że dopuszczalny błąd fazowy odtwarzanej podnośnej jest ograniczony głównie przez nieliniarne zniekształcenia obwiedni złożonego sygnału stereofonicznego. Zniekształcenia te osiągają maksimum w przypadku, gdy sygnały modulujące w lewym i prawym kanale mają jednakowe amplitudy i przeciwne fazy $A(t) = -B(t)$. Wspomniane zniekształcenia szybko rosną wraz ze wzrostem głębokości modulacji amplitudy podnośnej. W celu ich zmniejszenia należy zatem zmniejszyć współczynnik głębokości modulacji amplitudy sygnału złożonego jeszcze przed jego demodulacją za pomocą detektorów obwiedni przez odpowiednie względne zwiększenie amplitudy podnośnej.

W stereofonicznym systemie transmisyjnym z sygnałem pilotującym praktyczna realizacja powyższego wniosku nie napotyka żadnych trudności, gdyż dekodery w tym systemie jest wyposażony w niezależny tor selekcji sygnału pilotującego.

Dekodery stosowane dotychczas w systemie z modulacją polarną nie mają oddzielnego toru selekcji podnośnej, a jej odtworzenie przeprowadzane jest za pomocą obwodu rezonansowego, mającego dokładnie odwrotną charakterystykę przeniesienia w stosunku do obwodu tłumiącego podnośną w urządzeniu nadawczym.

Zbudowanie dekodera z oddzielnym torem selekcji podnośnej w systemie z modulacją polarną jest zagadnieniem trudnym, gdyż wymaga nie tylko konieczności zastosowania wąskopasmowego filtra dla wydzielenia podnośnej, który skutecznie tłumi już przy odstrojeniu o ± 30 do ± 50 Hz, lecz także zapewnienia niezbędnej stałości wprowadzanego przez taki filtr przesunięcia fazowego podnośnej.

WYKAZ LITERATURY

1. *Goron J. E.*: Stereofonia. Moskwa 1964 r.
2. *Kanonowicz Ł. M.*: Detektirowanije polarno-modulirowannyh kolebanij. Elektrosviaz, nr 1, 1964 r. str. 32–37
3. *Makiedoński A.*: Analiza zniekształceń harmoniczných w systemach wykorzystujących modulację amplitudy fali nośnej. Prace Instytutu Łączności zeszyt 2(38), 1966 r., str. 51–90
4. CCIR: Doc X/48 – 1968 r.
5. *Kryłow W. I.*: Pribliżnonoje wyczislenije intiegralów. Moskwa 1967 r.
6. *Paszkowski S.*: Język Algol 60. Warszawa PWN 1965 r.

A. Македонски

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПОМЕХ И ИСКАЖЕНИЙ ВОЗНИКАЮЩИХ
В ДЕКОДЕРНЫХ УСТРОЙСТВАХ ПРИ АМПЛИТУДНОЙ ДЕТЕКЦИИ
ОГИБАЮЩЕЙ КОМПЛЕКСНОГО СТЕРЕОФОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Резюме

В статье рассматривается вопрос искажений стереофонических сигналов, вызываемых погрешностью фазы воспроизводимой поднесущей, применяемой для детектирования огибающей комплексного стереофонического сигнала.

Приведено выводы формул и разработано программу расчёта внятных и невнятных переходных помех и нелинейных искажений а также искажений динамики передаваемого сигнала.

Для проведения расчёта применено электронную вычислительную машину. Рассмотрены и проанализированы полученные результаты расчёта.

A. Makiedoński

ANALYSIS OF INTERCHANNEL CROSS-TALK AND DISTORTION ARISING IN
DECODERS WITH ENVELOPE DETECTING OF COMPLEX STEREOPHONIC SIGNALS

Summary

The paper deals with the problem of the stereophonic signal distortion caused by phase errors of the reproduced subcarrier with envelope detecting of the complex stereophonic signal.

The formulas are derived and the program elaborated for calculation of interchannel intelligible and unintelligible cross-talk as well as non-linear distortion and dynamic changes of the transmitted signals.

The calculations were made by means of an electronic computer. An analysis and discussion of the calculation results is also presented.

A. Makiedoński

ANALYSE DE LA DIAPHONIE ENTRE LES CANAUX ET DE LA DISTORSION DANS LES DÉCODEURS AVEC DÉTECTION D'ENVELOPPE DU SIGNAL COMPLEXE STÉRÉOPHONIQUE

Résumé

Dans l'article on a examiné les problèmes de la distorsion des signaux stéréophoniques résultant des erreurs de phase de la sous-porteuse reproduite pour la détection de l'enveloppe du signal complexe de stéréophonie.

On a déduit les formules et on a établi le programme des calculs de la diaphonie intelligible et inintelligible ainsi que des calculs de la distorsion de non-linéarité et des changes de la dynamique du signal transmis.

Pour la réalisation des calculs on a prévu l'utilisation d'un calculateur électronique.

Les résultats des calculs cités sont ici analysés et détaillés.

A. Makiedoński

ANALYSE DES ZWISCHENKANALÜBERSPRECHENS UND DER VERZERRUNGEN IN DECODIERERN MIT DER DETEKTION DER EINHÜLLENDEN DES KOMPLEXEN STEREO-SIGNALS

Zusammenfassung

Im Aufsatz werden die Fragen der Verzerrungen von Stereo-Signalen untersucht, die mit dem Phasenfehler des nachgebildeten Trägers hervorgerufen sind, wobei die Detektion (Gleichrichtung) der Einhüllenden des komplexen Stereo-Signals angewendet wird.

Man hat die Formeln und das Berechnungsprogramm von verständlichen und unverständlichen Zwischenkanalübersprechen sowie von nichtlinearen Verzerrungen und Dynamikschwankungen des übertragenen Signals angegeben.

Bei der Berechnungen wurde eine digitale Rechenmaschine angewendet. Angeführte Berechnungsergebnisse sind untersucht und erörtert worden.

AUTORZY



Mgr inż. *Tadeusz Flisek* urodził się 4.1.1928 r. w Gończycach, pow. Garwolin. W latach 1952–1958 odbył studia na Politechnice Gdańskiej, uzyskując tytuł magistra inżyniera łączności – specjalność telekomutacja.

Od 1958 r. pracuje w Zakładach Wytwórczych Urządzeń Telefonicznych T-2 jako kierownik Oddziału Gdańskiego Wydzielonego Biura Rozwojowego. W ramach Biura zajmował się zagadnieniami systemowymi i układowymi automatycznych central telefonicznych systemu krzyżowego (crossbar) miejskich i abonenckich.



Mgr inż. *Edmund Graczak* urodził się w 1938 r. w Starachowicach. Studia ukończył na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej w roku 1964 i uzyskał tytuł magistra inżyniera.

Od 1963 r. pracuje w Instytucie Łączności. Poprzednio zajmował się projektowaniem specjalnych przyrządów dla potrzeb eksploatacji w telekomutacji, a następnie – projektowaniem układów sterowania w urządzeniach do automatycznych zdalnych pomiarów teletransmisyjnych.

Życiorys mgr inż. *Zbigniewa Rymarowicza* był zamieszczony w Pracach Instytutu Łączności w zeszyte 1(65).



Dr inż. *Aleksander Makiedoński* – ur. w 1935 r. w Baranowiczach. Studiował na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej, a następnie w Moskiewskim Elektrotechnicznym Instytucie Łączności.

Od roku 1962 pracuje w Zakładzie Radiokomunikacji IŁ, zajmując się zagadnieniami specjalnego miernictwa radiofonicznych urządzeń nadawczych, badaniem kompatybilnego systemu modulacji jednowęstęgowej i systemu radiofonii stereofonicznej.

Jest autorem 6 publikacji naukowych, 4 patentów oraz szeregu projektów dokumentów międzynarodowych organizacji CCIR i OIRT, które stanowią wkład PRL do rozwiązania zagadnień, będących przedmiotem programów studiów tych organizacji.

Autor jest także konstruktorem szeregu przyrządów pomiarowych i urządzeń, które znalazły zastosowanie w jednostkach eksploatacyjnych MŁ.

W 1972 r. obronił pracę doktorską na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej (promotor prof. Wilhelm Rotkiewicz).

Obecnie jest kierownikiem Pracowni Radiofonii w Zakładzie Radiokomunikacji IŁ.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1973

Wydanie 1. Nakład 570 + 60 egz. Ark. wyd. 3,86. Ark. druk. 4. Oddano do składania w listopadzie 1972. Podpisano do druku i druk ukończono w marcu 1973. Papier druk. sat. kl. V 70 g 70 × 100 cm z Włocławka.
Zam. P/199/72. D-4/273

Poznańskie Zakł. Graf. im. M. Kasprzaka w Poznaniu — 9987/72

