

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XVII

ZESZYT 2(58) / 1970

WARSZAWA 1971

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

INSTITUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

1. <i>Marian Ligmanowski</i> — Wyznaczenie pełnego zbioru pierścieni kodowych z użyciem maszyny cyfrowej	3
2. <i>Marian Ligmanowski</i> — Układy równań i nierówności pseudologicznych	13
3. <i>Ryszard Grzegorz Strużak, Włodzimierz Stawski</i> — Nowa metoda pomiaru zakłóceń radioelektrycznych wytwarzanych przez świetlówki	27
4. <i>Zbigniew Szklarczyk</i> — Obwody wzmacniaczy mocy bardzo wielkiej częstotliwości. Wskazówki konstrukcyjne i technologiczne	43

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>М. Лигмановски</i> — Определение полной системы кодовых колец с применением цифровой вычислительной машины	3
2. <i>М. Лигмановски</i> — Системы уравнений и псевдологических неравенств	13
3. <i>Р.Г. Стружак, В. Ставски</i> — Новый метод измерений радиоэлектрических помех создаваемых флуоресцентными осветительными лампами	27
4. <i>З. Шклярчик</i> — Цепи усилителей мощности работающих в диапазоне Весьма Великой Частоты	43

CONTENTS

1. <i>M. Ligmanowski</i> — Defining the complete system of code rings by means of digital computers	3
2. <i>M. Ligmanowski</i> — Systems of equations and of pseudological inequalities	13
3. <i>R. G. Strużak, W. Stawski</i> — New measuring method of the radio noise resulted from fluorescent lamps	27
4. <i>Z. Szklarczyk</i> — Circuits of V.H.F. power amplifiers; technological and constructional advice	43

SOMMAIRE

1. <i>M. Ligmanowski</i> — Désignation du système complet des anneaux de code à l'emploi calculateur numérique	3
2. <i>M. Ligmanowski</i> — Systèmes d'équations et d'inégalités pseudologiques	13
3. <i>R. G. Strużak, W. Stawski</i> — Nouvelle méthode de mesures des perturbations radioélectriques causées par les lampes fluorescentes	27
4. <i>Z. Szklarczyk</i> — Circuits des amplificateurs de puissance dans la gamme d'ondes décimétriques	43

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>M. Ligmanowski</i> — Bestimmung der vollständigen Menge der Koderinge mit dem Digitalrechner	3
2. <i>M. Ligmanowski</i> — Systeme der quasilogischen Gleichungen und Ungleichungen	13
3. <i>R. G. Strużak, W. Stawski</i> — Ein neues Messverfahren der radioelektrischen durch Fluoreszenzröhren verursachten Störungen	27
4. <i>Z. Szklarczyk</i> — Schwingkreise für die Hochfrequenzleistungverstärker. Technologie und Konstruktionshinweise	43

M I N I S T E R S T W O Ł Ą C Z N O Ś C I

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVII

ZESZYT 2(58)

WARSZAWA 1971

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. Aleksy Brodowski, dr Stanisław Włoszczowski, 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

MARIAN LIGMANOWSKI

681.3.04

WYZNACZENIE PEŁNEGO ZBIORU PIERŚCIENI KODOWYCH Z UŻYCIEM MASZYNY CYFROWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 28.X.1968 r.

Podano algorytm pozwalający wyznaczyć pełny zbiór pierścieni kodowych dla danych parametrów. Algorytm przeznaczony jest do obliczeń z zastosowaniem maszyny cyfrowej.

Pierścień kodowy [1, 2, 3, 4] charakteryzują trzy parametry: k, N, n ; k jest podstawą kodu, N — długością pierścienia i n — liczbą miejsc jednego ciągu kodowego. W dalszych rozważaniach $k = 2, n = \text{const.}$ dla wszystkich ciągów kodowych zawartych w pierścieniu.

Pierścień kodowy stanowi zamknięty ciąg cyfr $\bar{a}_1, \dots, \bar{a}_N$ takich, że dla $i = 1, \dots, N$,

$$\bar{a}_i \bar{a}_{i+1} \dots \bar{a}_{i+n-1}$$

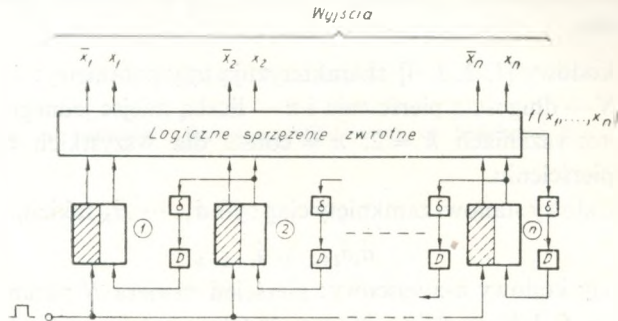
przedstawia ciąg kodowy n -miejscowy; pierścień zawiera N parami różnych ciągów kodowych, $\bar{a}_i = 0$ lub 1. Ścisłe biorąc, indeksy należy zapisać: $i \bmod N, (i+1) \bmod N, \dots, (i+n-1) \bmod N$, jednak dla uproszczenia zapisu będzie to dalej pomijane. Ciągi kodowe pierścienia — $\bar{a}_1 \dots \bar{a}_N$ — są zestawione w tablicy 1, w której każdy wiersz przedstawia jeden ciąg kodowy, natomiast dowolna kolumna, rozpatrywana jako ciąg zamknięty, stanowi pierścień kodowy.

Tablica 1

a_1	a_2	...	a_n
a_2	a_3	...	a_{n+1}
.			
.			
a_i	a_{i+1}	...	a_{i+n-1}
.			
.			
a_{N-n+1}	a_{N-n+2}	...	a_N
a_{N-n+2}	a_{N-n+3}	...	a_1
.			
.			
a_N	a_1	...	a_{n-1}

Celem pracy jest wyznaczenie wszystkich możliwych pierścieni dla założonych parametrów n, N ($k = 2, N \geq n$). Sprowadza się to do znalezienia dopuszczalnych wartości niewiadomych a_1, \dots, a_N (a_i oznacza niewiadomą, natomiast \bar{a}_i — ustaloną wartość tej niewiadomej, $i = 1, \dots, N$).

Pierścień kodowy może być zrealizowany przez układ liczący N impulsów i zawierający n elementów pamięciowych. Każdy pierścień kodowy stanowi jeden program działania układu liczącego. Liczba różnych pierścieni określa liczbę różnych programów działania układu liczącego. Cechą charakterystyczną układu realizującego pierścień kodowy jest struktura równoległa polegająca na tym, że impulsy taktowe (zarazem zliczane) są doprowadzone do wszystkich elementów pamięciowych układu, sprowadzając je w każdym takcie do stanu 0 (rys. 1). i -ty



Rys. 1. Układ liczący realizujący pierścień kodowy

δ — element różniczkująco-obcinający
 D — element opóźniający

element pamięciowy ($i = 1, \dots, n-1$) przyjmuje następnie stan, jaki posiadał element ($i+1$), natomiast stan n -tego elementu jest uzależniony od logicznego sprzężenia zwrotnego:

$$x_i(t+T) = x_{i+1}(t), \quad i = 1, \dots, n-1$$

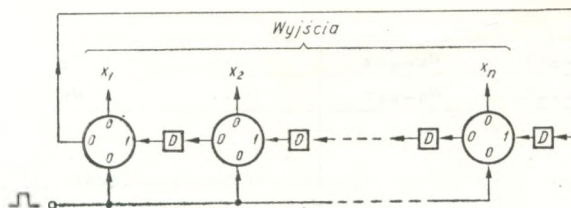
$$x_n(t+T) = f[x_1(t), \dots, x_n(t)]$$

gdzie:

T — okres impulsów taktowych,

$f(x_1, \dots, x_n)$ — funkcja logiczna sprzężenia zwrotnego.

W szczególnym przypadku $f(x_1, \dots, x_n) = x_1$ i układ z rys. 1 jest wówczas rejestrem przesunym (rys. 2). Układ z rys. 1 nazywa się również rejestrem z lo-



Rys. 2. Przykład magnetycznego rejestru przesunego (szczególny przypadek)

gicznym sprzężeniem zwrotnym [5]. Elementami pamięciowymi mogą być na przykład przerzutniki tranzystorowe lub elementy magnetyczne o prostokątnej pętli histerezy.

Niech a_i , $i = 1, \dots, N$ oznacza zmienną binarną (\dot{a}_i jest wartością, jaką przyjmuje ta zmienna). Ciągi kodowe $\dot{a}_i \dot{a}_{i+1}, \dots, \dot{a}_{i+n-1}$ oraz $\dot{a}_j \dot{a}_{j+1}, \dots, \dot{a}_{j+n-1}$ są różne, jeżeli jest spełnione równanie logiczne [6, 7]:

$$R(i, j) \wedge R(i+1, j+1) \wedge \dots \wedge R(i+n-1, j+n-1) = 0 \quad (1)$$

Równanie (1) można zapisać inaczej w postaci

$$\bigwedge_{s=0}^{n-1} R(i+s, j+s) = 0 \quad (2)$$

przy czym

$$R(i+s, j+s) = \bar{a}_{i+s} \bar{a}_{j+s} \vee a_{i+s} a_{j+s} \quad (3)$$

oznacza równoważność zmiennych a_{i+s} , a_{j+s} .

Pierścień kodowy — $\dot{a}_1 \dots \dot{a}_N$ — zawiera N nie powtarzających się ciągów kodowych n miejscowych wówczas, gdy równanie (2) jest spełnione dla $i = 2, \dots, N$; $j = 1, \dots, i-1$:

$$\bigwedge_{s=0}^{n-1} R(i+s, j+s) = 0, \quad i = 2, \dots, N; \quad j = 1, \dots, i-1 \quad (4)$$

Zakres zmian indeksów został wybrany w ten sposób, że każdy ciąg kodowy porównuje się ze wszystkimi ciągami poprzednimi, a więc równanie (4) określa, że ciąg występujący w i -tym ($i = 2, \dots, N$) wierszu tablicy 1 różni się od ciągów danych wierszami $1, 2, \dots, i-1$. Należy zwrócić uwagę, że jeżeli rozwiązaniem układu równań (4) są liczby $a_1 = \dot{a}_1^0, a_2 = \dot{a}_2^0, \dots, a_N = \dot{a}_N^0$, to istnieją też rozwiązania, $a_1 = \dot{a}_1^0, a_2 = \dot{a}_{i+1}^0, \dots, a_{N-i+1} = \dot{a}_N^0, a_{N-i+2} = \dot{a}_1^0, \dots, a_N = \dot{a}_{i-1}^0, i = 2, \dots, N$. Wszystkie te rozwiązania przedstawiają ten sam pierścień kodowy [1, 2], dlatego też wystarczy wybrać tylko jedno z nich. W tym celu można przyjąć następującą metodę postępowania.

Równania (4) grupuje się według występujących w nich niewiadomych. Równanie

$$\bigwedge_{s=0}^{n-1} R(2+s, 1+s) = 0 \quad (5)$$

zawiera niewiadome a_1, \dots, a_n, a_{n+1} . Równania

$$\bigwedge_{s=0}^{n-1} R(3+s, j+s) = 0, \quad j = 1, 2 \quad (6)$$

zawierają dodatkowo niewiadomą a_{n+2} , to jest łącznie niewiadome $a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, a_{n+2}$. Podobnie równania

$$\bigwedge_{s=0}^{n-1} R(i+s, j+s) = 0, \quad j = 1, \dots, i-1 \quad (7)$$

zawierają niewiadome $a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_{i+n-1}$. Wreszcie równania

$$\bigwedge_{s=0}^{n-1} R(N-n+1+s, j+s) = 0, \quad j = 1, \dots, i-1 \quad (8)$$

zawierają wszystkie niewiadome a_1, \dots, a_N . Poza tym powinny być jeszcze spełnione równania

$$\bigwedge_{s=0}^{n-1} R(i+s, j+s) = 0, \quad i = N-n+2, \dots, N, \quad j = 1, \dots, i-1 \quad (9)$$

które wynikają z porównania ciągów kodowych, zawierających w końcowych miejscach wielkości $a_1, a_1a_2, \dots, a_1a_2 \dots a_{n-1}$, zawartych w ostatnich wierszach tablicy 1.

Najpierw rozwiązuje się równanie (5). Rozwiązanie równania (5) stanowią dowolne wartości $a_i = b_i, i = 1, \dots, n$; b_i — parametry binarne, $b_i = 0$ lub $b_i = 1$. Natomiast a_{n+1} nie jest całkowicie dowolne, ale zależy od przyjętych wartości a_1, \dots, a_n tak, aby równanie (5) było spełnione. Ustalone w ten sposób wartości niewiadomych a_1, \dots, a_{n+1} podstawia się do równań (6) i wyznacza z nich niewiadomą a_{n+2} . W ten sam sposób dla odpowiednich wartości i znajduje się z równań (7) niewiadome a_{n+3}, \dots, a_{N-1} i w końcu z równań (8) niewiadomą a_N .

Zbiór wartości a_1, \dots, a_i ($i < N$) wygodnie jest nazwać rozwiązaniem częściowym. Z rozwiązania częściowego można otrzymać rozwiązanie pełne, zawierające wartości wszystkich niewiadomych a_1, \dots, a_N . Jeżeli natomiast okaże się, że dla danego rozwiązania częściowego niewiadoma a_j ($j = i+1, \dots, N$) nie przyjmuje żadnej dopuszczalnej wartości, to znaczy nie istnieje wartość a_j , przy której dany układ równań jest spełniony, rozwiązanie częściowe należy odrzucić. W przypadku gdy a_j może być dowolne, otrzymuje się dwa rozwiązania częściowe, w których odpowiednio $a_j = 0$ oraz $a_j = 1$. Do dalszych obliczeń można wówczas użyć pierwsze rozwiązanie częściowe, a drugie zapisać w pamięci rozwiązań częściowych PC. W przypadku stwierdzenia, że bieżące rozwiązanie częściowe należy odrzucić, do pamięci rozwiązania bieżącego R należy przenieść jedno rozwiązanie z PC, a jeżeli PC nie zawiera żadnego rozwiązania, proces obliczeń zostaje zakończony.

Każdy pierścień kodowy będzie reprezentowany tylko przez jedno rozwiązanie określone wartościami a_1, \dots, a_N , przy spełnieniu warunku, że zostanie zastosowany odpowiedni sposób wyboru wartości niewiadomych a_1, \dots, a_n , określających pierwszy ciąg kodowy w tablicy 1. Niech A_i oznacza liczbę binarną $\dot{a}_i \dot{a}_{i+1}, \dots, \dot{a}_{i+n-1}$. Wówczas A_1 powinno przyjmować wartości (równoważne liczbom dziesiętnym) od 0 do $2^n - N + 1$ z tym, że

$$A_i > A_1 \quad \text{dla} \quad i = 2, \dots, N \quad (10)$$

Warunek (10) zapewnia, że każdy wyznaczony pierścień zawiera inny zbiór ciągów kodowych, gdyż nie mogą w nim występować ciągi kodowe odpowiadające takim liczbom binarnym A_j , że $A_j < A_1$. Oczywiście wspomniane ciągi kodowe

zawierają pierścienie otrzymywane dla innych liczb A_1 . Z warunku (10) wynika, że dla danej wartości A_1 powinno być co najmniej $N-1$ liczb $A_i > A_1$, dlatego maksymalna wartość $A_1 = 2^n - N + 1$.

W obliczeniach na maszynie cyfrowej wygodnie jest przyjąć nieco inną odmianę przedstawionej metody, zastępującą rozwiązywanie równań logicznych porównywaniem liczb binarnych A_i z A_1, \dots, A_{i-1} . W tym celu w N komórkach (słowach) pamięci operacyjnej, o liczbie miejsc (bitów) co najmniej równej n , zapisuje się macierz zawierającą N wierszy i n kolumn (por. tabl. 1). W wierszu i -tym ($i = 1, \dots, N$) zapisuje się liczbę A_i . Jeżeli w macierzy wpisanych jest już $i-1$ liczb A_1, \dots, A_{i-1} , to rozwiązanie bieżące (R) zawiera wartości $a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_{i+n-2}$. Wyznaczenie wartości a_{i+n-1} odbywa się następująco: $n-1$ miejsc od lewej strony w wierszu i -tym określa liczba A_{i-1} . Niech LA_{i-1} i PA_{i-1} oznaczają liczby binarne

$$LA_{i-1} = \dot{a}_{i-1}\dot{a}_i \dots \dot{a}_{i+n-3}$$

$$PA_{i-1} = \dot{a}_i\dot{a}_{i+1} \dots \dot{a}_{i+n-2}$$

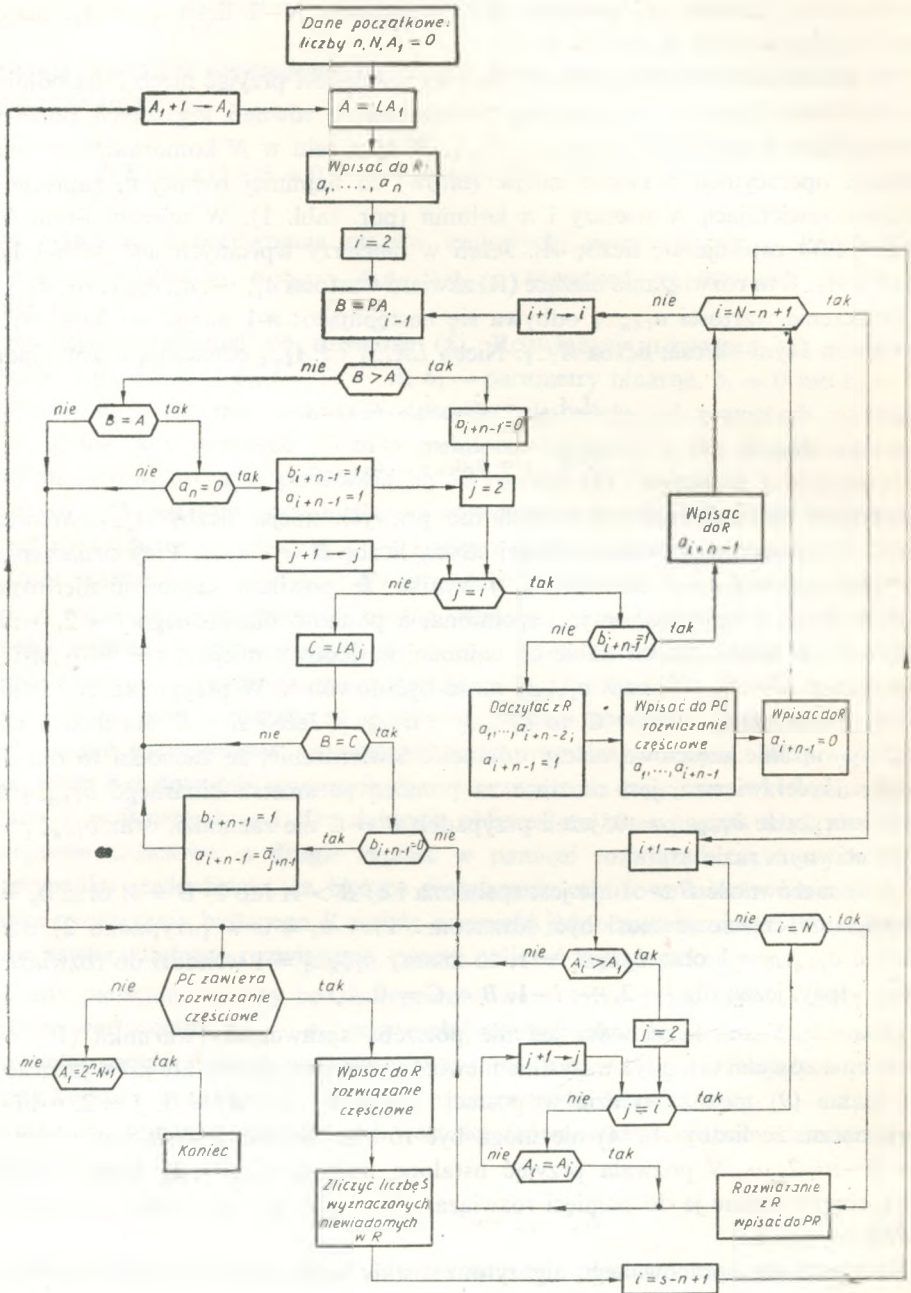
zawierające odpowiednio $n-1$ lewych lub prawych miejsc liczby A_{i-1} . Wówczas wiersz i -ty powinien zawierać z lewej strony liczbę $B = PA_{i-1}$. Przy oznaczeniach $A = LA_1$, $C = LA_j$, z warunku (10) wynika, że powinna zachodzić nierówność $B > A$. Jeżeli nierówność ta jest spełniona, a ponadto dla każdego $j = 2, \dots, i-1$, liczby B i C różnią się od siebie co najmniej na jednym miejscu $s = 1, \dots, n-1$, to znaczy $B \wedge C = 0$, wówczas a_{i+n-1} może być dowolne. W przypadku gdy istnieje jeden wiersz j taki, że $B = C$, to $a_{i+n-1} = \bar{a}_{j+n-1}$. Jeżeli $B = C$ dla dwóch wierszy, rozwiązanie częściowe należy odrzucić. Stwierdzenie, że zachodzi to dla drugiego z kolei wiersza, jest możliwe za pomocą parametru binarnego b_{i+n-1} tak określonego, że $b_{i+n-1} = 0$, jeżeli przypadek $B = C$ nie zachodzi, oraz $b_{i+n-1} = 1$ w przeciwnym razie.

Gdy nierówność $B > A$ nie jest spełniona i 1) $B > A$ lub 2) $B = A$ oraz $a_n = 1$, rozwiązanie częściowe musi być odrzucone. Przy $a_n = 0$ w przypadku 2) trzeba przyjąć $a_{i+n-1} = 1$ oraz $b_{i+n-1} = 1$, to znaczy $a_{i+n-1} = 1$ wchodzi do rozwiązania tylko wtedy, jeżeli dla $j = 2, \dots, i-1$, $B \wedge C = 0$.

Dla $i > N-n+1$ zachodzi jedynie potrzeba sprawdzenia warunku (10) oraz spełnienia równań (9), gdyż wszystkie niewiadome a_1, \dots, a_N zostały już wyznaczone. Równania (9) można wyrazić w postaci warunku $A_i \wedge A_j = 0$, $j = 2, \dots, i-1$, co oznacza, że liczby A_i, A_j nie mogą być równe. Spełnienie tych warunków dla $i = N-n+2, \dots, N$ pozwala przyjąć ustalone wartości a_1, \dots, a_N jako rozwiązanie (pełne) i wpisać je do pamięci rozwiązań PR. Schemat algorytmu jest przedstawiony na rys. 3.

Na podstawie opracowanego algorytmu zostały wyznaczone wszystkie pierścienie kodowe dla $n = 4$ i $N = 10$, których jest 17. Pierścienie te zestawione są w tablicy 2.

Tablica 3 zawiera przykładowo stany układu liczącego, który realizuje pierścień kodowy oznaczony w tablicy 2 numerem 16. Sygnał 1 jest przekazywany za pośred-



Rys. 3. Graficzny schemat algorytmu

Tablica 2

Nr kolejny	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1
2	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1
3	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1
4	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1
5	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1
6	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
7	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1
8	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1
9	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1
10	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1
11	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1
12	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1
13	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
14	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1
15	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1
16	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
17	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1

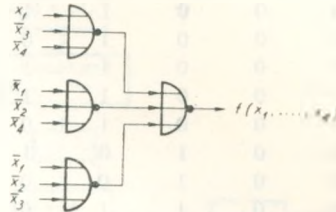
Tablica 3

Nr stanu układu	Stan elementów pamięciowych			
	x_1	x_2	x_3	x_4
1	0	0	1	1
2	0	1	1	0
3	1	1	0	1
4	1	0	1	0
5	0	1	0	1
6	1	0	1	1
7	0	1	1	1
8	1	1	1	0
9	1	1	0	0
10	1	0	0	1

nictwem pętli sprzężenia zwrotnego [5] w stanach nr 2, 4, 5, 6, 9, 10. Stąd funkcja logiczna $f(x_1, \dots, x_4)$ opisująca sprzężenie zwrotne posiada konstyтуenty konieczne (wartość funkcji 1) $\bar{x}_1x_2x_3\bar{x}_4$, $x_1\bar{x}_2x_3\bar{x}_4$, $\bar{x}_1x_2\bar{x}_3x_4$, $x_1\bar{x}_2x_3x_4$, $x_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4$, $x_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4$ oraz konstyтуenty wzbronione (wartość funkcji 0) $\bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4$, $x_1x_2\bar{x}_3x_4$, $\bar{x}_1x_2x_3x_4$, $x_1x_2x_3\bar{x}_4$. Można pokazać, że dla realizacji za pomocą elementów NOR optymalną postacią funkcji $f(x_1, \dots, x_4)$ jest

$$f(x_1, \dots, x_4) = \overline{x_1 \vee \bar{x}_3 \vee \bar{x}_4 \vee \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_4 \vee \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3}$$

Schemat układu logicznego sprzężenia zwrotnego jest przedstawiony na rys. 4. Sposób przeprowadzenia syntezy takiego układu jest bardziej szczegółowo omówiony w [5].



Rys. 4. Układ logicznego sprzężenia zwrotnego dla realizacji pierścienia kodowego -0011010111-

W przeciwieństwie do [1, 2] przedstawiona metoda umożliwia wyznaczenie wszystkich pierścieni kodowych dla danych parametrów n i N , a nie tylko jednego, i jest przeznaczona do obliczeń maszynowych. W stosunku do [6, 7, 8, 9, 10] zasadnicze ulepszenie polega na zmniejszeniu liczby rozwiązań w ten sposób, że każde z nich przedstawia tylko jeden pierścień kodowy, a także na zastosowaniu opracowanej metody rozwiązywania równań logicznych, którą można nazwać metodą usystematyzowanych prób.

WYKAZ LITERATURY

1. Radczenko A. N.: Kodowyje kolca kak sposob predstavlenija kodowych mnozestw. Awtomatika i tielemiechanika, 1959 nr 7.
2. Radczenko A. N.: Metody sinteza kodowych kolec. Radiotekhnika i elektronika, 1959 nr 11.
3. Bartee T. C., Lebow I. L., Reed I. S.: Theory and Design of Digital Machines. New York 1962.
4. Ligmanowski M.: Algebraiczna metoda syntezy pierścieni kodowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej, Elektronika, 1967 nr 20.
5. Radczenko A. N., Filippow W. I.: Sdwigajuszczije registry s logiczeskoj obratnoj swiazju i ich ispolzowanije w kaczestwie szcziotnych i kodirujuszczich ustrojstw. Awtomatika i tielemiechanika, 1959 nr 11.
6. Ligmanowski M.: Metoda numeryczna tworzenia pierścieni kodowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej, Elektronika, 1967 nr 20.
7. Ligmanowski M.: Algorytmiczna metoda tworzenia pierścieni kodowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej, Elektronika, 1967 nr 20.
8. Ligmanowski M.: Synteza pierścieni kodowych. Sesja Naukowa 1965 — XX-lecie Politechniki Gdańskiej. Streszczenia referatów sesyjnych. Gdańsk 1965.
9. Ligmanowski M.: Synteza pewnej klasy układów logicznych. Archiwum Automatyki i Telemechaniki, 1967 z. 3.
10. Ligmanowski M.: Metoda syntezy wybieraków bezstykowych. Praca doktorska. Gdańsk 1966.

M. Лигмановски

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛНОЙ СИСТЕМЫ КОДОВЫХ КОЛЕЦ С ПРИМЕНЕНИЕМ
ЦИФРОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ

Резюме

Представлено алгоритм позволяющий определить полную систему кодовых колец для данных параметров. Алгоритм предназначен для расчетов с применением цифровой вычислительной машины.

M. Ligmanowski

DEFINING THE COMPLETE SYSTEM OF CODE RINGS BY MEANS OF DIGITAL
COMPUTERS

Summary

The algorithm allowing to define a complete system of the code rings for the given parameters has been presented. The algorithm is destined to calculations by means of digital computers.

M. Ligmanowski

DÉSIGNATION DU SYSTÈME COMPLET DES ANNEAUX DE CODE À L'EMPLOI DU
CALCULATEUR NUMÉRIQUE

Résumé

On a présenté l'algorithmme permettant de désigner un système complet des anneaux de code pour les paramètres donnés. L'algorithmme est destiné pour les calculs effectués avec un calculateur numérique.

M. Ligmanowski

BESTIMMUNG DER VOLLSTÄNDIGEN MENGE DER KODIERUNGEN MIT DEM
DIGITALRECHNER

Zusammenfassung

Es wurde ein Algorithmus angegeben mit dem man die vollständige Menge der Kodierungen für die bekannten Parameter bestimmen kann. Der Algorithmus ist für die Berechnungen mit dem Digitalrechner bestimmt.

MARIAN LIGMANOWSKI

621.375.026.002: 621.3.029.63

UKŁADY RÓWNAŃ I NIERÓWNOŚCI PSEUDOLOGICZNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 5.7.1967 r.

Przedstawiono analityczną metodę rozwiązywania układu równań i nierówności z niewiadomymi dwuwartościowymi, polegającą na stopniowej redukcji niewiadomych. Metoda może być między innymi wykorzystana w syntezie automatów cyfrowych oraz w badaniach operacyjnych ze zmiennymi zerojedynkowymi.

1. WSTĘP

Funkcja pseudologiczna jest określona wzorem

$$F(x_1, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^k c_i X_i \quad (1)$$

w którym argumenty x_1, \dots, x_n są zmiennymi dwuwartościowymi, $X_i \neq 0$ ($i = 1, \dots, k$) oznaczają dowolne koniunkcje tych zmiennych, a $c_i \neq 0$ są współczynnikami liczbowymi. Zmienna x_s ($s = 1, \dots, n$) może nie występować w koniunkcji X_i lub wchodzić do niej jako sama zmienna x_s lub jej negacja, oznaczana przez \bar{x}_s (wartość liczbowa $\bar{x}_s = 1 - x_s$; $x_s = 0$ lub $x_s = 1$).

W szczególnym przypadku funkcja $F(x_1, \dots, x_n)$ może być funkcją dwuwartościową, jeżeli $c_i = 1$ dla wszystkich $i = 1, \dots, k$ oraz znak sumy algebraicznej jest zastąpiony znakiem sumy logicznej. Funkcja $F(x_1, \dots, x_n)$ przechodzi wówczas w funkcję logiczną, która będzie oznaczana przez

$$f(x_1, \dots, x_n) = \bigvee_{i=1}^k X_i \quad (2)$$

(znak \vee oznacza alternatywę — sumę logiczną).

W pracy będzie omówione rozwiązywanie równań i nierówności postaci

$$F(x_1, \dots, x_n) = b \quad (3)$$

$$F(x_1, \dots, x_n) > b \quad (4)$$

$$F(x_1, \dots, x_n) \geq b \quad (5)$$

gdzie b jest dowolną liczbą rzeczywistą. Takie równania i nierówności mogą być

nazwane równaniami i nierównościami pseudologicznymi. W szczególności mogą one stanowić równania i nierówności logiczne. Niewiadomymi w równaniu (3) (nierówności (4), (5)) są zmienne x_1, \dots, x_n , stanowiące argumenty funkcji $F(x_1, \dots, x_n)$.

Równania i nierówności pseudologiczne znajdują szereg zastosowań, między innymi w projektowaniu (syntezie) logicznym układów cyfrowych (w telekomunikacji, technice maszyn liczących, automatyce) i w zagadnieniach programowania ze zmiennymi dwuwartościowymi, które jest wykorzystywane do optymalizacji bardzo różnorodnych rozwiązań o charakterze techniczno-ekonomicznym. Z tego względu celowe jest opracowywanie metod rozwiązywania układów równań i nierówności pseudologicznych.

2. RÓWNANIA LOGICZNE

W przypadku gdy funkcja $F(x_1, \dots, x_n)$ jest funkcją logiczną (dwuwartościową), wzór (3) przedstawia równanie logiczne [1], [2]

$$f(x_1, \dots, x_n) = b \quad (6)$$

jeżeli $b = 0$ lub $b = 1$ (gdy $b \neq 0$ i $b \neq 1$, można rozpatrywać równanie (3) z uwzględnieniem (1)).

P r z y p a d e k 1: $b = 1$.

Jeżeli funkcja $F(x_1, \dots, x_n)$ ma postać (2), która jest nazywana postacią normalną alternatywną funkcji [3], [4], rozwiązania równania (6) wynikają bezpośrednio ze wzoru (2). Równanie (6) jest bowiem spełnione wtedy, gdy dowolna koniunkcja X_i przyjmuje wartość równą 1.

Rozwiązaniem równania (6) będzie nazywany zbiór wartości zmiennych x_s , $s = 1, \dots, n$, występujących w koniunkcji X_i i określonych wzorem $X_i = 1$. Zbiór wszystkich rozwiązań można zawsze wyrazić sumą logiczną koniunkcji X_i .

Pełnym rozwiązaniem równania (6) będzie nazywany zbiór wartości zmiennych x_1, \dots, x_n , dla którego równanie (6) jest spełnione.

Pojęcie rozwiązania i pełnego rozwiązania będzie używane również do równań i nierówności określonych wzorami (3), (4), (5).

Rozwiązania równania (6) wyrażają się koniunkcjami występującymi w postaci normalnej alternatywnej funkcji $f(x_1, \dots, x_n)$. Liczba pełnych rozwiązań może nie być równa jednak sumie pełnych rozwiązań wyznaczonych dla poszczególnych koniunkcji, to znaczy w ogólności z postaci (2) funkcji $f(x_1, \dots, x_n)$ mogą wynikać powtarzające się pełne rozwiązania. Często nie jest potrzebne wyznaczenie rozwiązań pełnych, gdyż zwykle z rozwiązań wybiera się tylko niektóre na podstawie przyjętego kryterium. Wartości niewiadomych, które nie są określone danym rozwiązaniem, mogą być dowolne i są zakładane zgodnie z kryterium. Kryterium to może na przykład wymagać, aby maksymalna liczba niewiadomych była równa 1 lub też 0.

Przykład 1

Rozwiązania i pełne rozwiązania równania logicznego $f(x_1, \dots, x_5) = 1$, gdzie

$$f(x_1, \dots, x_5) = x_2 \bar{x}_4 \bar{x}_5 \vee x_1 x_3 \bar{x}_4 x_5 \vee x_1 \bar{x}_2 x_4 x_5 \vee \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4 \quad (7)$$

są zestawione w tablicy poniżej (znak „ \sim ” wskazuje, że wartość niewiadomej może być dowolna). Przy kryterium maksymalnej liczby niewiadomych równych 1 z rozwiązań tablicy zostają wybrane dwa równoważne:

$$1) \quad x_1 = x_2 = x_3 = x_5 = 1, \quad x_4 = 0$$

$$2) \quad x_1 = x_3 = x_4 = x_5 = 1, \quad x_2 = 0$$

Rozwiązania						Rozwiązania pełne						Rozwiązania pełne					
nr	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	nr	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	nr	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5
1	\sim	1	\sim	0	0	1a	0	1	0	0	0	3a	1	0	0	1	1
2	1	\sim	1	0	1	1b	0	1	1	0	0	3b	1	0	1	1	1
3	1	0	\sim	1	1	1c	1	1	0	0	0	4a	0	0	1	0	0
4	\sim	0	1	0	\sim	1d	1	1	1	0	0	4b	0	0	1	0	1
						2a	1	0	1	0	1	4c	1	0	1	0	0
						2b	1	1	1	0	1	4d	1	0	1	0	1

Okazuje się, że tablica zawiera dwa powtarzające się pełne rozwiązania — oznaczone numerami 2a i 4d (otrzymane przez uzupełnienie rozwiązań 2 i 4 pozostałymi niewiadomymi).

Rozwiązania równania (6) można zawsze wyrazić za pomocą takiej funkcji $g(x_1, \dots, x_n)$, która uzupełniona do postaci normalnej alternatywnej zupełnej (zawierającej tylko koniunkcje n zmiennych, zwane konstytuentami) przedstawia nie powtarzające się pełne rozwiązania. Odnosi się to również do równań i nierówności (3), (4), (5).

Funkcję $g(x_1, \dots, x_n)$ można wyrazić wzorem rekurencyjnym w następujący sposób. Niech \bar{x}_s ($\bar{x}_s = x_s$ bądź $\bar{x}_s = \bar{x}_s$) oznacza zmienną występującą w dowolnej koniunkcji X_i wzoru (2), $i = 1, \dots, k$. Wówczas

$$g(x_1, \dots, x_n) = x_s g_1 \vee \bar{x}_s g_2 \quad (8)$$

gdzie funkcje g_1 i g_2 stanowią odpowiednio rozwiązania równań

$$f(x_1, \dots, x_n)|_{x_s=1} = 1 \quad (9)$$

$$f(x_1, \dots, x_n)|_{x_s=0} = 1 \quad (10)$$

W przypadku gdy funkcja $f(x_1, \dots, x_n)$ jest równa stałej 0, rozwiązań nie ma, jeżeli jest równa 1 — każdy zbiór wartości niewiadomych x_1, \dots, x_n stanowi rozwiązanie (pełnych rozwiązań jest 2^n). Jeżeli funkcja f zawiera tylko jedną koniunkcję X_i ,

to $g = X_i$. Równania (9) i (10) rozwiązuje się analogicznie jak równanie (6), stosując wzór (8).

Dla danych z przykładu 1 funkcję $g(x_1, \dots, x_n)$ można wyznaczyć następująco. Niech $g(x_1, \dots, x_5) = x_2 g_1 \vee \bar{x}_2 g_2$, gdzie g_1 przedstawia rozwiązania równania $G_1 = 1$,

$$G_1 = \bar{x}_4 \bar{x}_5 \vee x_1 x_3 \bar{x}_4 x_5 \quad (11)$$

a g_2 — równania $G_2 = 1$,

$$G_2 = x_1 x_3 \bar{x}_4 x_5 \vee x_1 x_4 x_5 \vee x_3 \bar{x}_4 \quad (12)$$

We wzorze (11) można zastosować uproszczenie

$$\bar{x}_4 \bar{x}_5 \vee x_1 x_3 \bar{x}_4 x_5 = \bar{x}_4 \bar{x}_5 \vee x_1 x_3 \bar{x}_4$$

w związku z czym funkcja $g_1 = \bar{x}_4 g_3$, gdzie g_3 wyraża rozwiązania równania $G_3 = 1$,

$$G_3 = \bar{x}_5 \vee x_1 x_3 \quad (13)$$

Do (12) daje się zastosować operacja pochłaniania $Au \vee u = u$, w wyniku której

$$G_2 = x_1 x_4 x_5 \vee x_3 \bar{x}_4 \quad (12')$$

Stosując wzór (8) do równań $G_3 = 1$ i $G_2 = 1$, otrzymuje się

$$g_3 = x_5 g_4 \vee \bar{x}_5 g_5, \quad G_4 = x_1 x_3, \quad G_5 = 1$$

stąd

$$g_4 = x_1 x_3, \quad g_5 = 1, \quad g_3 = x_5 x_1 x_3 \vee \bar{x}_5$$

$$g_2 = x_4 g_6 \vee \bar{x}_4 g_6, \quad G_6 = x_1 x_5, \quad G_7 = x_3$$

stąd

$$g_2 = x_4 x_1 x_5 \vee \bar{x}_4 x_3$$

Po podstawieniu wyznaczonych wyrażeń g_1, g_3, g_2 funkcja

$$g(x_1, \dots, x_5) = x_1 x_2 x_3 \bar{x}_4 x_5 \vee x_2 \bar{x}_4 \bar{x}_5 \vee x_1 \bar{x}_2 x_4 x_5 \vee \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4$$

Przypadek 2: $b = 0$

Dla $b = 0$ równanie (6) jest równoważne układowi k równań logicznych

$$X_i = 0, \quad i = 1, \dots, k \quad (14)$$

Równanie postaci $f(x_1, \dots, x_n) = 0$ można rozwiązać stosując wzór rekurencyjny (8) z tym, że g_1 i g_2 oznaczają wówczas odpowiednio rozwiązania równań

$$f(x_1, \dots, x_n)|_{x_i=1} = 0 \quad (15)$$

$$f(x_1, \dots, x_n)|_{x_i=0} = 0 \quad (16)$$

Wzory (8), (15), (16) można zastosować bezpośrednio do równania (6) albo do poszczególnych równań (14). W tym ostatnim przypadku funkcja $g(x_1, \dots, x_n)$, przedstawiająca rozwiązania układu równań (14), może być wyznaczona tylko

z jednego dowolnego równania układu (14), a funkcje g_1 i g_2 występujące we wzorze (8) oznaczają odpowiednio rozwiązania układu równań

$$X_i|_{x_i=1} = 0 \quad (17)$$

$$X_i|_{x_i=0} = 0 \quad i = 1, \dots, k \quad (18)$$

Przykład 2

Dane jest równanie logiczne $f(x_1, \dots, x_5) = 0$, gdzie funkcja $f(x_1, \dots, x_5)$ wyraża się wzorem (7). Równoważny mu układ równań postaci (14) jest następujący

$$x_2 \bar{x}_4 \bar{x}_5 = 0 \quad (19)$$

$$x_1 x_3 \bar{x}_4 x_5 = 0 \quad (20)$$

$$x_1 \bar{x}_2 x_4 x_5 = 0 \quad (21)$$

$$\bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4 = 0 \quad (22)$$

Do wyznaczenia funkcji g wykorzystane zostanie równanie (19). Na podstawie (19) $g(x_1, \dots, x_5) = x_2 g_1 \vee \bar{x}_2 g_2$. Funkcja g_1 przedstawia rozwiązania układu równań

$$\bar{x}_4 \bar{x}_5 = 0 \quad (19a)$$

$$x_1 x_3 \bar{x}_4 x_5 = 0 \quad (20a)$$

natomiast g_2

$$x_1 x_3 \bar{x}_4 x_5 = 0 \quad (20a)$$

$$x_1 x_4 x_5 = 0 \quad (21a)$$

$$x_3 \bar{x}_4 = 0 \quad (22a)$$

Z równania (19a) $g_1 = x_4 g_3 \vee \bar{x}_4 g_4$. Dla $x_4 = 1$ spełnione są równania (19a), (20a), więc $g_3 = 1$. g_4 przedstawia rozwiązania równań

$$\bar{x}_5 = 0 \quad (19b)$$

$$x_1 x_3 x_5 = 0 \quad (20b)$$

które mogą być spełnione tylko dla $x_5 = 1$. Stąd $g_4 = x_5 g_5$; g_5 oznacza rozwiązania równania

$$x_1 x_3 = 0 \quad (20c)$$

Podobnie $g_5 = x_1 g_6 \vee \bar{x}_1 g_7$, $g_6 = \bar{x}_3$, $g_7 = 1$, wobec tego

$$g_1 = x_4 \vee \bar{x}_4 x_5 (x_1 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1) \quad (23)$$

W analogiczny sposób otrzymuje się rozwiązania układu równań (20a), (21a), (22a):

$$g_2 = x_3 \bar{x}_4 (x_1 \bar{x}_5 \vee \bar{x}_1) \vee \bar{x}_3 [x_4 (x_1 \bar{x}_5 \vee \bar{x}_1) \vee \bar{x}_4]$$

Ostatecznie

$$g(x_1, \dots, x_5) = x_2x_4 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_4x_5 \vee x_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4x_5 \vee x_1\bar{x}_2x_3x_4\bar{x}_5 \vee \\ \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 \vee x_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4\bar{x}_5 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4 \vee \bar{x}_2\bar{x}_3\bar{x}_4 \quad (24)$$

Funkcja g zawiera tylko nie powtarzające się rozwiązania, gdyż iloczyn dwu dowolnych koniunkcji normalnej alternatywnej postaci tej funkcji jest równy zeru. Umożliwia to określenie liczby rozwiązań i pełnych rozwiązań. Liczba rozwiązań jest równa liczbie koniunkcji m , występujących w funkcji g ; dla wzoru (24) jest 8 rozwiązań. Liczba pełnych rozwiązań dana jest wzorem

$$R = \sum_{j=1}^m 2^{n-l_j} \quad (25)$$

gdzie l_j oznacza liczbę liter j -tej koniunkcji. Na podstawie wzorów (24) i (25) liczba pełnych rozwiązań układu równań (19) ÷ (22) wynosi $R = 21$.

Znajomość liczby pełnych rozwiązań pozwala ocenić liczbę kroków potrzebnych do rozwiązania danego układu równań. Jest zrozumiałe, że liczba pełnych rozwiązań zależy od postaci równań, a nie tylko od parametrów charakteryzujących dany układ równań, to jest n (liczby niewiadomych), k (liczby równań) i s_i (liczby niewiadomych występujących w poszczególnych równaniach, $i = 1, \dots, k$). Parametry te umożliwiają jednak wstępne oszacowanie liczby pełnych rozwiązań.

Minimalna liczba pełnych rozwiązań układu równań (14) może być obliczona za pomocą wzoru

$$R_{min} = 2^n - \sum_{i=1}^k 2^{n-s_i}$$

Wielkość $R_{min} > 0$ określa zarazem pracochłonność metody. Jeżeli R_{min} jest rzędu 100 lub większe, staje się celowe przeprowadzanie obliczeń przy użyciu maszyn cyfrowych. Może to mieć miejsce dla $n \geq 7$, jeżeli jednak poszczególne równania zawierają małą liczbę niewiadomych s_i , to R_{min} może być niezbyt duże nawet dla $n > 7$. Wynika stąd, że pracochłonność obliczeń zależy przede wszystkim od n oraz s_i . Zwiększenie liczby równań k wpływa na zmniejszenie R_{min} , jednak rzeczywista liczba pełnych rozwiązań R może być znacznie większa i ich wyznaczenie staje się uciążliwe przy k większym od około 10 ($n \geq 7$).

Warto zauważyć, że wzór na R_{min} może posłużyć do obliczenia rzeczywistej liczby R pełnych rozwiązań, w przypadku gdy układ równań (14) jest doprowadzony do takiej postaci, że iloczyn logiczny dwu dowolnych koniunkcji X_i jest równy 0. Wzór ten podaje bowiem dla każdego równania liczbę koniunktów, które nie mogą określać rozwiązania układu równań (liczba ta jest wyrażona sumą występującą we wzorze). Obliczenie rzeczywistej liczby pełnych rozwiązań R , która charakteryzuje pracochłonność obliczeń, jest kłopotliwe przy $k > 8$.

Wzór na R_{min} określa także minimalną liczbę pełnych rozwiązań równania (6)

dla $b = 1$. Wówczas k jest liczbą koniunkcji, a s_i liczbą liter występujących w koniunkcji X_i .

Ponadto we wszystkich rozpatrywanych tu przypadkach maksymalna liczba pełnych rozwiązań

$$R_{max} = 2^n - 2^{n-s_1 \min}$$

3. NIERÓWNOŚCI LOGICZNE

Każdą nierówność logiczną postaci

$$f(x_1, \dots, x_n) > b \quad (26)$$

$$f(x_1, \dots, x_n) \geq b \quad (27)$$

$$f(x_1, \dots, x_n) < b \quad (28)$$

$$f(x_1, \dots, x_n) \leq b \quad (29)$$

można zawsze sprowadzić do równania logicznego (6). b przyjmuje tylko wartości 0 lub 1. Nierówność (26) nie ma rozwiązań, jeżeli $b = 1$, a dla $b = 0$ może być zastąpiona równaniem

$$f(x_1, \dots, x_n) = 1 \quad (30)$$

Nierówność (27) jest spełniona zawsze dla $b = 0$, natomiast dla $b = 1$ jest równoważna równaniu (30). Nierówność (28) nie ma rozwiązań dla $b = 0$ i może być zastąpiona równaniem logicznym

$$f(x_1, \dots, x_n) = 0 \quad (31)$$

dla $b = 1$. Wreszcie nierówność (29) jest zawsze spełniona dla $b = 1$ i równoważna równaniu (31) dla $b = 0$.

4. RÓWNIANIA PSEUDOLOGICZNE

Równanie pseudologiczne dane jest wzorami (3) i (1). Niech M i m oznaczają odpowiednio maksymalną i minimalną wartość funkcji $F(x_1, \dots, x_n)$, to jest taką największą i najmniejszą liczbę, że

$$m \leq F(x_1, \dots, x_n) \leq M$$

Liczby M i m mogą być obliczone ze wzorów

$$M = \sum_{c_i > 0} c_i, \quad i = 1, \dots, k \quad (32)$$

$$m = \sum_{c_i < 0} c_i, \quad i = 1, \dots, k \quad (33)$$

W rzeczywistości w zależności od postaci X_i przedział zmienności funkcji $F(x_1, \dots, x_n)$ może być jeszcze zawężony.

Można wyróżnić następujące przypadki:

- 1) $m > b$ — rozwiązanie nie istnieje,
- 2) $M < b$ — rozwiązanie nie istnieje,
- 3) $m = b$ — równanie (3) może być zastąpione równaniami logicznymi

$$\bigwedge_{c_i < 0} X_i = 1, \quad \bigvee_{c_i > 0} X_i = 0, \quad i = 1, \dots, k$$

($c_i < 0$ przy znaku \bigvee iloczynu logicznego oznacza, że iloczyn dotyczy indeksów i , dla których $c_i < 0$),

- 4) $M = b$ — równanie (3) jest równoważne układowi równań logicznych

$$\bigwedge_{c_i > 0} X_i = 1, \quad \bigvee_{c_i < 0} X_i = 0, \quad i = 1, \dots, k$$

- 5) $M > b$ — rozwiązanie może być określone funkcją

$$g(x_1, \dots, x_n) = x_s g_1 \vee \bar{x}_s g_2$$

gdzie g_1 i g_2 przedstawiają odpowiednio rozwiązania równań

$$F(x_1, \dots, x_n)|_{x_s=1} = b$$

$$F(x_1, \dots, x_n)|_{x_s=0} = b$$

- 6) $F = \text{const} \neq b$ — rozwiązanie nie istnieje,
- 7) $F = \text{const} = b$ — $g = 1$.

Jako x_s (przypadek 5) najlepiej jest wybrać zmienną, która występuje w takiej koniunkcji X_i , że $|c_i| = \max$. Rozwiązanie równania pseudologicznego odbywa się więc przez zastąpienie go równoważnym równaniem logicznym.

Przykład 3

Dane jest równanie pseudologiczne

$$11,3x_2\bar{x}_3x_5 + 9,2x_1\bar{x}_4x_5 - 7,5x_1\bar{x}_3\bar{x}_4 + 6,4\bar{x}_1x_5 - \\ - 4,7\bar{x}_1\bar{x}_3x_5 + 4,5x_1\bar{x}_3x_4 - 2,8x_1x_2x_4 = 13 \quad (34)$$

$M = 11,3 + 9,2 + 6,4 + 4,5 = 31,4$; $m = -7,5 - 4,7 - 2,8 = -15$; $M = 31,4 > b = 13$, zachodzi więc przypadek 5. Niech

$$g(x_1, \dots, x_5) = x_2g_1 \vee \bar{x}_2g_2 \quad (35)$$

g_1 i g_2 stanowią rozwiązania równań $G_1 = b$ i $G_2 = b$, gdzie

$$G_1 = 11,3\bar{x}_3x_5 + 9,2x_1\bar{x}_4x_5 - 7,5x_1\bar{x}_3\bar{x}_4 + 6,4\bar{x}_1x_5 - 4,7\bar{x}_1\bar{x}_3x_5 + 4,5x_1\bar{x}_3x_4 - 2,8x_1x_4$$

$$G_2 = 9,2x_1\bar{x}_4x_5 - 7,5x_1\bar{x}_3\bar{x}_4 + 6,4\bar{x}_1x_5 - 4,7\bar{x}_1\bar{x}_3x_5 + 4,5x_1\bar{x}_3x_4$$

Wartości maksymalne i minimalne funkcji G_1 i G_2 wynoszą odpowiednio —

$M_1 = 31,4$; $m_1 = -15$; $M_2 = 20,1$; $m_2 = -12,2$. Niech $g_1 = x_3 g_3 \vee \bar{x}_3 g_4$ (przypadek 5). Wówczas

$$G_3 = G_1|_{x_3=1} = 9,2x_1\bar{x}_4x_5 + 6,4\bar{x}_1x_5 - 2,8x_1x_4$$

$$G_4 = G_1|_{x_3=0} = 11,3x_5 + 9,2x_1\bar{x}_4x_5 - 7,5x_1\bar{x}_4 + 1,7x_1x_4 + 1,7\bar{x}_1x_5$$

$M_3 = 15,6$; $m_3 = -2,8$; $M_4 = 23,9$; $m_4 = -7,5$. Dla równań $G_3 = b$, $G_4 = b$ zachodzi przypadek 5. W dalszym ciągu otrzymuje się

$$g_3 = x_1 g_5 \vee \bar{x}_1 g_6$$

$$G_5 = 9,2\bar{x}_4x_5 - 2,8x_4, \quad M_5 = 9,2 < b = 13, \quad g_5 = 0 \quad (\text{przypadek 2}),$$

$$G_6 = 6,4x_5, \quad M_6 = 6,4; \quad g_6 = 0 \quad (\text{przypadek 2}).$$

$$g_4 = x_5 g_7 \vee \bar{x}_5 g_8$$

$$G_7 = 11,3 + 1,7x_1\bar{x}_4 + 1,7x_1x_4 + 1,7\bar{x}_1; \quad M_7 = 16,4; \quad m_7 = 0 \quad (\text{przypadek 5})$$

$$G_8 = -7,5x_1\bar{x}_4 + 1,7x_1x_4; \quad M_8 = 1,7 < b; \quad g_8 = 0 \quad (\text{przypadek 2})$$

$$g_7 = x_1 g_9 \vee \bar{x}_1 g_{10}$$

$$G_9 = 11,3 + 1,7 = 13 = b; \quad g_9 = 1 \quad (\text{przypadek 7})$$

$$G_{10} = 11,3 + 1,7 = 13 = b; \quad g_{10} = 1 \quad (\text{przypadek 7})$$

$$g_2 = x_1 g_{11} \vee \bar{x}_1 g_{12}$$

$$G_{11} = G_2|_{x_1=1} = 9,2\bar{x}_4x_5 - 7,5\bar{x}_3\bar{x}_4 + 4,5\bar{x}_3x_4; \quad M_{11} = 13,7; \quad m_{11} = -7,5 \quad (\text{przypadek 5})$$

$$G_{12} = G_2|_{x_1=0} = 6,4x_5 - 4,7\bar{x}_3x_5; \quad M_{12} = 6,4 < b = 13; \quad \text{więc} \quad g_{12} = 0 \quad (\text{przypadek 2})$$

$$g_{11} = x_4 g_{13} \vee \bar{x}_4 g_{14}$$

$$G_{13} = 4,5\bar{x}_3; \quad M_{13} = 4,5 < b; \quad g_{13} = 0 \quad (\text{przypadek 2})$$

$$G_{14} = 9,2x_5 - 7,5\bar{x}_3; \quad M_{14} = 9,2 < b; \quad g_{14} = 0 \quad (\text{przypadek 2})$$

Po podstawieniu uzyskanych wyrażeń do wzoru (35)

$$g(x_1, \dots, x_5) = x_1x_2\bar{x}_3x_5 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_3x_5$$

istnieją więc cztery pełne rozwiązania.

Równanie (6) może być zawsze zastąpione równaniem logicznym $g(x_1, \dots, x_n) = 1$. (34), jest więc równoważne równaniu logicznemu

$$x_1x_2\bar{x}_3x_5 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_3x_5 = 1$$

lub

$$x_2\bar{x}_3x_5 = 1$$

5. NIERÓWNOŚCI PSEUDOLOGICZNE

Dla nierówności (4) mogą mieć miejsce następujące przypadki:

- 1) $M \leq b$ — rozwiązanie nie istnieje,
- 2) $m > b$ — nierówność jest spełniona zawsze, dla dowolnych wartości niewiadomych, $g(x_1, \dots, x_n) = 1$,
- 3) $m = b$ — nierówność (4) jest równoważna równaniu logicznemu

$$\left(\bigwedge_{c_i < 0} X_i \right) \overline{\bigvee_{c_i > 0} X_i} = 0, \quad i = 1, \dots, k$$

- 4) $M > b$ — rozwiązanie dane jest wzorem rekurencyjnym

$$g(x_1, \dots, x_n) = x_s g_1 \vee \bar{x}_s g_2$$

g_1 i g_2 przedstawiają odpowiednio rozwiązania nierówności

$$G_1 > b; \quad G_2 > b;$$

$$G_1 = F(x_1, \dots, x_n)|_{x_s=1}; \quad G_2 = F(x_1, \dots, x_n)|_{x_s=0}$$

- 5) $F = \text{const} > b$ — wartości niewiadomych mogą być dowolne ($g = 1$).

Przy rozwiązywaniu nierówności (5) należy stosować kryteria:

- 1) $M < b$ — rozwiązanie nie istnieje,
- 2) $m \geq b$ — wartości niewiadomych mogą być dowolne,
- 3) $M = b$ — nierówność (5) można zastąpić układem równań logicznych

$$\bigwedge_{c_i > 0} X_i = 1, \quad \bigvee_{c_i < 0} X_i = 0, \quad i = 1, \dots, k,$$

- 4) $M > b$ — rozwiązanie dane jest wzorem rekurencyjnym (jak w przypadku 4 dla nierówności (4)),

- 5) $F = \text{const} \geq b$ — wartości niewiadomych mogą być dowolne.

Jeżeli c_i ($i = 1, \dots, k$) oraz b są liczbami całkowitymi, równanie (5) może być zastąpione przez

$$F(x_1, \dots, x_n) > b - 1$$

to jest równanie postaci (4),

Równania

$$F(x_1, \dots, x_n) < b$$

$$F(x_1, \dots, x_n) \leq b$$

zawsze można doprowadzić do postaci (4), (5).

6. UKŁADY RÓWNAŃ I NIERÓWNOŚCI

Układ równań i nierówności może zawierać równania i nierówności logiczne oraz równania i nierówności postaci (3), (4), (5), w których funkcja $F(x_1, \dots, x_n)$ dana jest wzorem (1). Oczywiście w szczególnym przypadku układ zawiera tylko

równania logiczne bądź równania postaci (3), bądź też tylko nierówności (4), (5). Z tego względu metoda rozwiązywania dowolnego układu równań i nierówności ze zmiennymi binarnymi jest metodą uniwersalną. Metoda ta polega na rozwiązywaniu tylko jednego dowolnie obranego równania (nierówności) i przekształcaniu przy tym pozostałych równań (nierówności) w ten sam sposób, jak to stosowano w rozdziale 2. Przekształcanie polega na podstawianiu zakładanych wartości niewiadomych do wszystkich równań (nierówności). W ogólnym przypadku w każdym kroku z danego układu równań i nierówności otrzymuje się dwa nowe układy, które zawierają o jedną niewiadomą mniej. Otrzymane układy równań i nierówności mogą być rozwiązywane przy wzięciu za podstawę dowolnego równania (nierówności). Wybierać należy takie równanie (nierówność), które najszybciej (za pomocą najmniejszej liczby kroków) doprowadza do rozwiązania, to jest zawiera minimalną liczbę koniunkcji o najmniejszej liczbie zmiennych.

Przykład 4

Dany jest układ równań i nierówności z niewiadomymi binarnymi

$$11x_1x_2 + 9\bar{x}_1x_5 - 8x_2x_3x_4x_5 - 5x_5 + 4x_1x_3x_5 - 4x_3x_4 + 3x_2\bar{x}_4 = 7 \quad (36)$$

$$13\bar{x}_3x_5 - 7x_5 + 3x_4 + 2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37)$$

$$x_3\bar{x}_5 \vee x_1\bar{x}_2x_4 \vee x_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_4x_5 \vee \bar{x}_3x_4\bar{x}_5 \vee \bar{x}_2\bar{x}_4x_5 = 1 \quad (38)$$

Niech podstawę rozwiązywania stanowi równanie (37), dla którego $M = 13 + 3 + +2 = 18$, $m = -7 - 2 = -9$ (zachodzi przypadek 4, rozdz. 5). Funkcja określająca rozwiązania może być zapisana jako

$$g(x_1, \dots, x_5) = x_3g_1 \vee \bar{x}_3g_2$$

g_1 przedstawia rozwiązania układu

$$11x_1x_2 + 9\bar{x}_1x_5 - 8x_2x_4x_5 - 5x_5 + 4x_1x_5 - 4x_4 + 3x_2\bar{x}_4 = 7 \quad (36-1)$$

$$-7x_5 + 3x_4 + 2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37-1)$$

$$\bar{x}_5 \vee x_1\bar{x}_2x_4 \vee \bar{x}_4x_5 = 1 \quad (38-1)$$

natomiast g_2 — układu

$$11x_1x_2 + 9\bar{x}_1x_5 - 5x_5 + 3x_2\bar{x}_4 = 7 \quad (36-2)$$

$$13x_5 - 7x_5 + 3x_4 + 2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37-2)$$

$$x_1x_4 \vee x_2 \vee \bar{x}_4x_5 \vee x_4\bar{x}_5 = 1 \quad (38-2)$$

Uwzględniając (38-1)

$$g_1 = x_5g_3 \vee \bar{x}_5g_4$$

gdzie g_3 należy wyznaczyć przez rozwiązanie układu

$$11x_1x_2 + 9\bar{x}_1 - 8x_2x_4 - 5 + 4x_1 - 4x_4 + 3x_2\bar{x}_4 = 7 \quad (36-3)$$

$$-7 + 3x_4 + 2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37-3)$$

$$x_1\bar{x}_2 \vee \bar{x}_4 = 1 \quad (38-3)$$

zaś g_4 —

$$11x_1x_2 - 4x_4 + 3x_2\bar{x}_4 = 7 \quad (36-4)$$

$$3x_4 + 2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37-4)$$

Podobnie, z (38-3)

$$g_3 = x_4g_5 \vee \bar{x}_4g_6$$

dla g_5 :

$$11x_1x_2 + 9\bar{x}_1 - 8x_2 - 5 + 4x_1 - 4 = 7 \quad (36-5)$$

$$-4 + 2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37-5)$$

$$x_1\bar{x}_2 = 1 \quad (38-5)$$

dla g_6 :

$$11x_1x_2 + 9\bar{x}_1 - 5 + 4x_1 + 3x_2 = 7 \quad (36-6)$$

$$-7 + 2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37-6)$$

Z (38-5) wynika, że układ równań (36-5), (37-5), (38-5) może być spełniony tylko dla $x_1 = 1$, $x_2 = 0$. Wobec tego $g_5 = x_1\bar{x}_2g_7$; g_7 określa rozwiązania układu

$$-5 + 4 - 4 = 7 \quad (36-7)$$

$$-4 + 2 \geq -6 \quad (37-7)$$

Równanie (36-7) nie jest spełnione, więc $g_7 = 0$. Na podstawie (37-6)

$$g_6 = x_2g_8 \vee \bar{x}_2g_9$$

dla g_8 :

$$11x_1 + 9\bar{x}_1 + 4x_1 - 2 = 7 \quad (36-8)$$

$$-9 \geq -6 \quad (37-8)$$

dla g_9 :

$$9\bar{x}_1 + 4x_1 - 5 = 7 \quad (36-9)$$

$$2x_1 - 7 \geq -6 \quad (37-9)$$

Nierówność (37-8) nie jest spełniona, więc $g_8 = 0$. Nierówność (37-9) może być spełniona tylko dla $x_1 = 1$. Wówczas nie jest jednak spełnione równanie (36-9) i $g_9 = 0$. Otrzymuje się w ten sposób $g_3 = 0$.

Na podstawie równania (37-4) można założyć

$$g_4 = x_4 g_{10} \vee \bar{x}_4 g_{11}$$

dla g_{10} :

$$11x_1x_2 - 4 = 7 \quad (36-10)$$

$$2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 + 3 \geq -6 \quad (37-10)$$

dla g_{11} :

$$11x_1x_2 + 3x_2 = 7 \quad (36-11)$$

$$2x_1\bar{x}_2 - 2x_2 \geq -6 \quad (37-11)$$

Równanie (36-10) jest spełnione tylko dla $x_1 = x_2 = 1$, jest wtedy spełniona również nierówność (37-10). Stąd $g_{10} = x_1x_2$. Nietrudno zauważyć, że równanie (36-11) nie może być spełnione bez względu na wartości x_1, x_2 , więc $g_{11} = 0$.

W analogiczny sposób można otrzymać rozwiązania układu (36-2), (37-2), (38-2) — $g_2 = \bar{x}_1x_2\bar{x}_4x_5$. Ostatecznie układ (36), (37), (38) jest równoważny równaniu logicznemu $g(x_1, \dots, x_5) = 1$, to jest

$$x_1x_2x_3x_4\bar{x}_5 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4x_5 = 1$$

które przedstawia dwa rozwiązania:

- 1) $x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = 1, \quad x_5 = 0$
- 2) $x_2 = x_5 = 1, \quad x_1 = x_3 = x_4 = 0$

WYKAZ LITERATURY

1. *Bazilewskij J. J.*: Woprosy teorii wremiennych logiczeskich funkcij. Woprosy teorii matematycznych maszin, Moskwa 1958, sb. 1.
2. *Grigorian J. G.*: Algoritm reszenija sistemy logiczeskich urawnienij. Żurnal wyczislitelnoj matematiki i matematycznej fiziki, 1962 t. 2, nr 1.
3. *Gluszkow W. M.*: Sintez cifrowych awtomatow, Moskwa 1962.
4. *Szusksta W.*: Wyznaczanie konstytuentów sąsiednich funkcji bulowskich wielu zmiennych. Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej, Łączność, 1965 nr 66, z. XIII.

M. Лигмановски

СИСТЕМЫ ПСЕВДОЛОГИЧЕСКИХ УРАВНЕНИЙ И НЕРАВЕНСТВ

Резюме

Представлено аналитический метод решения системы уравнений и неравенств с двузначными неизвестными, обоснованный на очередной редукции неизвестных. Этот метод может быть кроме того использован для синтеза цифровых автоматов и в случае операционных исследований с двузначными переменными.

M. Ligmanowski

SYSTEMS OF PSEUDOLOGICAL EQUATIONS AND INEQUALITIES

Summary

The analytical method of solving the system of equations and of inequalities with binary unknowns has been presented. The method consists in successive reduction of unknowns. It may be utilized in the synthesis of digital automata and in the operational studies with binary variables.

M. Ligmanowski

SYSTÈMES D'ÉQUATIONS ET D'INÉGALITÉS PSEUDOLOGIQUES

Résumé

On a présenté la méthode analytique de solution d'un système d'équations et d'inégalités aux inconnues bivalentes. La méthode repose sur la réduction successive des inconnues et peut être en outre utilisée dans les recherches opératives à la synthèse des organes numériques automatiques aux variables binaires.

M. Ligmanowski

SYSTEME DER QUASILOGISCHEN GLEICHUNGEN UND UNGLEICHUNGEN

Zusammenfassung

Es wurde analytisches Verfahren für die Lösung der Gleichungen und der Ungleichungen mit zweiwertigen Unbekannten angegeben. Dieses Verfahren beruht auf einer stufenweisen Reduktion der Unbekannten. Dieses Verfahren kann bei der Synthese der Digitalautomaten sowie bei den operativen Untersuchungen mit den binären Veränderlichen angewendet werden.

RYSZARD GRZEGORZ STRUŻAK
WŁODZIMIERZ STAWSKI

621.317:621.391.823:621.327.534.15

NOWA METODA POMIARU ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH WYTWARZANYCH PRZEZ ŚWIETLÓWKI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 8.9.1969 r.

Opisano nową metodę pomiaru zakłóceń, powodowanych przez lampy fluorescencyjne, polegającą na pomiarze prądu zakłóceń, płynącego przez lampę, bez konieczności stosowania galwanicznych połączeń z końcówkami lampy i z jej oprawą.

Omówiono wyniki badania korelacji pomiędzy prądem zakłócającym i napięciami zakłóceń, występującymi na zaciskach sieciowych oprawy. Podano wyniki pomiarów przeprowadzonych na kilkunastu lampach fluorescencyjnych produkcji krajowej.

Zbadano również wpływ czynników różnego rodzaju na otrzymywane wyniki pomiaru. Proponowana metoda pomiaru pozwala określić również natężenie pola magnetycznego zakłóceń wytwarzanych przez lampę, a więc określić wpływ zakłóceń powstających w odbiornikach radiowych, wyposażonych w anteny ferrytowe.

Przedstawione rezultaty potwierdzają praktyczną przydatność omawianej metody. Metoda ta była zgłoszona do kilku międzynarodowych organizacji (CISPR, OWŁ, RWPG). W stosunku do metody stosowanej obecnie przez CISPR, pozwala ona na zmniejszenie liczby przeprowadzanych pomiarów do około 25% i na oszczędność czasu pomiarów około 50%.

1. WSTĘP

Fluorescencyjne lampy oświetleniowe są uważane za jedno z poważniejszych źródeł zakłóceń radioelektrycznych nie tylko dlatego, że używa się ich w bezpośrednim sąsiedztwie radiowych instalacji odbiorczych, ale także ze względu na masowe ich stosowanie.

Liczbę skarg na zakłócenia w odbiorze radiowym, spowodowanych tymi lampami w różnych krajach, ilustruje tablica 1. Staje się więc zrozumiałe duże zainteresowanie tymi źródłami zakłóceń. O zainteresowaniu tym świadczą m.in. opracowane niedawno krajowe, a także międzynarodowe przepisy i zalecenia normalizacyjne [7], [4], [5], [11], [14].

Pomimo stosunkowo dużej liczby publikacji na ten temat, istnieje dotychczas szereg problemów nie rozwiązanych w sposób zadowalający. Jednym z takich podstawowych problemów jest metoda pomiaru zakłóceń generowanych przez świetlówkę. Problem ten jest aktualnie przedmiotem badań prowadzonych m.in. w ramach CISPR¹⁾ [1].

T a b l i c a 1

Zestawienie procentowej liczby skarg na zakłócenia odbioru radiowego, spowodowanych oświetleniowymi lampami fluorescencyjnymi

Kraj	Rok					Źródło
	1964	1965	1966	1967	1968	
Belgia	9,1	11,0				CISPR (Belg.) 317
Holandia ¹⁾		14,5	18,9	21,9	27,6	CISPR (Neth.) 325 . . . 327 CISPR (Neth.) 329
Polska	18,1	6,4	7,3			Probl. Elektroniki i Telek. nr 18 (str. 251)
Szwajcaria ²⁾		6,6		3,2		CISPR (Suisse) 327 CISPR (Suisse) 332
W. Brytania ³⁾	6,8	5,0	4,9			CISPR (U.K.) 378 CISPR (U.K.) 384 CISPR (U.K.) 391

1) podano procentową liczbę skarg uzasadnionych

2) podano procent ogólnej liczby skarg

3) podano procent ogólnej liczby skarg, których przyczyną były urządzenia elektryczne

Przed kilku laty w Grupie Roboczej nr 6 CISPR zaproponowano wprowadzić metodę, polegającą na pomiarze napięć zakłóceń na zaciskach oprawy wzorcowej [4], ale nie została ona jednak definitywnie przyjęta. W 1966 r. w Instytucie Łączności opracowano nową, znacznie prostszą metodę pomiarową, którą zgłoszono w OWŁ²⁾ [12], następnie w RWPG³⁾ [11], a w końcu w CISPR [6].

Metoda ta została już uwzględniona w Zaleceniach OWŁ i RWPG, natomiast w CISPR będzie ona omawiana na kolejnych zebraniach grup roboczych nr 1 i nr 6.

2. KONCEPCJA METODY POMIARU ZAKŁÓCEŃ GENEROWANYCH PRZEZ ŚWIETŁÓWKĘ

Zakłócenia powodowane przez lampy fluorescencyjne zależą nie tylko od świetlówki, ale i od jej oprawy. Obydwa te elementy są produkowane i sprzedawane niezależnie od siebie. Dlatego też jest pożądane, aby je badać oddzielnie i stawiać im osobne wymagania. Zakłócenia generowane przez świetlówkę można oceniać mierząc na przykład napięcia zakłóceń pojawiające się na czterech jej nożkach

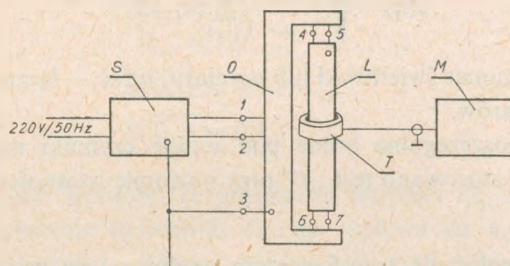
1) Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques

2) Organizacja Współpracy Łączności

3) Rada Wzajemnej Pomocy Gospodarczej

(kołkach trzonka). Dla zapewnienia powtarzalności pomiarów badaną lampę umieszcza się przy tym w specjalnej oprawie wzorcowej. Taki sposób badania świetlówek przewidują np. dokumenty [4], [7].

Te same informacje można oczywiście uzyskać także i na innej drodze. Można mianowicie mierzyć cztery prądy zakłóceń płynące w przewodach łączących nóżki lampy ze wspomnianą oprawą. Za miarę zdolności zakłócającej lampy wydaje się jednak właściwe przyjmować nie wartości poszczególnych prądów, lecz ich wartość sumaryczną. Wartość sumaryczną tych prądów można zmierzyć bezpośrednio, stosując odpowiedni transformator prądowy, nałożony na badaną świetlówkę



Rys. 1. Układ do pomiaru prądu zakłóceń w lampach fluorescencyjnych

S — sztuczna sieć, O — oprawa lampy, L — świetlówka, T — transformator pomiarowy, M — miernik zakłóceń

w taki sposób, aby zjonizowany w niej gaz odgrywał rolę uzwojenia pierwotnego. Przez świetlówkę płynie bowiem prąd sumaryczny, rozdzielający się na prądy składowe wypływające przez jej nóżki. Odpowiedni układ pomiarowy jest przedstawiony na rys. 1.

3. OCENA METODY POMIAROWEJ

Dla oceny przydatności przedstawionej metody zbadano, czy wyniki pomiarów zależą od:

- położenia transformatora względem świetlówki,
- położenia świetlówki względem oprawy,
- rodzaju oprawy stosowanej do pomiarów.

Dalsze badania miały na celu ustalenie, czy istnieje związek pomiędzy wynikami pomiarów napięcia zakłóceń na sieciowych zaciskach oprawy a wynikami pomiarów natężenia prądu zakłóceń w świetlówce.

Powyższe badania przeprowadzono na piętnastu świetlówkach o mocy 40 W produkcji krajowej. Świetlówki te były wybrane losowo, tj. bez eliminowania najbardziej niestabilnych i najbardziej odbiegających od przeciętnej, jak to zaleca się w [4]. Przed rozpoczęciem badań były one starzone. Pomiarów wykonywano na pięciu częstotliwościach: 0,16; 0,24; 0,55; 1,0; 1,4 MHz, przy czym przed każdym pomiarem, w celu ustabilizowania warunków pomiarowych, świetlówki wgrzewano w ciągu 5 do 15 minut. Wszystkie wyniki pomiarów wyrażano w decybelach,

odpowiednio względem $1 \mu V$ lub $1 \mu A$. Dla syntetycznego ujęcia wyników badań obliczono wartość średnią wyników

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1)$$

i odchylenie standardowe w próbce

$$s(\bar{x}) = \frac{1}{\sqrt{n}} s(x) \quad (2)$$

gdzie

$$s(x) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (3)$$

natomiast i oznacza numer świetłówki lub pomiaru, n zaś — łączną liczbę wszystkich świetłówek lub pomiarów.

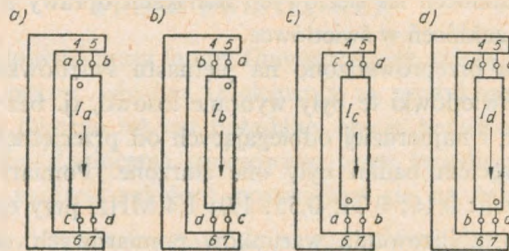
Do oceny, czy poszczególne brane pod uwagę czynniki mają istotny wpływ na wyniki pomiarów, stosowano test „ t ” przy poziomie istotności równym 0,05 [15].

3.1. Wpływ położenia transformatora prądowego na wynik pomiaru

Dla zbadania tego wpływu mierzono prąd zakłóceń przy różnych położeniach transformatora względem świetłówki (rys. 1). Stosowano przy tym różne oprawy i różne typy sieci sztucznych (typu V i typu Δ). Schematy opraw zostały pokazane na rys. 3. Przy wszystkich możliwych położeniach transformatora prądowego (włączając w to jego przesunięcie i obrót) wyniki pomiarów prądu różniły się nie więcej niż o 1 dB. Wpływ położenia transformatora na wyniki pomiarów prądu zakłóceń w świetłowce można więc uważać za nieistotny.

3.2. Wpływ położenia świetłówki w oprawie

Ten wpływ badano w podobny sposób. Mierzono mianowicie prąd zakłóceń w świetłowce dla czterech możliwych jej położzeń w oprawie. Położenia te są pokazane na rys. 2. W ten sposób dla każdej częstotliwości pomiarowej i każdej świetłow-



Rys. 2. Cztery możliwe położenia świetłówki względem oprawy

ki uzyskiwano cztery wartości prądu: I_a , I_b , I_c oraz I_d . Wpływ obrotu świetlówki wokół osi podłużnej reprezentuje różnica prądów

$$D_{ab} = I_a - I_b$$

natomiast wpływ jej obrotu wokół osi poprzecznej określa różnica

$$D_{ad} = I_a - I_d$$

Obliczone według wzorów (1) ... (3) wartości średnie i odchylenia standardowe tych różnic wynoszą odpowiednio:

$$D_{ab} = 1,2 \text{ dB ponad } 1 \mu\text{A}$$

$$D_{ad} = 1,0 \text{ ,, ,, ,,}$$

$$S(D_{ab}) = 5,7 \text{ ,, ,, ,,}$$

$$S(D_{ad}) = 2,1 \text{ ,, ,, ,,}$$

Następnie postawiono hipotezę, że prawdziwe wartości D_{ab} i D_{ad} są równe zeru, co oznacza, że położenie świetlówki nie ma wpływu na wynik pomiaru prądu. Hipotezę tę zweryfikowano, stosując test „ t ”. W tym celu obliczono parametr t

$$t = \frac{|\bar{x} - 0|}{s(x)} \quad (4)$$

i porównano go z wartością krytyczną t_k , podaną w odpowiednich tablicach [15].

W obu przypadkach otrzymano $t < t_k$. Wobec tego nie ma podstaw do odrzucenia przyjętej hipotezy. Zmiany położenia świetlówki nie mają więc istotnego wpływu na wyniki pomiarów prądu zakłóceń.

3.3. Wpływ impedancji sieci i rodzaju oprawy świetlówki

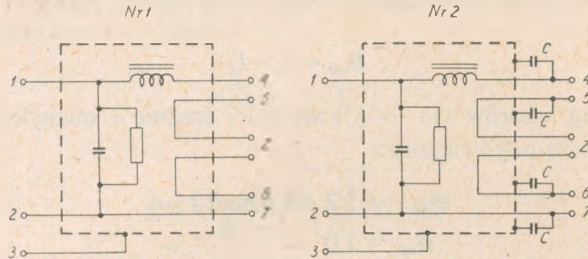
Dla zbadania tego wpływu wykonano serię pomiarów prądu zakłóceń w świetlówkach. Położenie świetlówek w oprawie było losowe. Pomiary powtarzano stosując różne typy sztucznych sieci i różne rodzaje opraw. Stosowane tu sztuczne

Tablica

Charakterystyki stosowanych sztucznych sieci

Sztuczna sieć	Impedancja w omach	
	symetryczna	niesymetryczna
Typu Δ	150	150
Typu V	300	75

sieci są opisane w tabl. 2, a schematy stosowanych opraw podano na rys. 3. Oprawa nr 1 jest typowa. Oprawa nr 2 jest utworzona z oprawy nr 1 przez „zablokowanie” każdego zacisku, przeznaczonego do łączenia ze świetłówką za pomocą kondensatora o pojemności 0,1 μF . W ten sposób różnice pomiędzy impedancjami wejścio-



Rys. 3. Schematy ideowe stosowanych opraw

1—2 — sieć zasilająca, 3 — masa, 4—5—6—7 — gniazda świetłóWKI; Z — gniazdo zapłonnika; C — dodatkowe kondensatory 0,1 μF

wymi („widzianymi” przez świetłóWKę) obu opraw są znacznie większe niż różnice, jakie mogą wystąpić w typowych oprawach różnych rodzajów. Pomiary wykonywano przy tym bez kondensatorów umieszczanych zazwyczaj w obudowie zapłonnika, aby nie zmniejszać tych różnic. Każda świetłóWKa była mierzona w różnych oprawach i przy różnych sztucznych sieciach. Dla każdej częstotliwości uzyskiwano

Tablica 3

Oznaczenia mierzonych prądów i napięć

	Sztuczna sieć				
	typu V		typu Δ		
	przewód		napięcie		
	nr 1	nr 2	asymetryczne	symetryczne	
Oprawa nr 1	V_1	I_1 I_2	V_2	I_3 I_4	U_1 U_2
Oprawa nr 2	V_3	V_4	U_3	U_4	

więc cztery wartości prądu I_1 , I_2 , I_3 i I_4 , jak to pokazano w tabl. 3. Następnie z wartości tych tworzą różnice (dla każdej częstotliwości oddzielnie):

$$D_{12} = I_1 - I_2$$

$$D_{34} = I_3 - I_4$$

$$D_{13} = I_1 - I_3$$

$$D_{24} = I_2 - I_4$$

Wartości D_{13} i D_{24} pokazują wpływ różnic pomiędzy sztucznymi sieciami natomiast D_{12} i D_{34} — wpływ różnic pomiędzy opravami.

Dla oceny uzyskanych wyników pomiaru posłużono się metodą omówioną już poprzednio. Hipoteza robocza brzmiała przy tym: „prawdziwe wartości różnic D_{12} do D_{34} są równe zeru, tj. impedancja sieci, a także rodzaj oprawy — nie mają istotnego wpływu na wyniki pomiaru”. Wyniki weryfikacji tej hipotezy przedsta-

Tablica 4

Wyniki weryfikacji hipotezy, że wpływ impedancji sieci jest nieistotny

Częstotliwość w MHz	0,16	0,24	0,55	1,0	1,4
Oprawa nr 1 (D_{13})	0	0	0	0	0
Oprawa nr 2 (D_{24})	+	0	+	0	0

0 — wpływ nieistotny
+ — wpływ istotny

wiono w tablicach 4 i 5. Jak wynika z tabl. 4, hipoteza dotycząca wpływu impedancji sieci okazała się prawdziwa w ośmiu przypadkach na dziesięć przypadków możliwych. Natomiast hipoteza dotycząca wpływu oprawy potwierdziła się tylko w czterech przypadkach. Należy więc stwierdzić, że rodzaj oprawy i impedancja sieci mogą mieć (w pewnych warunkach) wpływ na wyniki pomiarów prądu zakłóceń w świetlówce. Trzeba jednak podkreślić, że różnice pomiędzy opravami spoty-

Tablica 5

Wyniki weryfikacji hipotezy, że wpływ rodzaju oprawy jest nieistotny

Częstotliwość w MHz	0,16	0,24	0,55	1,0	1,4
Sztuczna sieć typu V (D_{12})	+	+	0	+	+
Sztuczna sieć typu Δ (D_{34})	+	0	0	0	0

0 — wpływ nieistotny
+ — wpływ istotny

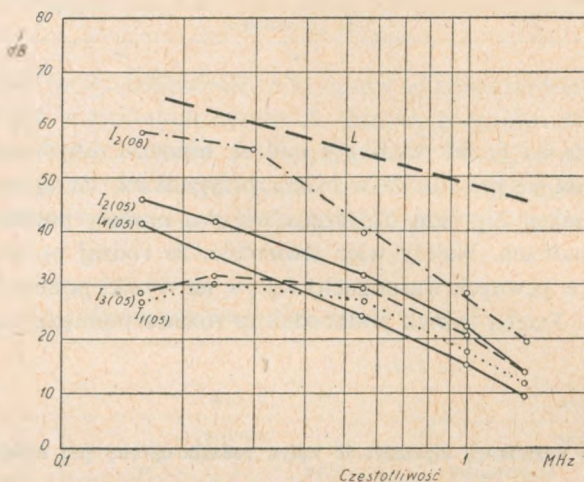
kanymi w praktyce, jak to już wspomniano, są znacznie mniejsze niż różnice pomiędzy opravami nr 1 i nr 2, stosowanymi w badaniach.

Takiego wyniku można było oczekiwać, gdyż prąd płynący w świetlówce płynie także przez impedancję wejściową oprawy, która z kolei może zależeć również od impedancji sieci (rys. 5).

4. TYPOWE WARTOŚCI PRĄDU ZAKŁÓCEŃ W ŚWIETŁÓWKACH O MOCY 40 W

Do wyznaczenia typowych wartości prądu zakłóceń w świetlówkach wykorzystano wyniki omówionych wcześniej pomiarów prądów I_1 do I_4 . Uśrednione wartości tych prądów są przedstawione na rys. 4 (krzywe $I_{1(05)}$ do $I_{4(05)}$). Ponadto na rysunku tym pokazano również wartość prądu, która nie jest przekraczana w 80% wyników pomiarów prądu I_2 (linia $I_{2(08)}$). Odpowiednie krzywe dla pozostałych prądów, tj. $I_{1(08)}$, $I_{3(08)}$ i $I_{4(08)}$, leżą poniżej $I_{2(08)}$. Dla porównania wykreślono tam również dopuszczalną wartość prądu zakłóceń L , proponowaną w dokumentach [11], [12]. (Odchylenia standardowe wartości średnich nie przekraczały przy tym 3,6 dB).

Prąd zakłóceń w świetlówce zmienia się — jak widać — z częstotliwością w sposób zależny od rodzaju oprawy. Dla oprawy z małą impedancją wejściową (nr 2)



Rys. 4. Wyniki pomiarów prądu zakłóceń w świetlówkach krajowych o mocy 40 W

$I_{1(05)}$ — wartość średnia prądu; oprawa nr 1; sieć szt. typu V;
 $I_{2(05)}$ — wartość średnia prądu; oprawa nr 2; sieć szt. typu V;
 $I_{3(05)}$ — wartość średnia prądu; oprawa nr 1; sieć szt. typu Δ ;
 $I_{4(05)}$ — wartość średnia prądu; oprawa nr 2; sieć szt. typu Δ ;
 $I_{2(08)}$ — wartość prądu I_2 nie przekraczana w 80% przypadków;
 L — dopuszczalna wartość prądu zakłóceń proponowana w [11], [12]

maleje on od wartości rzędu 40 dB w stosunku do $1 \mu\text{A}$ (przy częstotliwości ok. 0,1 MHz) do wartości rzędu 10 dB przy częstotliwości 1,5 MHz. Nachylenie krzywej $I(f)$ zmienia się przy tym od około -20 dB/dek przy 0,1 MHz do blisko -40 dB/dek przy 1,5 MHz.

Dla oprawy z dużą impedancją wejściową (nr 1) prąd zakłóceń w świetlówce ma mniejsze wartości i w zakresie 0,15 do 0,5 MHz zmienia się nieznacznie. Przy większych częstotliwościach przebieg krzywej $I(f)$ jest podobny jak dla oprawy o małej impedancji. Można się spodziewać, że dla typowych opraw spotykanych w handlu i wyposażonych w kondensatory zapłonnikowe wartości prądu będą zawarte w granicach, określonych wynikami pomiarów pokazanymi na rys. 4.

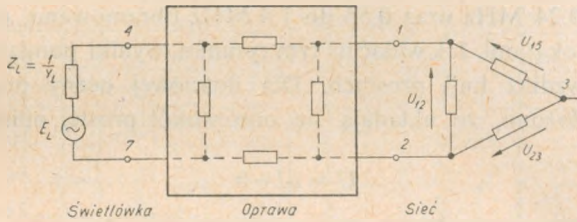
5. ZWIĄZEK MIĘDZY PRĄDEM ZAKŁÓCEŃ W ŚWIETLÓWCE I NAPIĘCIEM ZAKŁÓCEŃ WYSTĘPUJĄCYM NA ZACISKACH SIECI SZTUCZNEJ

Można wykazać, że napięcia zakłóceń U , występujące na zaciskach sztucznej sieci, są związane z prądem zakłóceń I w świetlówce zależnościami typu:

$$U_{dB} = I_{dB} + K(f) \quad (5)$$

w których indeks „dB” oznacza, że napięcie lub prąd są wyrażone w decybelach, zaś $K(f)$ jest współczynnikiem zależnym od częstotliwości i rodzaju oprawy.

W tym celu wystarczy rozważyć uproszczony układ zastępczy lampy fluorescencyjnej, pokazany na rys. 5. Siła elektromotoryczna zakłóceń i impedancja wewnętrzna



Rys. 5. Uproszczony układ zastępczy świetlówki wraz z oprawą i siecią

trzną świetlówki, które są w rzeczywistości rozłożone w pewnym obszarze zjonizowanego gazu, zostały na tym rysunku zastąpione siłą elektromotoryczną E_L i impedancją Z_L . Pominięto tu także rozłożoną pojemność świetlówki do oprawy.

Prądy i napięcia występujące w tym układzie są związane znaną zależnością ogólną:

$$\|i\| = \|y\| \cdot \|u\|$$

gdzie $\|i\|$ jest macierzą kolumnową wymuszeń prądowych, $\|y\|$ jest macierzą admittancyjną, opisującą zarówno oprawę, sieć sztuczną, jak i świetlówkę (admittancja wewnętrzna), natomiast $\|u\|$ jest macierzą kolumnową napięć. Zgodnie z rys. 5 macierz wymuszeń prądowych ma tylko jeden element różny od zera. Związek pomiędzy dowolnym napięciem i prądem wymuszającym I ma więc postać

$$U = \frac{\Delta'}{\Delta} I \quad (6)$$

gdzie Δ oznacza wyznacznik główny, a Δ' odpowiedni podwyznacznik macierzy $\|y\|$. Wyrażając powyższą zależność w mierze logarytmicznej i oznaczając

$$20 \log \left(\frac{\Delta'}{\Delta} \right) = K \quad (7)$$

uzyskuje się bezpośrednio zależność (5). Jest przy tym istotne, że czynnik $K(f)$ nie zależy ani od prądu, ani też od napięcia. Dla ustalonej oprawy i ustalonej częstotliwości zależność (5) opisuje więc w prostokątnym układzie współrzędnych (U , I) linię prostą, nachyloną do osi pod kątem 45° i przesuniętą wzdłuż osi U o odcinek $K(f)$.

Dla eksperymentalnej weryfikacji tej zależności wykonano serię jednoczesnych pomiarów prądu w świetłówece i napięcia na zaciskach sztucznej sieci, w układzie pokazanym na rys. 6. Pomiary te wykonano przy zastosowaniu dwóch różnych opraw (nr 1 i nr 2) oraz dwóch różnych sztucznych sieci (sieć typu V i typu Δ). Oznaczenia mierzonych wielkości podano w tabl. 3, natomiast wyniki pomiarów przedstawiono graficznie na rys. 7. Każdy punkt na rysunkach 7a do 7f reprezentuje jedną częstotliwość pomiarową i jedną świetłówkę. Wartości mniejsze lub równe 0 dB zostały tu pominięte. Wyniki pomiarów odnoszące się do zakresów częstotliwości 0,14 do 0,24 MHz oraz 0,55 do 1,4 MHz obramowano, dla rozróżnienia, oddzielnymi prostokątami. Jak widać na tym rysunku, wyniki pomiarów układają się w przybliżeniu wzdłuż linii prostych. Dla ilościowej oceny przeprowadzonego eksperymentu założono, że układają się one wokół prostej opisanej równaniem

$$U = aI + b \quad (8)$$

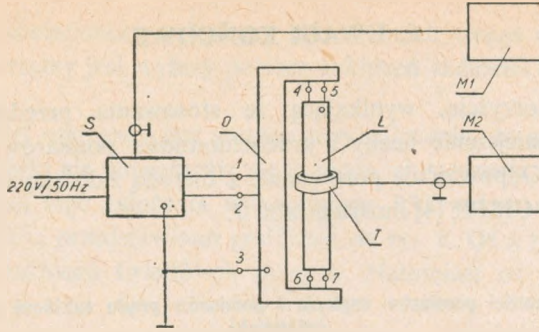
Następnie, wykorzystując wyniki pomiarów, wyznaczono wartości współczynników a i b metodą najmniejszych kwadratów. Odpowiednie obliczenia wykonano na elektronicznej maszynie cyfrowej. Obliczono także współczynnik korelacji r , który charakteryzuje rozproszenie wyników wokół tej prostej. Dla przykładu w tablicy 6 zestawiono wyniki obliczeń wykonanych dla napięcia U_1 i prądu I_3 . Jak wynika

Tablica 6

Wyniki obliczeń współczynników a i b z równania (8) oraz współczynnika korelacji r

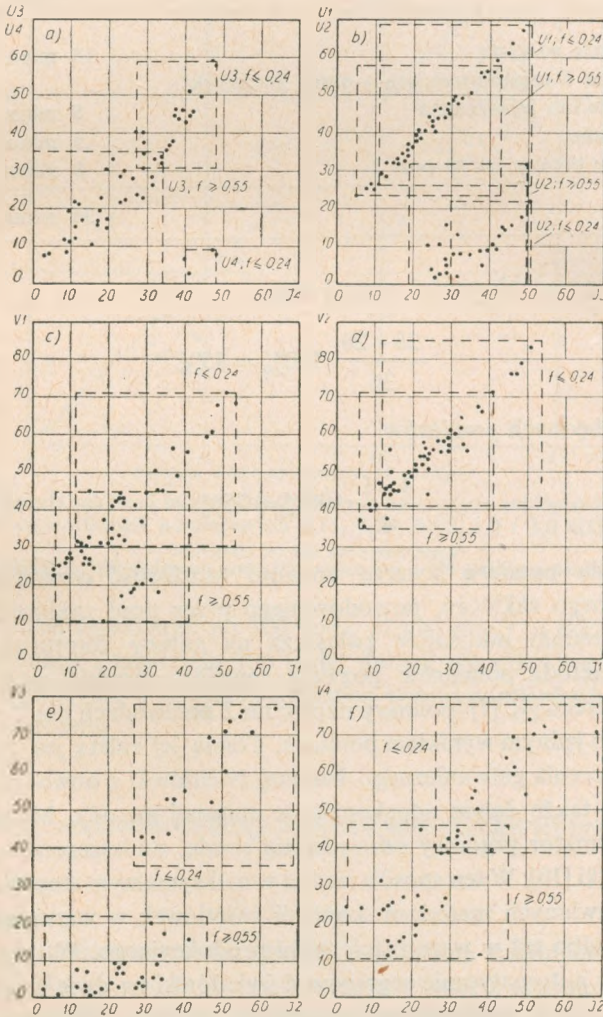
Częstotliwość w MHz	0,16	0,24	0,55	1,0	1,4
a	1,037	1,002	0,988	0,987	1,000
b (dB)	16,529	16,925	16,908	17,534	17,467
r	0,994	0,996	0,979	0,997	0,986

z tej tablicy, zarówno współczynnik a jak i współczynnik korelacji r mają wartości bliskie jedności. Wskazuje to, że pomiędzy prądem zakłóceń I_3 w świetłówece i napięciem U_1 na zaciskach sztucznej sieci rzeczywiście istnieje zależność funkcyjna typu (5). Dla pozostałych napięć i prądów uzyskano podobne wyniki. Przyjęcie upraszczających założeń (rys. 5) można więc uważać za usprawiedliwione.



Rys. 6. Układ do jednoczesnego pomiaru prądu zakłóceń w świetlówce i napięcia zakłóceń na zaciskach sztucznej sieci

S — sztuczna sieć, O — oprawa świetlówki, L — świetlówka, T — transformator pomiarowy, M1, M2 — mierniki zakłóceń



Rys. 7. Związek pomiędzy prądem zakłóceń w świetlówce i napięciem zakłóceń na zaciskach sztucznej sieci (oznaczenia według tabl. 3)

6. UWAGI KOŃCOWE

Podstawową korzyścią, wynikającą ze stosowania przedstawionej metody pomiarów, jest zmniejszenie liczby i pracochłonności pomiarów wymaganych do oceny świetlówek. Odpowiednie porównanie z metodą zalecaną w Polskiej Normie [7] i w dokumencie CISPR [4] ilustruje tabl. 7.

Tablica 7

Porównanie pracochłonności pomiarów napięcia i pomiarów prądu zakłóceń powodowanych przez świetlówkę

Lp.	Wyszczególnienie	Pomiary napięcia zakłóceń	Pomiary prądu zakłóceń
1	Wgrzewanie wstępne	15 minut	15 minut
2	Pomiar na 5 częstotliwościach + obrót świetlówkę w oprawie lub jej wymiana	8 minut	5 minut
3	Wgrzewanie	5 minut	—
4	Powtórny pomiar jak w poz. 2	8 minut	—
Łącznie		36 minut	20 minut

Oszczędność na pracochłonności wynosi więc:

$$\frac{36-20}{36} \cdot 100\% = 45\%$$

a na liczbie niezbędnych pomiarów

$$\frac{4-1}{4} \cdot 100\% = 75\%$$

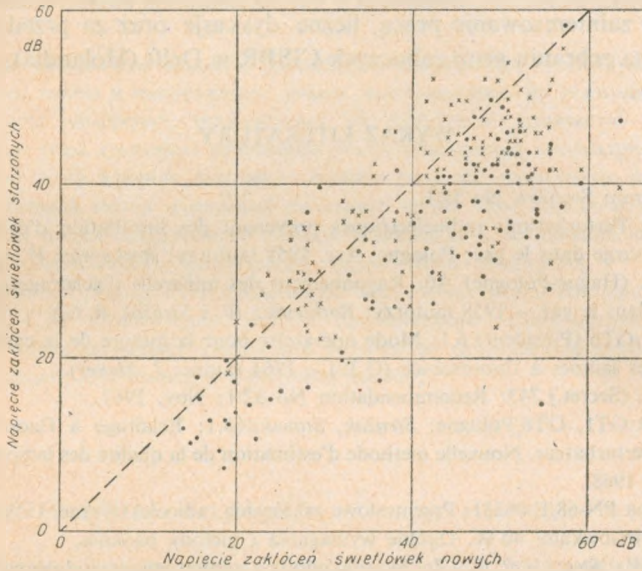
Nowa metoda pomiaru stwarza ponadto możliwość oszacowania natężenia pola magnetycznego zakłóceń, powodowanego przez prąd zakłóceń w świetlówe. Pole to bezpośrednio oddziałuje zwłaszcza na anteny ferrytowe odbiorników. Proponowana metoda pomiarów pozwala również uprościć analizę pomiarów, gdyż zamiast czterech [4], [7] (pomiarów napięć na 2 przewodach dla 2 położań lampy) operuje ona tylko jednym wynikiem pomiaru. Cenną jej zaletą jest poza tym wyeliminowanie połączenia galwanicznego badanej świetlówkę z obwodem pomiarowym.

Możliwe jest także dalsze udoskonalanie opisanej metody. Można na przykład zastąpić transformator prądowy odpowiednią sondą, umieszczoną w pewnej odległości od świetlówkę [10]. W ten sposób można w maksymalnym stopniu dostosować się do wymagań stawianych metodom kontroli świetlówek w warunkach ich normalnej eksploatacji albo też w warunkach cyklu produkcyjnego. W tym ostatnim przypadku można by automatycznie segregować świetlówkę na dwie grupy: jedną o małym i drugą o dużym poziomie generowanych zakłóceń. Pierwsza z nich byłaby

przeznaczona do oświetlania pomieszczeń mieszkalnych, druga zaś — pomieszczeń, w których dopuszczalny jest wyższy poziom zakłóceń radioelektrycznych (np. hale produkcyjne).

Koncepcja takiej segregacji jest słuszna przy założeniu, że zakłócenia powodowane przez świetlówki nie powiększają się w miarę ich starzenia.

Dla sprawdzenia tego założenia wykorzystano 230 wykonanych wcześniej pomiarów [8]. Wyniki te przedstawiono graficznie na rys. 8. Oś x reprezentuje na tym rysunku poziom zakłóceń świetlówek nowych. Natomiast oś y ilustruje poziom



Rys. 8. Zależność napięcia zakłóceń świetlówek starzonych od napięcia zakłóceń świetlówek nowych dla częstotliwości pomiarowych 0,15, 0,30, 0,60, 1,0 i 3,0 MHz

× — świetlówki po 100 godzinach pracy
 · — świetlówki po 100 godzinach pracy, 500 włączeniach i 900 godzinach dalszej pracy

zakłóceń tych samych świetlówek po 100 godz. ciągłej pracy, a także po 100 godz. pracy, 500 włączeniach i następnie 900 godz. dalszej nieprzerwanej pracy. Gdyby zakłócenia nie zmieniały się w czasie, to wszystkie wyniki pomiarów leżałyby dokładnie na prostej o równaniu

$$y = x \quad (9)$$

Jak widać na rys. 8, większość (> 80%) wyników leży poniżej tej prostej, tj. spełnia równość

$$y_i = x_i - \delta_i \quad (10)$$

gdzie $\delta > 0$ oznacza zmianę poziomu zakłóceń wywołaną starzeniem, a indeks i — numer świetlówki. Na tej podstawie można więc przyjąć z prawdopodobieństwem bliskim 1, że poziom zakłóceń powodowanych przez świetlówki nie wzrasta ponad

wartość początkową. Podział świetlówek nowych na grupy o różnej zdolności zakłócającej wydaje się więc możliwy i uzasadniony.

*

*

*

Na zakończenie autorzy pragną podziękować *p. mgr Marii Kamińskiej* z Ośrodka Obliczeniowego Instytutu Matematyki i Fizyki Teoretycznej Politechniki Wrocławskiej za opracowanie programu oraz wykonanie obliczeń na maszynie cyfrowej.

Specjalne podziękowania pragną autorzy złożyć także *p. prof. W. Rotkiewiczowi* za życzliwe zainteresowanie pracą, liczne dyskusje oraz za przedstawienie opisanej metody na zebraniu grup roboczych CISPR w Delft (Holandia).

WYKAZ LITERATURY

1. CISPR Program Studiów Nr 35/1.
2. Doc. CCIR: Perturbations radioélectriques provenant des installation d'éclairage avec des lamps à décharge dans le gaz; Pologne, Avr. 1958 (autorzy: *Rotkiewicz W. i Strużak R. G.*).
3. Doc. CISPR (Hague-Pologne) A6: Rayonnement des appareils d'éclairage et les dispositifs à décharge dans le gaz — 1958 (autorzy: *Rotkiewicz W. i Strużak R. G.*).
4. Doc. CISPR-GT6 (President) 6.1: Mode opératoire pour la mesure de la caractéristique perturbatrice des lampes à fluorescence (Q 35) — 1964 (autor: *J. Meyer*).
5. Doc. CISPR (Secret.) 743: Recommendation No 32/1; Nov. 1967.
6. Doc. CISPR/GT1, GT6/Pologne; *Strużak, Stawski/68.1*: Eclairage à fluorescence. Mesure de courant perturbateur. Nouvelle methode d'estimation de la qualité des lampes à fluorescence (Q 35), Mai 1968.
7. Polska Norma PN-68/E-06231: Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Urządzenia oświetleniowe ze świetlówkami 40 W. Ogólne wymagania i metody badania.
8. *Rotkiewicz W., Strużak R. G.*: Zakłócenia odbioru radiowego powodowane przez oświetleniowe lampy jarzeniowe w zakresie częstotliwości od 0,15 do 30 MHz. Prace Instytutu Łączności, 1959 nr 1/14.
9. *Rotkiewicz W., Moroń W., Strużak R. G.*: Zagadnienie zwalczania zakłóceń radioelektrycznych. Aktualny stan prac CISPR i CCIR oraz dokumenty po sesji CISPR w Sztokholmie w 1964 r. i po IX sesji CCIR w Oslo w 1966 r. Wydawnictwo Komisji Naukowej d.s. CCIR i OIRT, Warszawa, IŁ 1967.
10. Sposób kontroli lamp fluorescencyjnych i urządzenie do stosowania tego sposobu; opis zgłoszenia patentowego Instytutu Łączności, 1968.
11. Standardisierungsempfehlung des RGW; Thema 374.1115-67: Funkstörungen. Beleuchtungsanlagen mit Lumineszenzlampen. Zulässige Pegel. Prüfverfahren. (Vorabgestimmter Entwurf. Berlin, 1968).
12. OCC 120261 — ИЛ 20: Рекомендация кас. единой методики измерений и норм допускаемых значений радиопомех, создаваемых газовыми разрядными лампами. I проект. 12.1966.
13. OCC 120261 — ИЛ 26: Ток помех в флуоресцентных лампах. 06.1966.
14. OCC 120261 — ВУС 29: Рекомендуемые экспертами OCC методы измерения и нормы допускаемых значений, ограничивающие действие радиопомех создаваемых газовыми разрядными лампами. 09.1967.
15. *Volk W.*: Statystyka stosowana dla inżynierów. WNT, Warszawa 1965.

Р.Г. Стружак, В. Ставски

НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЙ РАДИОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОМЕХ СОЗДАВАЕМЫХ ФЛУОРЕСЦЕНТНЫМИ ОСВЕТИТЕЛЬНЫМИ ЛАМПАМИ

Резюме

Представлено новый метод измерений помех, вызываемых осветительными флуоресцентными лампами, опирающийся на измерении тока помех, текущего через лампу не пользуясь гальваническими присоединениями к контактному выводу ламп и к ламповым патронам.

Рассмотрено результаты попыток определения корреляции, существующей между создающим помехи током и напряжением помех, выступающим на зажимах сети. Представлено результаты измерений, проведенных на некотором количестве флуоресцентных ламп, доказывая этим способом целесообразность применения рассматриваемого метода.

Исследовано тоже влияние факторов разного типа на получаемые результаты измерений. Предлагаемый метод измерений позволяет кроме того определить напряженность магнитного поля помех создаваемого лампой и определить ее влияние на помехи возникающие в радиоприемниках, снабженных ферритными антеннами.

Рассматриваемый метод был представлен некоторым международным организациям СМКЪР, ОСС, СЭВ. Относительно метода, применяемого теперь организацией СМКЪР, предлагаемый метод позволяет уменьшить количество проводимых измерений примерно до 25% и сократить длительность измерений до 50%.

R. G. Strużak, W. Stawski

NEW MEASURING METHOD OF THE RADIO NOISE RESULTED FROM FLUORESCENT LAMPS

Summary

The new measuring method of the noise caused by fluorescent lamps has been presented, based upon the measurement of noise current flowing through the lamp without any connections with lamp terminals or with lamp sockets.

The results of checking the correlation between the noise current and the noise voltage, arising on the terminals of lighting fitting have been discussed.

The results of measurements carried out upon some number of fluorescent lamps have been given, proving in this way the advisability of the method. The influence of different factors on the obtained measuring results has been studied.

The proposed measuring method allows to define magnetic field strength generated by the disturbing lamp and to determine the noise appearing in the radio receivers with ferrite aerials. The method has been presented to some international organizations.

Compared to the one utilized by CISPR the method proposed allows to reduce the number of required measurements to 25% and to save measuring time to about 50%.

R. G. Strużak, W. Stawski

NOUVELLE MÉTHODE DE MESURES DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES CAUSÉES PAR LES LAMPES FLUORESCENTES

Résumé

On a décrit la nouvelle méthode de mesures des perturbations causées par les lampes fluorescentes, qui repose sur la mesure du courant perturbateur, coulant à travers la lampe et qui permet de supprimer les jonctions galvaniques avec les contacts de la lampe et ceux de la douille.

On a essayé de définir la corrélation entre le courant perturbateur et la tension de perturbations apparaissant aux bornes du réseau.

Les résultats de mesures d'un certain nombre de lampes fluorescentes sont présentés; ils démontrent l'opportunité de ladite méthode.

Ayant étudié l'influence des divers facteurs sur les résultats de mesures on a constaté que la méthode permet de définir l'intensité du champ magnétique des perturbations, provoquées par la lampe et d'apprécier son influence sur les bruits dans les récepteurs de radiodiffusion, munis d'antennes de ferrite.

La méthode en question a été présentée à plusieurs organisations internationales telles que CISPR, Organisation de Coopération des Télécommunications, Comité de Coopération Economique.

Par rapport à la méthode utilisée par CISPR la méthode proposée permet de réduire le nombre de mesures jusqu'au 25% et d'économiser jusqu'au 50% du temps de mesures.

R. G. Strużak, W. Stawski

EIN NEUES MESSVERFAHREN DER RADIOELEKTRISCHEN DURCH FLUORESZENZRÖHREN VERURSACHTEN STÖRUNGEN

Zusammenfassung

Ein neues Verfahren zur Messung der durch Fluoreszenzröhren verursachten Störungen wird beschrieben, die auf einer Messung des durch die Röhre fließenden Störstromes beruht indem keine Notwendigkeit von irgendwelchen galvanischen Verbindungen mit den Anschlüssen oder mit dem Sockel der Röhre besteht.

Ergebnisse einiger Untersuchungen der Korrelation zwischen dem Störstrom und den Störspannungen die auf Klemmen eine Netznachbildung auftreten sind besprochen. Es werden die Ergebnisse der auf einer Anzahl von Fluoreszenzröhren durchgeführten Messungen gegeben und damit die Zweckmäßigkeit der Anwendung dieser Methode bewiesen. Man hat auch den Einfluss verschiedener Faktoren auf die erhaltene Ergebnisse untersucht.

Die vorgeschlagene Methode erlaubt auch die Stärke des durch die Röhre erzeugten magnetischen Störfeldes zu messen und dadurch den Einfluss dieser Störungen auf Rundfunkempfänger mit Ferritantennen zu bestimmen.

Das besprochene Verfahren wurde einigen internationalen Organisationen (CISPR, RGW) angemeldet. Im Vergleich mit dem durch CISPR bist jetzt angewendeten Verfahren, die besprochene Methode gibt eine Messugsanzahlverminderung bis ungefähr 25% sowie zirka 50% Zeitersparnis.

ZBIGNIEW SZKLARCZYK

621.375.026.002:621.3.029.63

OBWODY WZMACNIACZY MOCY BARDZO WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Wskazówki konstrukcyjne i technologiczne

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 28.XI.1968 r.

Artykuł obejmuje problemy konstrukcji obwodów wielkiej częstotliwości wzmacniaczy mocy zakresu fal decymetrowych.

Rozpatrzone zostały zasady rozwiązań takich obwodów oraz podano wskazówki konstrukcyjne i technologiczne związane z ich wykonywaniem.

Rozpatrzono również wpływ poszczególnych elementów obwodu na jego cechy elektryczne oraz omówiono znaczenie technologii w uzyskaniu niezmiennych i powtarzalnych parametrów.

Na zakończenie podano prosty, lecz dokładny sposób określenia względnej wartości dobroci obwodów w. cz.

WSTĘP

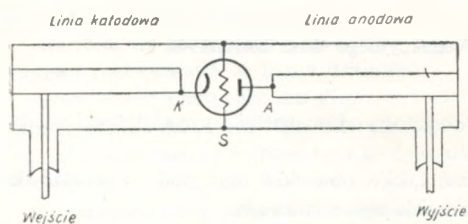
We wzmacniaczach mocy zakresu fal decymetrowych stosuje się głównie lampy o konstrukcji przystosowanej do współpracy z obwodami koncentrycznymi. Obwody rezonansowe są w tym zakresie częstotliwości złożone zarówno ze stałych skupionych, jak i rozłożonych. Lampa jest tu zwykle dołączona do zwartej z jednej strony linii koncentrycznej, obwód rezonansowy więc jest utworzony z pojemności skupionej lampy oraz z linii koncentrycznej. Dla uzyskania warunku rezonansu linia musi mieć charakter indukcyjny, a zatem musi być krótsza niż ćwierćfalowa ewentualnie przedłużona o długość odpowiadającą całkowitej wielokrotności połówek długości fali.

1. OGÓLNE PROBLEMY KONSTRUKCYJNE OBWODÓW DLA ZAKRESU FAL DECYMETROWYCH

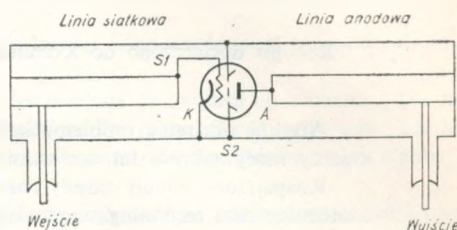
Lampy stosowane w tym zakresie częstotliwości pracują z reguły w układzie z uziemioną siatką. W przypadku triody jest oczywiście uziemiona siatka sterująca, natomiast w przypadku tetrody uziemia się siatkę ekranującą.

Każdy wzmacniacz w.cz. ma dwa obwody. Obwód wyjściowy stanowi z reguły koncentryczna linia anodowa, zakończona pojemnością anoda-siatka lampy C_{as} w przypadku triody lub pojemnością anoda-siatka ekranująca C_{as2} dla tetrody. Obwód wejściowy dla triod stanowi koncentryczna linia katodowa, zakończona pojemnością katoda-siatka C_{ks} , natomiast w przypadku tetrod jest to linia siatkowa zakończona pojemnością pomiędzy siatką sterującą oraz katodą i siatką ekranującą — $C_{s1-k+s2}$. Układy wzmacniaczy mocy triodowego i tetrodowego pokazano schematycznie na rys. 1 i 2.

Doprowadzenie energii do wejściowego obwodu wzmacniacza lub odbieranie jej z obwodu wyjściowego można zrealizować kilkoma sposobami, a mianowicie



Rys. 1. Wzmacniacz triodowy w układzie koncentrycznym



Rys. 2. Wzmacniacz tetrodowy w układzie koncentrycznym

przez: sprzężenie magnetyczne, elektryczne lub galwaniczne. Na rys. 1 i 2 przedstawiono przypadki sprzężenia galwanicznego, tzn. gdy linia zasilająca jest doprowadzona bezpośrednio do wewnętrznego przewodu linii koncentrycznej obwodu wzmacniacza. Wybór rodzaju sprzężenia zależy przede wszystkim od wymaganego współczynnika sprzężenia, wymaganego zakresu regulacji sprzężenia oraz od sposobu przestrajania obwodów wzmacniacza.

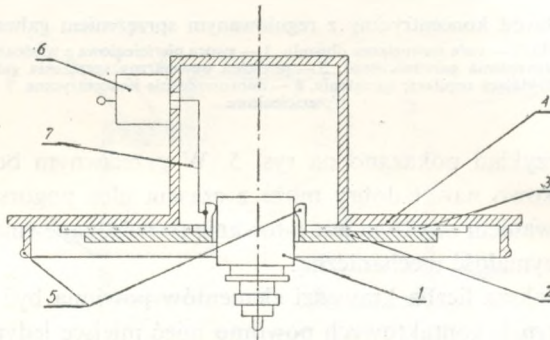
2. WSKAZÓWKI KONSTRUKCYJNE I TECHNOLOGICZNE DO PROJEKTOWANIA I WYKONYWANIA OBWODÓW WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Przestrajanie obwodów w.cz. w niewielkim zakresie jest z reguły realizowane przez dołączenie dodatkowej zmienianej pojemności skupionej lub też przez wprowadzenie przesłony magnetycznej. Uzyskiwanie natomiast przestrajania obwodów w szerokim zakresie jest realizowane przez zmianę stałych rozłożonych — najczęściej poprzez zmianę długości zwartej z jednej strony linii koncentrycznej. Przy zmianach długości linii zachodzi przy tym konieczność zapewnienia minimalnej wartości oporności strat występujących pomiędzy częściami trącymi się. Uzyskuje się to przez zakończenie krawędzi ślizgających się sprężynkami kontaktowymi. Liczba punktów stykowych jest tu określona liczbą sprężyn, dlatego więc stosuje się

dużą liczbę takich sprężyn rozłożonych na obwodzie równomiernie, co umożliwia uzyskanie równomiernego rozptyłu prądów. W celu zmniejszenia strat, występujących na stykach, zwora powinna być tak skonstruowana, aby styki nie znajdowały się w strzałce prądu płynącego po ściankach obwodu koncentrycznego, lecz raczej w strzałce napięcia.

Straty stykowe występują również na stykach lampy z obwodem koncentrycznym. Podczas pracy lampa znajduje się w zasadzie nieruchomo, ale ze względu na częstą wymianę jest ona również dopasowywana suwliwie i w miejscu ślizgu trzeba także zapewnić połączenie wielostykowe przez zastosowanie wspomnianych już sprężynek kontaktowych. Przykładowe rozwiązanie obwodu wyjściowego wzmacniacza pokazuje rys. 3.

Przy sprzęganiu się z obwodami koncentrycznymi każde stykające się i przesuwane krawędzie elementu układu sprzęgającego, pomiędzy którymi płyną prądy



Rys. 3. Pokrywa obwodu wyjściowego wzmacniacza

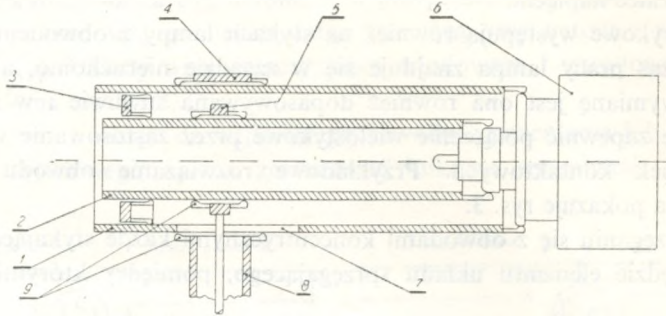
1 — lampa, 2 — pierścień anodowy z wieńcem sprężyn kontaktowych obejmujących lampę, 3 — izolacyjny pierścień mikowy, 4 — osłona obwodu z wieńcem sprężyn kontaktowych przeznaczonych do połączenia z pozostałą częścią obwodu, 5 — sprężynki kontaktowe pierścieniowe, 6 — filtr wysokiego napięcia, 7 — połączenie wysokiego napięcia

wielkiej częstotliwości, powinny być także zakończone sprężynkami kontaktowymi. Przykładowe połączenie zmienianego sprzężenia galwanicznego z linią koncentryczną pokazano na rys. 4.

Inne połączenia obwodu, wynikające z jego konstrukcji, powinny być również wykonywane bądź za pomocą sprężynek kontaktowych, bądź przez dostateczne zbliżenie powierzchni nie odkształcających się i dokładnie dopasowanych do siebie. W tym ostatnim przypadku obwód elektryczny zamyka się nie przez galwaniczny styk, lecz przez pojemność utworzoną przez duże, dopasowane i blisko położone powierzchnie. Powierzchnie takie muszą być przy tym bardzo czyste, gdyż w przeciwnym przypadku odległość powierzchni będzie niejednakowa i pojemność utworzona pomiędzy nimi stosunkowo mała, a kilka ewentualnych punktów styku galwanicznego będzie wprowadzało do obwodu znaczne straty. Jest to istotne dla technologii wykonania niektórych elementów obwodów bardzo wielkiej częstotliwości.

Jeżeli konstrukcja mechaniczna obwodu wymaga na przykład saterowania

i przez to miejsce będą płynęły prądy wielkiej częstotliwości, to wymagana jest mała oporność dla wielkiej częstotliwości, występująca pomiędzy łączonymi częściami. Przed lub po saterowaniu powierzchnie powinny być dobrze oczyszczone i zlu-

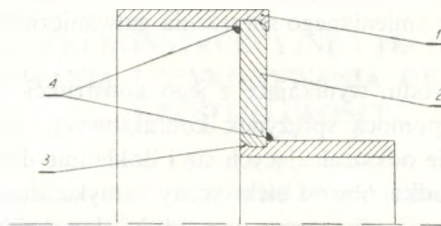


Rys. 4. Obwód koncentryczny z regulowanym sprzężeniem galwanicznym

1 — rura zewnętrzna obwodu, 2 — rura wewnętrzna obwodu, 3 — zwora pierścieniowa z wieńcami sprężyn kontaktowych, 4 — pierścień zewnętrzny sprzężenia galwanicznego, 5 — pierścień wewnętrzny sprzężenia galwanicznego, 6 — lampa, 7 — otwór wzdłużny umożliwiający regulację sprzężenia, 8 — doprowadzenie koncentryczne, 9 — sprężynki kontaktowe, pierścieniowe

towane, jak na przykład pokazano na rys. 5. W przeciwnym bowiem przypadku stan styku początkowo nawet dobry może z czasem ulec pogorszeniu. Lepsze od saterowania z lutowaniem zwykłym jest lutowanie twarde, zapewniające jednocześnie odpowiednią wytrzymałość mechaniczną.

Możliwie największa liczba krawędzi elementów powinna być łączona na stałe, a stosowanie sprężyn kontaktowych powinno mieć miejsce jedynie przy częściach podlegających demontażowi lub przy częściach ruchomych. Sprężynki kontaktowe wymagają bowiem okresowego czyszczenia oraz należy je starannie zabezpieczać przed kurzem. Przesuwanie bowiem styków w przypadku pracy przy większej



Rys. 5. Łączenie części obwodu przez saterowanie i lutowanie

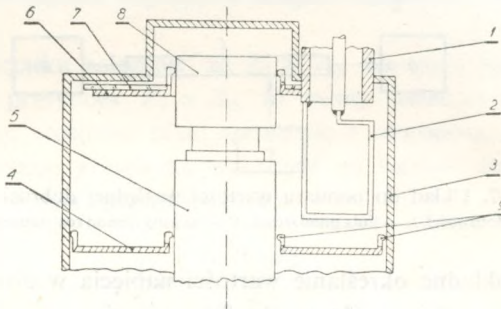
1 — saterowanie rury zewnętrznej, 2 — pierścień pośredniczący, 3 — saterowanie wewnątrz pierścienia, 4 — lutowanie

mocy nie powoduje samooczyszczania, lecz przeważnie pogorszenie kontaktu wskutek spalania kurzu w miejscach słabego styku.

Materiał, z którego wykonano sprężynki kontaktowe, ma istotny wpływ na dobroć i pracę obwodu. Posrebrzenie całego obwodu łącznie ze sprężynkami daje wyraźne poprawienie dobroci, a przez to i sprawności obwodu. Jakość tego pokry-

cia ma jednak istotny wpływ na pracę obwodu, ponieważ srebro może ulegać powolnemu, zwykle nierównomiernemu ścieraniu i wówczas oporność styku wzrasta. Najgorszy stan styku występuje wtedy, gdy warstwa srebra zostaje częściowo przetarta. Dobroć obwodu jest w takim przypadku z reguły dużo mniejsza niż obwodu w ogóle nie srebrzonego. Styki powinny więc być pokrywane warstwą odporną na ścieranie lub ewentualnie nie pokrywane, a wykonane z twardego mosiądzu.

Przy stosowaniu magnetycznego sprzężenia z obwodem za pomocą pętli nie jest konieczne stosowanie sprężyn kontaktowych pomiędzy ekranem linii zasilającej i ekranem obwodu. Duże prądy płyną bowiem w samej pętli, poprzez zaś stykające się krawędzie praktycznie nie płyną. Jeżeli jednak współczynnik transformacji oporności nie jest duży i rozmiary pętli są stosunkowo duże, to należy zwrócić uwagę na sposób umieszczenia pętli w obwodzie. Pętla pobiera bowiem wtedy energię nie tylko od pola magnetycznego, lecz również od pola elektrycznego. Może to pogarszać odprowadzanie energii z obwodu i utrudniać regulację sprzę-



Rys. 6. Sprzężenie magnetyczne z obwodem

1 — odprowadzenie koncentryczne, 2 — pętla magnetyczna, 3 — zewnętrzna część obwodu, 4 — zwora pierścieniowa, 5 — wewnętrzna część obwodu, 6 — pierścień anodowy, 7 — izolator mikowy, 8 — lampa, 9 — sprężynki kontaktowe pierścieniowe

żenia. Właściwe umieszczenie pętli jest takie, aby koniec pętli łączący się z wewnętrznym przewodem koncentrycznej linii zasilającej nie znajdował się w miejscu, gdzie występuje duże natężenie pola elektrycznego. Przykładowe, prawidłowe umieszczenie pętli pokazano na rys. 6.

3. POMIARY WŁASNOŚCI OBWODÓW WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Istotnym parametrem obwodu jest jego dobroć. Zastępcza wartość dobroci rezonatora koncentrycznego, określona podobnie jak dla obwodu o stałych skupionych, wynosi:

$$Q = \frac{\pi}{\alpha \cdot \lambda}$$

gdzie:

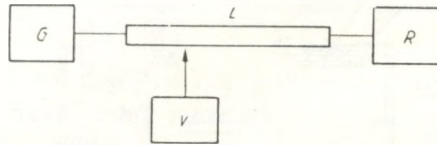
- α — tłumienie linii, z której wykonano rezonator,
- λ — długość fali.

Natomiast dla drgań wyższych rzędów dobroć wynosi:

$$Q = \frac{\pi}{(2n-1) \cdot \alpha \cdot \lambda}$$

Wszelkie sprzężenia z obwodem, zwory czy elementy strojące zwykle zmniejszają dobroć obwodu. Wartość bezwzględna dobroci określa się w praktyce z własności obwodu w funkcji częstotliwości. Pomiar taki jest jednak uciążliwy. Często jest wystarczające tylko względne określenie dobroci. Pomiarów względne można przeprowadzać przy jednej częstotliwości i są one wskutek tego dużo prostsze. Pozwala to na szybkie określanie wpływu różnych części obwodu na dobroć, wykrywanie uszkodzeń czy zanieczyszczeń.

Układ do pomiaru względnych wartości dobroci podano na rys. 7. Istotnym szczegółem układu jest tu sprzężenie woltomierza selektywnego z linią pomiarową,



Rys. 7. Układ do pomiaru wartości względnej dobroci obwodu

G — generator wielkiej częstotliwości, L — linia pomiarowa, R — badany obwód rezonansowy, V — woltomierz selektywny

pozwalające na dokładne określanie wartości napięcia w dowolnym punkcie linii, nawet przy dużej wartości współczynnika fali stojącej.

Zestrojony obwód rezonansowy ma oporność wejściową o wartości rzeczywistej i w przypadku na przykład sprzężenia magnetycznego osiąga ona wartość wprost proporcjonalną do dobroci obwodu. Załóżmy, że oporność wejściowa obwodu jest dużo większa od oporności charakterystycznej linii zasilającej. Dla takich warunków wskaźnikiem dostrojenia jest uzyskanie maksimum napięcia fali stojącej na końcu linii zasilającej. W celu przeprowadzenia pomiarów względnych należy sondę linii pomiarowej ustawić w miejscu minimum wartości napięcia fali stojącej. W tym miejscu linii wszystkie wielkości elektryczne są rzeczywistymi i napięcie w linii można zapisać:

$$U_{min} = U_0 (1 - \sigma)$$

gdzie:

$$\sigma = \frac{Z_k - Z_0}{Z_k + Z_0}$$

Przy czym:

- U_0 — napięcie fali bieżącej,
- Z_k — rzeczywista wartość oporności obciążenia,
- Z_0 — oporność falowa linii zasilającej.

Stąd

$$U_{min} = \frac{2U_0}{\frac{Z_k}{Z_0} + 1}$$

a ponieważ $Z_k \gg Z_0$, więc w przybliżeniu

$$U_{min} = \frac{2U_0 Z_0}{Z_k}$$

Wartość napięcia w miejscu, gdzie osiąga ono minimum, jest odwrotnie proporcjonalna do oporności obciążenia. Właściwość ta może więc być wykorzystana do określania względnej wartości dobroci obwodu, ponieważ Z_k jest wprost proporcjonalne do dobroci obwodu. Zmiany wartości napięcia w miejscu jego minimum są więc bezpośrednim wskaźnikiem zmian dobroci i mogą być odczytywane za pomocą woltomierza selektywnego. Jeżeli przykładowo dobroć obwodu dwukrotnie zmaleje, to wartość napięcia w miejscu minimum napięcia fali stojącej wzrośnie o 6 dB.

Postawione na początku założenie, że $Z_k \gg Z_0$, nie musi być spełnione, przy czym jeśli występuje przypadek $Z_k \approx Z_0$, to mamy wówczas małą dokładność pomiarów. Należy więc stosować takie sprzężenie z obwodem, aby $Z_k \gg Z_0$ lub $Z_k \ll Z_0$. W tym ostatnim przypadku wyrażenie na wartość napięcia w miejscu minimum napięcia fali stojącej przyjmie postać:

$$U_{min} = \frac{2U_0 Z_k}{Z_0}$$

Uzyskujemy w tym przypadku wprost proporcjonalną zależność pomiędzy napięciem fali stojącej w miejscu jej minimum a opornością obciążenia, czyli dobrocią obwodu.

3. Шкларчик

ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ РАБОТАЮЩИХ В ДИАПАЗОНЕ ВЕСЬМА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Резюме

Статья содержит проблемы конструкции цепей в.ч. усилителей мощности, работающих в диапазоне дециметровых волн.

Рассмотрено принципы структуры таких цепей и подано конструктивные и технологические указания, связанные с их изготовлением.

Рассмотрено тоже влияния отдельных элементов цепей на их электрические свойства и рассмотрено важность технологии в осуществлении постоянства и повторяемости значений параметров.

В заключении статьи подано простой но точный способ определения относительной, добротности цепей.

Z. Szklarczyk

CIRCUITS OF V.H.F. POWER AMPLIFIERS; TECHNOLOGICAL AND CONSTRUCTIONAL ADVICE

S u m m a r y

The paper deals with some constructional problems of VHF power amplifiers circuits working in the range of decimetric waves.

The principles of designing these circuits have been here discussed and some constructional and technological advice concerning their production has been given.

The influence of particular circuit elements upon electrical characteristics of circuits has been discussed and the importance of technology in getting the invariable and repetitive parameters has been presented.

Then a simple and exact method of defining the value of VHF circuit relative quality factor has been presented.

Z. Szklarczyk

CIRCUITS DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DANS LA GAMME D'ONDES DÉCIMÉTRIQUES

R é s u m é

L'article concerne les problèmes de la construction des circuits des amplificateurs de puissance fonctionnant dans la gamme d'ondes décimétriques.

On a examiné les principes de construction de tels circuits et on a donné des indications concernant leur technologie.

On a examiné aussi l'influence des éléments particuliers des circuits sur leur qualité électrique et l'importance de la technologie pour la constance et l'exactitude des paramètres.

Enfin on a présenté un simple mais très exact moyen d'indiquer la valeur de facteur de qualité relative des circuits dans la gamme d'ondes décimétriques.

Z. Szklarczyk

SCHWINGKREISE FÜR DIE HOCHFREQUENZLEISTUNGSVERSTÄRKER. TECHNOLOGIE UND KONSTRUKTIONSHINWEISE

Zusammenfassung

Der Artikel umfasst die Probleme, die beim konstruieren der Hochfrequenzschwingkreisen der Dycimeterwellenleistungsverstärker auftreten. Es werden die Lösungsprinzipien solcher Einrichtungen erörtert, und einige Hinweise die Technologie und Konstruktion betreffen gegeben.

Es werden auch die Einflüsse der einzelnen Bauelemente auf die elektrische Eigenschaften der Schwingkreise erörtert, sowie die Bedeutung der Technologie für das Erhalten von unveränderlichen und wiederholenden Parameter besprochen.

Zum Schluss ist ein einfaches aber genaues Verfahren für die Bestimmung des Relativwerte des Gütefaktors der Hochfrequenzschwingkreisen gegeben.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1971

Wydanie pierwsze. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 3. Ark. druk. 3,25. Otdano do składania w listopadzie 1970. Podpisano do druku w czerwcu 1971. Druk ukończono w lipcu 1971. Papier druk. sat. kl. V. 70 g, 70×100 z Włocławka. Zam. P/224/70. K/6372.

Cena zł 25.—

Cena zł 25,—