

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Nr .

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XVII

ZESZYT 3(59)

1970

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. <i>Alfons Podemski</i> — Obliczanie sumarycznych zniekształceń różnicowych sygnału chrominancji w telewizyjnych układach przesyłowych	3
2. <i>Stawoj Walaszek</i> — Określenie liczby połączeń próbnych w układach komutacyjnych	23
3. <i>Jan Pasławski</i> — Układy wejściowe do pomiaru czasów działania przekaźnika	33
4. <i>Włodzimierz Stawski</i> — Badania skuteczności końcówek przeciwzakłóceńowych przewodu zapłonowego	43

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>А. Подэмски</i> — Расчет суммарных дифференциальных искажений сигнала цветности в телевизионных цепях перелачи	3
2. <i>С. Вияльшек</i> — Определения числа пробных соединений в коммутационных схемах	23
3. <i>Я. Паславски</i> — Входные схемы для измерений времени действия реле	33
4. <i>В. Ставски</i> — Измерения эффективной помехозащищенности проводов цепей искрового зажигания	43

CONTENTS

1. <i>A. Podemski</i> — Summation of differential distortions of chrominance signal in the television transmitting networks	3
2. <i>S. Walaszek</i> — Defining the number of test calls in commutation networks	23
3. <i>J. Paslawski</i> — Input circuits for measurements of time of operation of a relay	33
4. <i>W. Stawski</i> — Measurements of interference suppression effectivity of spark ignition terminals in explosion engines	43

SOMMAIRE

1. <i>A. Podemski</i> — Calcul de distorsions différentielles sommaires du signal de chrominance dans les circuits de transmission de télévision	3
2. <i>S. Walaszek</i> — Détermination du nombre de connexions d'essais dans les systèmes de commutation	23
3. <i>J. Paslawski</i> — Les circuits d'entrée permettant la mesure de temps de fonctionnement d'un relais	33
4. <i>W. Stawski</i> — Mesure d'efficacité des supprimeurs des perturbations des conducteurs d'allumage des moteurs à explosion	43

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>A. Podemski</i> — Berechnung der summarischen Differentialverzerrungen des Chrominanzsignals in den Fernsehübertragungssystemen	3
2. <i>S. Walaszek</i> — Bestimmung der Zahl der Prüfverbindungen in der Kommutationsanlagen	23
3. <i>J. Paslawski</i> — Eingangsschaltungen für Messung der Relaisansprechzeiten	33
4. <i>W. Stawski</i> — Untersuchungen der Wirksamkeit der Störschützendstücke der Zündleitung	43

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Nr

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVII

ZESZYT 3(59)

WARSZAWA 1970

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. Aleksy Brodowski, dr Stanisław Włoszczowski

doc. mgr inż. Jerzy Wójcikiewicz

Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

Adres Redakcji:

Institut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

ALFONS PODEMSKI

621.391.832.44:621.397.132

OBLICZANIE SUMARYCZNYCH ZNIEKSZTAŁCEŃ RÓŻNICOWYCH SYGNAŁU CHROMINANCJI W TELEWIZYJNYCH UKŁADACH PRZESYŁOWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 11.III.1969 r.

Rozpatrzono zagadnienie wpływu zniekształceń nieliniarnych składowych małej częstotliwości sygnału luminancji na sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego w układach przesyłowych telewizji kolorowej.

Wyprowadzono wzory do obliczania sumarycznych zniekształceń różnicowych na częstotliwości podnośnej sygnału chrominancji w kaskadowo połączonych czwórnikach charakteryzujących się nieliniernością dynamiczną i statyczną. Omówiono również zagadnienie sumowania zniekształceń nieliniarnych statycznych sygnału wizyjnego.

Zaproponowano kształt sygnału odpowiedni do pomiaru zniekształceń nieliniarnych czwórników, przeznaczonych do przenoszenia sygnałów telewizyjnych.

1. WSTĘP

Jednym z głównych czynników, wpływających na jakość odtwarzanego obrazu kolorowego, są zniekształcenia podnośnej chrominancji, występujące przy transmisji tego sygnału.

W telewizji monochromatycznej główna część energii sygnału obrazu jest skoncentrowana w zakresie małych częstotliwości. Nawet więc stosunkowo znaczne odstępstwa od prawidłowego przebiegu charakterystyk tłumieniowych toru sygnału wizyjnego w górnym zakresie pasma częstotliwości przenoszonych nie wywołują wyraźnie zauważalnego pogorszenia jakości obrazu. Natomiast w sygnale telewizji kolorowej informacja o kolorowości obrazu jest umieszczona w górnym zakresie pasma częstotliwości sygnału wizyjnego, a zatem zniekształcenia linearne i nieliniarne sygnału, powstające w tym zakresie częstotliwości, będą w istotny sposób wpływać na jakość obrazu kolorowego.

Całkowity sygnał wizyjny obrazu kolorowego, przesyłany ze studia do odbiornika, przechodzi — jak wiadomo — przez szereg układów, z których każdy wprowadza

zniekształcenia tego sygnału. Zniekształcenia te sumują się w określony sposób i na wyjściu kaskadowo połączonych układów występuje zniekształcenie wypadkowe.

W telewizji kolorowej szczególnie wpływ na jakość obrazu kolorowego mają, jak wiadomo, zniekształcenia fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego.

Zagadnienie sumowania zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego kaskadowo połączonych telewizyjnych układów przesyłowych są omówione w [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [15], [16], [17], [18], [19] i [20]. W obecnej pracy, która jest kontynuacją prac [8], [15], [16], [17] i [18], rozpatrzono z kolei wpływ zniekształceń nieliniarnych składowych małej częstotliwości sygnału luminancji na sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego. Podano przy tym wzory do obliczania sumarycznych zniekształceń różnicowych.

2. ZNIEKSZTAŁCENIA NIELINEARNE W TELEWIZYJNYCH UKŁADACH PRZESYŁOWYCH

Telewizyjny układ przesyłowy w ogólnym przypadku można rozpatrywać jako czwórnik, którego współczynnik przenoszenia jest funkcją chwilowej wartości napięcia wejściowego oraz częstotliwości.

Charakterystyka amplitudowa takiego układu jest funkcją poziomu sygnału wejściowego U_e oraz częstotliwości ω i można ją wyrazić jako

$$A = A_0 \cdot A(U_e, \omega) \quad (1)$$

gdzie — A_0 i A są to charakterystyki przenoszenia, a ω jest pulsacją.

Ponieważ w telewizji układy transmisyjne mają na ogół wzmocnienie równe 1, można więc tu przyjąć, że $A_0 = 1$. Podstawowe znaczenie będzie więc miała funkcja $A(U_e, \omega)$. Wartość napięcia sygnału wejściowego U_e jest ściśle określona. W układzie wizyjnym bowiem poziom sygnału może zmieniać się od wartości odpowiadającej poziomowi czerni do wartości odpowiadającej poziomowi bieli. Jeżeli przyjmiemy, że poziomowi czerni odpowiada 0 sygnału, a poziomowi bieli 1, to zakres zmian U_e będzie określony zależnością $0 \leq U_e \leq 1$.

Charakterystyka przenoszenia układu w ogólnym przypadku zależy od częstotliwości, a zatem

$$\frac{\partial A}{\partial \omega} \neq 0 \quad (2)$$

Charakterystyka przenoszenia wizyjnego układu przesyłowego ma przy tym kształt charakterystyki filtra dolnoprzepustowego. Dla ograniczonego zakresu częstotliwości można jednak uzyskać płaską charakterystykę tłumieniową i wtedy

$$\frac{\partial A}{\partial \omega} = 0 \quad (3)$$

W takim przypadku opóźnienie grupowe ma wartość stałą. W układzie linearnym przebieg charakterystyki tłumieniowej układu $\frac{\partial A}{\partial \omega}$ jest niezależny od U_e .

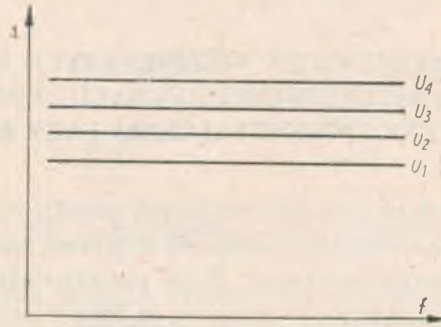
Jeżeli układ ma linearną charakterystykę amplitudową, to

$$\frac{\partial A}{\partial U_e} = 0 \quad (4)$$

W przypadku gdy spełniona jest zależność

$$\frac{\partial A}{\partial U_e} = h(U_e) \cdot g(\omega) \neq 0 \quad (5)$$

gdzie: h i g są dowolnymi funkcjami, to układ taki posiada nieliniarną charakterystykę amplitudy i nazywamy go układem nieliniarnym. Układem nieliniarnym nazywamy układ teleelektryczny, mający tę własność, że występujące (lub mające wystąpić) w nim, a zależne od czasu prądy i napięcia, nie spełniają równań (różniczkowych)



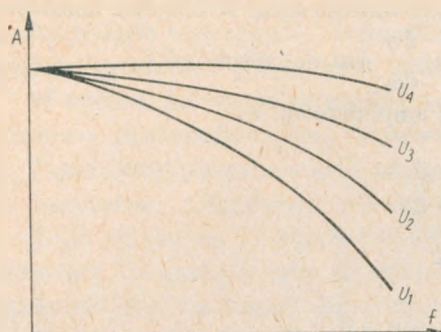
Rys. 1. Charakterystyki tłumieniowe czwórnika z nieliniernością statyczną

liniowych o stałych współczynnikach. Jeżeli funkcja $h(U_e)$ we wzorze (5) jest niezależna od ω , to taką nielinierność nazywamy nieliniernością statyczną. Inaczej można powiedzieć, że zniekształcenia nielinearne statyczne są to takie zniekształcenia, które nie zależą od częstotliwości. Z tymi zniekształceniami związana jest zdolność odtwarzania gradacji dużych płaszczyzn obrazu.

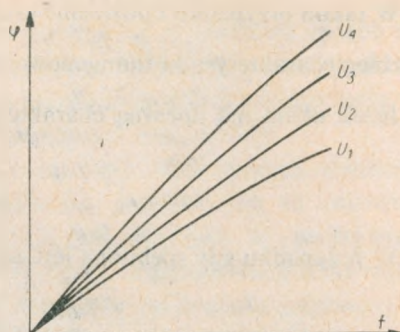
Jeżeli natomiast $h(U_e)$ jest zależne od ω , to obie zmienne są od siebie wzajemnie zależne i wtedy

$$\frac{\partial A}{\partial U_e} = h(U_e, \omega) \neq 0 \quad (6)$$

Taki rodzaj nielinierności nazywamy nieliniernością dynamiczną, ponieważ zależy ona od częstotliwości sygnału. Oznacza to, że zniekształcenia nielinearne dynamiczne są to takie zniekształcenia nielinearne, które zależą od częstotliwości. Ten rodzaj zniekształceń wpływa na zdolność układu do przenoszenia informacji o małych elementach obrazu.



Rys. 2. Charakterystyki tłumieniowe czwornika z nielinearnością dynamiczną



Rys. 3. Charakterystyki fazowe czwornika z nielinearnością dynamiczną

Na rysunkach 2 i 3 podano charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe i fazowe czwornika z nielinearnością dynamiczną.

3. WPLYW ZNIEKSZTAŁCEŃ NIELINEARNYCH SKŁADOWYCH MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI SYGNAŁU LUMINANCJI NA SUMARYCZNE ZNIEKSZTAŁCENIA FAZY RÓŻNICOWEJ

Charakterystyki zniekształceń fazy różnicowej telewizyjnych układów przesyłowych określa się eksperymentalnie i podaje się w postaci funkcji, $\varphi_r = f(L)$, gdzie L — jest poziomem sygnału luminancji. Jeżeli charakterystyki zniekształceń fazy różnicowej czworników połączonych szeregowo są dane w postaci analitycznej [8], to charakterystykę sumarycznych zniekształceń na wyjściu układu można obliczyć za pomocą zależności

$$\varphi_{rs}(L) = \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L) \quad (7)$$

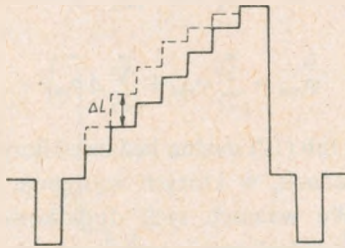
W przypadku natomiast braku możliwości określenia analitycznego można je obliczyć [8] za pomocą następujących zależności

$$\begin{aligned} \varphi_{rs1} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L_1) \\ \varphi_{rs2} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L_2) \\ &\vdots \\ \varphi_{rsn} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L_n) \end{aligned} \quad (8)$$

Jeżeli jednak oprócz zniekształceń nieliniarnych dynamicznych występują w układzie również zniekształcenia nieliniarne statyczne, to wywołują one dodatkowe

zmiany poziomów sygnału luminancji, które także będą wpływać na amplitudę i fazę podnośnej. W przypadku więc sumowania zniekształceń będą one przyczyną uzyskiwania nieprawidłowej sumarycznej wartości zniekształceń, jeśli obliczano ją za pomocą wzorów (7) i (8). Wzory te były bowiem wyprowadzone w założeniu, że sygnał częstotliwości podnośnej chrominancji jest przenoszony przez każdy czwórnik przy takim poziomie sygnału luminancji, przy jakim został doprowadzony do wejścia pierwszego czwórnik. Jeżeli więc w układzie kaskadowo połączonych czwórników obok zniekształceń nieliniarnych dynamicznych występują także zniekształcenia nieliniarne statyczne, to podnośna chrominancji będzie przenoszona przez poszczególne układy przy różnych poziomach, zależnych od wartości zniekształceń nieliniarnych, występujących w zakresie małych częstotliwości sygnału luminancji.

Na rysunku 4 pokazano zniekształcony sygnał schodkowy. Założono przy tym, że poziomy sygnału odpowiadające czerni i bieli nie uległy zmianie. Z rysunku tego



Rys. 4. Zniekształcony sygnał schodkowy

wynika, że poszczególne poziomy sygnału schodkowego (który obrazuje sygnał luminancji) uległy zmianie o wartość ΔL , która w zależności od kształtu charakterystyki amplitudowej układu może być dodatnia lub ujemna. Przy obliczaniu sumarycznych zniekształceń fazy różnicowej trzeba więc wzory (7) i (8) zmodyfikować w taki sposób, aby uwzględniały one dodatkowe zmiany wywołane zniekształceniami nieliniarnymi składowych małej częstotliwości sygnału luminancji.

Wobec tego wzór (7) można zastąpić zależnością

$$\varphi_{rs} = \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L) + \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(\Delta L) \quad (9)$$

a wzór (8) wyrażeniami

$$\begin{aligned} \varphi_{rs1} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L_1) + \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(\Delta L) \\ \varphi_{rs2} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L_2) + \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(\Delta L) \\ &\vdots \\ \varphi_{rsn} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(L_n) + \sum_{i=1}^m \varphi_{ri}(\Delta L) \end{aligned} \quad (10)$$

ΔL — są tu dodatkowymi zmianami sygnału luminancji, wywołanymi statycznymi zniekształceniami nieliniarnymi. Ze względu na to, że pierwszy czwórnik jest sterowany niezniekształconym sygnałem luminancji, ΔL dla wszystkich pierwszych członów wzorów (9) i (10) jest równe zero.

Oznaczając przez $\Delta\varphi_r$ dodatkowe zmiany fazy różnicowej wywołane przez ΔL , wzór (9) można zapisać

$$\varphi_{rs} = \sum_{i=1}^m \varphi_{ri} + \sum_{i=1}^m \Delta\varphi_{ri} \quad (11)$$

wzór (10) zaś przedstawić za pomocą zależności

$$\begin{aligned} \varphi_{rs1} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{r1i} + \sum_{i=1}^m \Delta\varphi_{r1i} \\ \varphi_{rs2} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{r2i} + \sum_{i=2}^m \Delta\varphi_{r2i} \\ &\vdots \\ \varphi_{rsn} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{rni} + \sum_{i=2}^m \Delta\varphi_{rni} \end{aligned} \quad (12)$$

Za pomocą wzorów (11) lub (12) można będzie obliczyć sumaryczne zniekształcenia fazy różnicowej w układach, w których występuje jednocześnie nieliniarność dynamiczna i statyczna. We wzorach tych dodatkowe zmiany fazy różnicowej $\Delta\varphi_r$ wyrażono jako funkcje dodatkowych zmian sygnału luminancji ΔL w danym czwórniku, wywołanych zniekształceniami wszystkich poprzednich czwórników. W praktyce są na ogół dane zniekształcenia nieliniarne poszczególnych czwórników, a nie ich wartości sumaryczne. W związku z tym wzory (11) i (12) napiszemy w takiej postaci, aby $\Delta\varphi_r$ było wyrażone jako funkcja zniekształceń nieliniarnych ΔL_k poszczególnych czwórników. Tak więc wzór (11) przyjmie postać

$$\varphi_{rs} = \sum_{i=1}^m \varphi_{ri} + \sum_{i=1}^m \Delta\varphi_{ri}(\Delta L_k) \quad (13)$$

gdzie — $\Delta L_k = \{\Delta L_k\} k = 1, 2 \dots (i-1)$

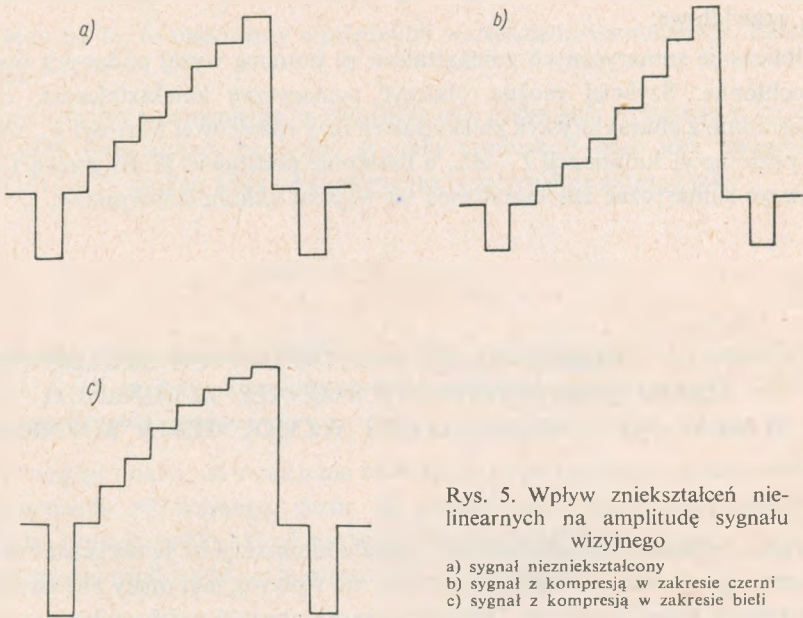
a wzór (12) przyjmie postać

$$\begin{aligned} \varphi_{rs1} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{r1i} + \sum_{i=2}^m \Delta\varphi_{r1i}(\Delta L_{k1}) \\ \varphi_{rs2} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{r2i} + \sum_{i=1}^m \Delta\varphi_{r2i}(\Delta L_{k2}) \\ &\vdots \\ \varphi_{rsn} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{rni} + \sum_{i=1}^m \Delta\varphi_{rni}(\Delta L_{kn}) \end{aligned} \quad (14)$$

Z analizy zależności (7) i (8) oraz (13) i (14) wynika, że w pierwszym przypadku podnośna chrominancji jest przenoszona przez wszystkie czwórniki przy takim samym

poziomie sygnału luminancji, natomiast w drugim przypadku podnośna jest przenoszona przez poszczególne czwórniki układu przy różnych poziomach sygnału luminancji. Wzory (13) i (14) są bardziej ogólne, ponieważ pozwalają obliczać sumaryczne zniekształcenia w przypadku występowania zniekształceń nieliniarnych składowych małej częstotliwości sygnału wizyjnego oraz zmian wartości maksymalnej sygnału luminancji.

Taki sposób obliczania sumarycznych zniekształceń można stosować w układach ze stabilizacją poziomu, gdyż wówczas poziom sygnału odpowiadający czerni jest jednakowy, zarówno gdy na wejście układu czwórników zostaje doprowadzony sygnał niezniekształcony, jak i zniekształcony. Za pomocą zależności (13) i (14) można także obliczać sumaryczne zniekształcenia fazy różnicowej w układach bez stabilizacji poziomu, jeżeli przebieg charakterystyki zniekształceń fazy różnicowej jest funkcją liniową.



Rys. 5. Wpływ zniekształceń nieliniarnych na amplitudę sygnału wizyjnego

- a) sygnał niezniekształcony
- b) sygnał z kompresją w zakresie czerni
- c) sygnał z kompresją w zakresie bieli

W dotychczasowych rozważaniach przyjęto założenie, że poziomy sygnału odpowiadające czerni i bieli nie ulegają zmianie. Określa to jednocześnie niezmiennosc amplitudy sygnału wizyjnego. Ten warunek jest w zasadzie spełniony w warunkach eksploatacyjnych, ale w niektórych przypadkach na skutek zniekształceń nieliniarnych składowych małych częstotliwości sygnału wizyjnego amplituda sygnału luminancji może być większa (rys. 5b) lub mniejsza (rys. 5c) od wartości nominalnej, co pociąga za sobą zmianę średniego punktu pracy układu, wywołującą zmianę fazy różnicowej.

Zwiększenie amplitudy sygnału luminancji (przy wzrastającym lub malejącym przebiegu charakterystyki fazy różnicowej) wywoła w ogólnym przypadku wzrost wartości maksymalnej zniekształceń. Natomiast w przypadku gdy w nowym punkcie pracy układ jest bardziej linearny, to maksymalna wartość zniekształceń może być mniejsza pomimo wzrostu amplitudy sygnału luminancji. Podobnie jest, gdy amplituda sygnału wizyjnego ulega zmniejszeniu. Wówczas faza różnicowa w ogólnym przypadku zmniejszy się, natomiast w przypadku, gdy w nowym punkcie pracy układ jest bardziej nieliniarny, maksymalna wartość fazy może wzrosnąć. Wówczas obliczone zniekształcenia sumaryczne będą różne od zniekształceń występujących w rzeczywistości. Różnica będzie zależeć od wielkości zniekształceń nieliniarnych składowych malej częstotliwości sygnału luminancji i od zmian jego amplitudy.

W przypadku gdy charakterystyka zniekształceń fazy różnicowej czwórnika jest funkcją liniowo rosnącą (lub malejącą) w zakresie zmian sygnału luminancji, zmiana punktu pracy nie wywoła zmian maksymalnej wartości fazy różnicowej. W tym przypadku sumaryczne zniekształcenia, obliczone za pomocą zależności (13) i (14), będą prawidłowe.

Obliczanie sumarycznych zniekształceń za pomocą wyżej podanych wzorów jest pracochłonne. Szybciej można obliczyć sumaryczne zniekształcenia, odczytując bezpośrednio z charakterystyk zniekształceń fazy różnicowej wartości φ_r , odpowiadające poziomowi luminancji $L + \Delta L$, a następnie podstawić je do wzoru (7) lub (8) i obliczyć sumaryczne zniekształcenia na wyjściu układu czwórników.

4. WPLYW ZNIEKSZTAŁCEŃ NIELINEARNYCH SKŁADOWYCH MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI SYGNAŁU LUMINANCJI NA SUMOWANIE ZNIEKSZTAŁCEŃ WZMOCNIENIA RÓŻNICOWEGO

Wpływ nieliniarnych zniekształceń sygnału luminancji na sumaryczne zniekształcenia wzmocnienia różnicowego jest podobny do wpływu, jaki miały one na sumowanie zniekształceń fazy różnicowej. Przebieg charakterystyki zniekształceń wzmocnienia różnicowego danego czwórnika można obliczyć ze wzoru:

$$K_r = 1 - \frac{K(L)}{K_{\max}} \quad (15)$$

gdzie:

$K(L)$ — wzmocnienie podnośnej jako funkcja poziomu sygnału luminancji,

K — maksymalna wartość wzmocnienia podnośnej chrominancji.

Sumaryczne zniekształcenia na wyjściu szeregowo połączonych czwórników będzie można natomiast obliczyć za pomocą wzoru (15), odpowiednio zmodyfikowanego.

Z teorii wzmacniaczy jest bowiem znany wzór na wypadkowe wzmocnienie kaskadowo połączonych czwórników liniowych.

$$K_w = \prod_{i=1}^m K_i \quad (16)$$

Analogicznie można zapisać wzór na wypadkowe wzmocnienie przy częstotliwości podnośnej chrominancji kaskadowo połączonych czwórników nieliniarnych, z tym że wzmocnienie to będzie dotyczyło określonego poziomu L sygnału luminancji.

$$K_w = \prod_{i=1}^m K_i(L) \quad (17)$$

Ze względu na to, że operujemy względnymi wartościami wzmocnienia, możemy przyjąć $K_{\max} = 1$.

Jeżeli maksymalne wzmocnienie na częstotliwości podnośnej występuje w każdym czwórniku przy tym samym poziomie sygnału luminancji oraz jeśli uwzględnić zależności (15) i (17), można wzór na sumaryczne wzmocnienie zapisać jako

$$K_{rs} = 1 - \prod_{i=1}^m K_i(L) \quad (18)$$

Z zależności (18) można obliczyć przebieg charakterystyki sumarycznych zniekształceń, jeżeli są dane charakterystyki amplitudowe poszczególnych czwórników na częstotliwości podnośnej.

Dalej, ze względu na to, że urządzenia telewizyjne charakteryzują się zniekształceniami wzmocnienia różnicowego, wzór na sumaryczną wartość zniekształcenia wyrazimy jako funkcję zniekształceń poszczególnych czwórników.

Dla jednego czwórnika wzór (15) przyjmie wówczas postać

$$K_r = 1 - K(L) \quad (19)$$

Stąd

$$K(L) = 1 - K_r \quad (20)$$

Uwzględniając zależność (20), można wzór (18) zapisać jako

$$K_{rs} = 1 - \prod_{i=1}^m (1 - K_{ri}) \quad (21)$$

W celu uzyskania wzoru bardziej wygodnego do analizy zapiszemy wzór (21) następująco:

$$K_{rs} = \sum_{i=1}^m K_{ri}(L) - \sum_{j \neq l}^m K_{rj}(L)K_{ri}(L) + \\ + \sum_{\substack{j \neq l \\ j \neq q \\ q \neq l}}^m K_{rj}(L)K_{ri}(L)K_{rq}(L) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L) \quad (22)$$

Jeżeli jednak charakterystyk wzmocnienia różnicowego poszczególnych czwórników nie można wyrazić analitycznie, wtedy sumaryczne wartości zniekształceń można będzie obliczyć jako

$$K_{rs1} = \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_1) - \sum_{j \neq l}^m K_{rj}(L_1)K_{ri}(L_1) + \\ + \sum_{\substack{j \neq l \\ j \neq q \\ q \neq l}}^m K_{rj}(L_1)K_{ri}(L_1)K_{rq}(L_1) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_1) \\ K_{rs2} = \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_2) - \sum_{j \neq l}^m K_{rj}(L_2)K_{ri}(L_2) + \\ + \sum_{\substack{j \neq l \\ j \neq q \\ q \neq l}}^m K_{rj}(L_2)K_{ri}(L_2)K_{rq}(L_2) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_2) \\ \vdots \\ K_{rsn} = \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_n) - \sum_{j \neq l}^m K_{rj}(L_n)K_{ri}(L_n) + \\ + \sum_{\substack{j \neq l \\ j \neq q \\ q \neq l}}^m K_{rj}(L_n)K_{ri}(L_n)K_{rq}(L_n) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_n) \quad (23)$$

Wpływ zniekształceń nieliniarnych sygnału luminancji na sumowanie zniekształceń wzmocnienia różnicowego jest tu więc taki sam, jak na sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i w zależności od znaku przyrostu ΔL oraz kształtu charakterystyki będzie on wpływał na wzrost lub zmniejszenie sumarycznej wartości zniekształceń. Wobec tego, dla układów z nieliniernością statyczną wzór (22) przyjmie postać

$$K_{rs} = \sum_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L) - \sum_{j \neq l}^m K_{rj}(L + \Delta L)K_{ri}(L + \Delta L) + \\ + \sum_{\substack{j \neq l \\ j \neq q \\ q \neq l}}^m K_{rj}(L + \Delta L)K_{ri}(L + \Delta L)K_{rq}(L + \Delta L) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L) \quad (24)$$

gdzie ΔL jest funkcją nieliniarnych zniekształceń sygnału luminancji.

Wzór (23) można zapisać odpowiednio jako

$$\begin{aligned}
 K_{rs1} &= \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_1) - \sum_{j \neq i}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_1) K_{rj}(L_1 + \Delta L_1) + \\
 &+ \sum_{\substack{j \neq i \\ j \neq q \\ q \neq i}}^m K_{rj}(L_1 + \Delta L_1) K_{ri}(L_1 + \Delta L_1) K_{rq}(L_1 + \Delta L_1) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_1) \\
 K_{rs2} &= \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_2) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_2) K_{ri}(L_2 + \Delta L_2) + \\
 &+ \sum_{\substack{j \neq i \\ j \neq q \\ q \neq i}}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_2) K_{ri}(L_2 + \Delta L_2) K_{rq}(L_2 + \Delta L_2) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_2) \\
 &\vdots \\
 K_{rsn} &= \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_n) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_n) K_{ri}(L_n + \Delta L_n) + \\
 &+ \sum_{\substack{j \neq i \\ j \neq q \\ q \neq i}}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_n) K_{ri}(L_n + \Delta L_n) K_{rq}(L_n + \Delta L_n) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_n)
 \end{aligned} \tag{25}$$

Za pomocą zależności (24) i (25) można więc obliczyć sumaryczne wartości zniekształceń wzmocnienia różnicowego, jeżeli są znane zmiany poziomów sygnału luminancji ΔL wywołane nielinearnością wszystkich poprzednich układów. Ponieważ w praktyce zwykle nie są dane sumaryczne zniekształcenia nielinearne, lecz zniekształcenia poszczególnych czwórników, wzory na sumaryczne zniekształcenia wyrazimy jako funkcje zmian poziomów sygnału luminancji wszystkich poprzednich układów. Stąd wzór (24) przyjmie postać

$$\begin{aligned}
 K_{rs}(L) &= \sum_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L + \Delta L_k) K_{ri}(L + \Delta L_k) + \\
 &+ \sum_{\substack{j \neq i \\ j \neq q \\ q \neq i}}^m K_{rj}(L + \Delta L_k) K_{ri}(L + \Delta L_k) K_{rq}(L + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L_k)
 \end{aligned} \tag{26}$$

gdzie

$$\Delta L_k = \{\Delta L_k\} \quad k = 1, 2, 3 \dots i-1$$

wzór (25) zaś można zapisać jako

$$\begin{aligned}
 K_{rs1} &= \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_1 + \Delta L_k) K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) + \\
 &+ \sum_{\substack{j \neq i \\ j \neq q \\ q \neq i}}^m K_{rj}(L_1 + \Delta L_k) K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) K_{rq}(L_1 + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_k)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 K_{rs2} = & \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_k) K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) + \\
 & + \sum_{\substack{j \neq i \\ j \neq q \\ q \neq i}}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_k) K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) K_{rq}(L_2 + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) \\
 & \vdots
 \end{aligned} \tag{27}$$

$$\begin{aligned}
 K_{rsn} = & \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_k) K_{ri}(L_n + \Delta L_k) + \\
 & + \sum_{\substack{j \neq i \\ j \neq q \\ j \neq l}}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_k) K_{ri}(L_n + \Delta L_k) K_{rq}(L_n + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_k)
 \end{aligned}$$

Wzory (26) i (27) są bardzo złożone. Dla obliczeń praktycznych wystarczy jednak uwzględnić tylko pierwsze wyrazy tych wzorów i wtedy otrzymamy

$$K_{rs} \approx \sum_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L + \Delta L_k) K_{ri}(L + \Delta L_k) \tag{28}$$

a zależność (27) przyjmie wówczas postać

$$\begin{aligned}
 K_{rs1} & \approx \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_1 + \Delta L_k) K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) \\
 K_{rs2}^1 & \approx \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_k) K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) \\
 & \vdots \\
 K_{rsn} & \approx \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_k) K_{ri}(L_n + \Delta L_k)
 \end{aligned} \tag{29}$$

Za pomocą wzorów (28) i (29) można obliczyć sumaryczne zniekształcenia w układach, w których maksymalne wzmocnienie na częstotliwości podnośnej we wszystkich czwórnikach występuje przy tym samym poziomie sygnału luminancji. Natomiast w układach, w których maksymalne wzmocnienie na częstotliwości podnośnej występuje w poszczególnych czwórnikach, przy różnych poziomach sygnału luminancji [8], sumaryczną wartość zniekształcenia można obliczyć za pomocą zależności

$$K_{rs} = 1 - \frac{\prod_{i=1}^m (1 - K_{ri})}{A} \tag{30}$$

gdzie $A = \max \prod_{i=1}^m (1 - K_{ri})$

Po wykonaniu przekształceń wzór (30) można zapisać następująco

$$K_{rs} = -1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L + \Delta L_k) K_{ri}(L + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i, j \neq q, q \neq i}^m K_{rj}(L + \Delta L_k) K_{ri}(L + \Delta L_k) K_{rq}(L + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L_k)}{A} \quad (31)$$

Jeżeli teraz minimalne wartości zniekształcenia występują w poszczególnych czwórnikach przy różnych poziomach sygnału luminancji, to sumaryczną wartość zniekształcenia oblicza się względem poziomu sygnału, przy którym występuje najmniejsza wartość zniekształcenia na wyjściu układu. W przypadku gdy nie są dane charakterystyki zniekształceń różnicowych w postaci analitycznej, lecz wartości zniekształceń, jakie występują przy poszczególnych poziomach sygnału luminancji, sumaryczne zniekształcenia można obliczyć za pomocą następującej zależności

$$K_{rs1} = 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_1 + \Delta L_k) K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i, j \neq q, q \neq i}^m K_{rj}(L_1 + \Delta L_k) K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) K_{rq}(L_1 + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_k)}{A'}$$

$$K_{rs2} = 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_k) K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i, j \neq q, q \neq i}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_k) K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) K_{rq}(L_2 + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_k)}{A'}$$

$$\vdots$$

$$K_{rsn} = 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_k) K_{ri}(L_n + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i, j \neq q, q \neq i}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_k) K_{ri}(L_n + \Delta L_k) K_{rq}(L_n + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_k)}{A'} \quad (32)$$

$$A' = 1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_p + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_p + \Delta L_k) K_{ri}(L_p + \Delta L_k) - \sum_{j \neq i, j \neq q, q \neq i}^m K_{rj}(L_p + \Delta L_k) K_{ri}(L_p + \Delta L_k) K_{rq}(L_p + \Delta L_k) + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri}(L_p + \Delta L_k)$$

gdzie:

p — jest poziomem, przy którym występuje maksymalne wzmocnienie podnośnej na wyjściu układu.

Dla obliczeń praktycznych wzory (31) i (32) można uprościć, podobnie jak wzory (28) i (29). Otrzymamy wówczas

$$K_{rs} \approx 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L + \Delta L_k) K_{ri}(L + \Delta L_k)}{A''} \quad (33)$$

gdzie:

$$A'' = \max 1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L + \Delta L_k) K_{ri}(L + \Delta L_k)$$

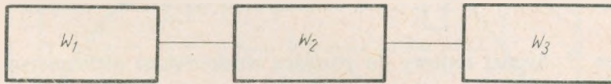
Jeżeli zniekształcenia wzmocnienia różnicowego nie są dane w postaci analitycznej, wówczas sumaryczne zniekształcenia oblicza się dla określonych poziomów sygnału luminancji za pomocą zależności

$$\begin{aligned} K_{rs1} &\approx 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_1 + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_1 + \Delta L_k) K_{ri}(L_1 + \Delta L_k)}{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_p + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_p + \Delta L_k) K_{ri}(L_p + \Delta L_k)} \\ K_{rs2} &\approx 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_2 + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_2 + \Delta L_k) K_{ri}(L_2 + \Delta L_k)}{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_p + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_p + \Delta L_k) K_{ri}(L_p + \Delta L_k)} \\ &\vdots \\ K_{rsn} &\approx 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_n + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_n + \Delta L_k) K_{ri}(L_n + \Delta L_k)}{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri}(L_p + \Delta L_k) + \sum_{j \neq i}^m K_{rj}(L_p + \Delta L_k) K_{ri}(L_p + \Delta L_k)} \end{aligned} \quad (34)$$

Obliczanie sumarycznych wartości zniekształceń wzmocnienia różnicowego za pomocą zależności (26), (27), (28), (29), (31), (32), (33) i (34) jest bardzo pracochłonne. Poza tym, w praktyce bardzo rzadko można opisać analitycznie zniekształcenia nielinearne na częstotliwości podnośnej chrominancji i zniekształcenia nielinearne sygnału luminancji. Znacznie więc wygodniej jest określać te zniekształcenia w odniesieniu do poszczególnych poziomów sygnału oraz sumować je w odniesieniu do tych poziomów, z uwzględnieniem zmian sygnału ΔL . Należy więc najpierw obliczyć ΔL dla określonego poziomu sygnału luminancji w danym czwórniku, a następnie z charakterystyki wzmocnienia różnicowego odczytać wartość zniekształcenia odpowiadającą poziomowi luminancji $L + \Delta L$ i podstawić ją do odpowiedniego wzoru, pozwalającego obliczyć sumaryczne zniekształcenia.

5. OKREŚLENIE SUMARYCZNYCH ZNIEKSZTAŁCEŃ NIELINEARNYCH SYGNAŁU LUMINANCJI NA WYJŚCIU CZWÓRNIKÓW POŁĄCZONYCH KASKADOWO

Z przeprowadzonych wyżej rozważań wynika, że dla obliczenia sumarycznych zniekształceń, występujących na częstotliwości podnośnej sygnału chrominancji, trzeba znać zniekształcenia nielinearne sygnału luminancji poszczególnych czwórników połączonych kaskadowo (rys. 6). Nie wystarcza jednak znajomość jedynie wartości maksymalnej zniekształcenia lub charakterystyki zniekształceń nieliniarnych, określonej względem poziomu o maksymalnym wzmocnieniu. W tym przypadku niezbędna jest znajomość charakterystyki zniekształceń nieliniarnych, określona względem poziomu



Rys. 6. Schemat blokowy czwórników połączonych kaskadowo

bieli, ponieważ muszą być znane zniekształcenia przy poszczególnych poziomach składowych małej częstotliwości, czego w dotychczas stosowanych metodach nie uwzględniono.

Do oceny linearności telewizyjnych torów przesyłowych wykorzystuje się najczęściej sygnał schodkowy lub sygnał zębaty. Dla analitycznego przedstawienia najbardziej wygodny jest ten drugi.

Zależność między sygnałem wejściowym i wyjściowym czwórnika można wyrazić za pomocą funkcji wykładniczej:

$$U_y = (K \cdot U_e)^\gamma \quad (35)$$

gdzie:

U_y — napięcie wyjściowe,

U_e — napięcie wejściowe,

K — współczynnik wzmocnienia,

γ — wykładnik potęgi.

Przy obliczaniu układów nieliniarnych wykorzystuje się zależność

$$U_{ym} = U_{y1}^{\gamma_1 \gamma_2 \dots \gamma_m} = U_{y1}^{\gamma_w} \quad (36)$$

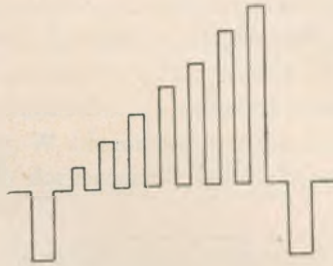
Wypadkowy współczynnik γ

$$\gamma_w = \gamma_1 \gamma_2 \dots \gamma_m \quad (37)$$

W telewizyjnych układach przesyłowych γ nie jest wielkością stałą, lecz funkcją napięcia wejściowego danego czwórnika. Wobec tego wzór (37) można zapisać następująco:

$$\gamma_w = \gamma_1^{(U_{e1})} \gamma_2^{(U_{e2})} \dots \gamma_m^{(U_{em})} \quad (38)$$

Jeżeli poszczególnych funkcji $\gamma(U_e)$ nie można wyrazić analitycznie, możemy obliczyć γ dla poszczególnych poziomów sygnału i γ wypadkowe dla danego poziomu sygnału. To znaczy, że w przypadku wykorzystywania sygnału schodkowego jako sygnału testowego należy poszczególne poziomy sygnału traktować jako oddzielne



Rys. 7. Sygnał testowy do pomiaru zniekształceń nieliniarnych

sygnały. Można do tego celu stosować sygnał testowy pokazany na rys. 7. Dla takiego sygnału należy określić współczynnik γ dla każdego impulsu za pomocą wzoru (40). Dla $K = 1$ wzór (35) można zapisać następująco:

$$U_y = U_e^\gamma \quad (39)$$

Stąd

$$\gamma = \frac{\lg U_y}{\lg U_e} \quad (40)$$

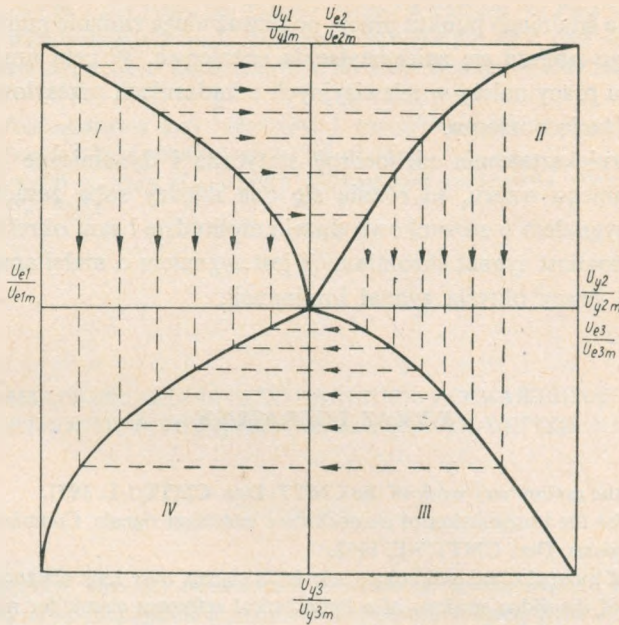
Znając wartość γ dla poszczególnych poziomów sygnału, można obliczyć kształt napięcia na wyjściu układu.

Wobec tego wzór na wypadkowe γ można zapisać następująco:

$$\begin{aligned} \gamma_{w1} &= \gamma_{11}\gamma_{12} \dots \gamma_{1m} \\ \gamma_{w2} &= \gamma_{21}\gamma_{22} \dots \gamma_{2m} \\ &\vdots \\ \gamma_{wn} &= \gamma_{n1}\gamma_{n2} \dots \gamma_{nm} \end{aligned} \quad (41)$$

Po obliczeniu wartości γ dla poszczególnych poziomów sygnału można obliczyć kształt napięcia na wyjściu szeregowo połączonych czwórników za pomocą zależności:

$$\begin{aligned} U_{yw1} &= U_{e1}^{\gamma_{11}\gamma_{12} \dots \gamma_{1m}} \\ U_{yw2} &= U_{e2}^{\gamma_{21}\gamma_{22} \dots \gamma_{2m}} \\ &\vdots \\ U_{ywn} &= U_{en}^{\gamma_{n1}\gamma_{n2} \dots \gamma_{nm}} \end{aligned} \quad (42)$$



Rys. 8. Graficzne określenie charakterystyki amplitudy

Za pomocą wzoru (42) można określić kształt sygnału na wyjściu układu oraz obliczyć wartość zniekształceń nieliniarnych ΔL .

Analityczne metody określania kształtu sygnału są bardzo pracochłonne. Często stosuje się metody graficzne [11], [12].

Na rysunku 8 dla przykładu podano sposób obliczania sygnału wypadkowego na wyjściu szeregowo połączonych trzech czwórników. W pierwszej, drugiej i trzeciej ćwiartce są charakterystyki amplitudy poszczególnych układów, a w czwartej — charakterystyka wypadkowa.

6. ZAKOŃCZENIE

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że zniekształcenie nieliniarne składowych małej częstotliwości sygnału luminancji mają znaczny wpływ na sumaryczne zniekształcenia różnicowe na częstotliwości podnośnej chrominancji. Ta zależność wynika bezpośrednio z samej istoty powstawania zniekształceń różnicowych, które są funkcją sygnału luminancji.

Zniekształcenia nieliniarne wpływają na sumowanie zniekształceń różnicowych wskutek zmian poziomów sygnału luminancji, zmian jego amplitudy oraz średniego punktu pracy układu. Wpływ wywołany zmianą poziomów i amplitudy sygnału luminancji można stosunkowo prosto obliczyć. Znacznie trudniej jest obliczyć wpływ

wywołany zmianą średniego punktu pracy, ponieważ ulega zmianie punkt odniesienia, względem którego oblicza się zniekształcenia różnicowe. W celu uniknięcia zmian średniego punktu pracy należy w telewizyjnych urządzeniach przesyłowych stosować układy ze stabilizacją poziomu.

Jakkolwiek zniekształcenia nieliniarne statyczne i dynamiczne oblicza się za pomocą tego samego wzoru, to różnią się one między sobą zasadniczo. Sygnał luminancji jest sygnałem o stosunkowo dużej amplitudzie i sam określa dynamiczny punkt pracy, natomiast sygnał chrominancji jest sygnałem o małej amplitudzie i dynamiczny punkt pracy określa sygnał luminancji.

WYKAZ LITERATURY

1. Sugestions for the preliminary work of the CMTT. Doc. CMTT/1-E. 1957.
2. Requirements for the transmission of monochrome television signals. Cumulative distortion in multi-lin connexions. Doc. CMTT/7-E. 1962.
3. Transmission of monochrome and colour television signals over long distances. Transmission characteristics of the video sections of a hypothetical reference circuit for monochrome television. Doc. CMTT/8-E. 1962.
4. Transmission of colour television signal over long distances. Doc. CMTT/16-E. 1965.
5. Report of the E.B.U. Ad-hoc Group on Colour Television. European Broadcasting Union. Technical Centre, Brussels. February 1965.
6. Müller J.: Eignung der verschiedenen Übertragungssysteme für das Farbfernsehen. NTZ 1965 nr 1.
7. Hansen G.: The European Broadcasting Union Results of tests on colour television systems. IEEE Transactions on Broadcast and Television Receivers 1966 nr 2.
8. Podemski A.: Sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego na częstotliwości podnośnej sygnału chrominancji. Monografie ITR 1967 nr 3.
9. Dok. OIRT. TK-III-310. Forschungsbericht der DDR zum Beschluss nr 77-III, SF-36-III.
10. Копылов П. М.: Дифференциальные искажения в цветном телевидении, Электросвязь 1968 № 3.
11. Богатов Г. Б.: Контрастные искажения в телевидении, Москва-Ленинград 1965.
12. Шейфус И. И.: Способы улучшения качественных показателей видеотракта телевизионных центров, Москва 1967.
13. Kriwozhejew K. I.: Podstawy pomiarów telewizyjnych. Warszawa 1967.
14. Potter J. B.: On the measurement and interpretation of non-linearity in a television systems. The Radio and Electronic Engineer — August 1963 t. 26 nr 2.
15. Podemski A.: Sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego na częstotliwości podnośnej sygnału chrominancji. Referat na sympozjum n.t. „Niektóre aktualne problemy telewizji kolorowej”. Warszawa 1967.
16. Подемски А.: Суммирование искажений дифференциальной фазы и дифференциального усиления на поднесущей сигнала пветности, Referat na 23 Wszeczziązkową Sesję Naukową poświęconą Dniu Radia. Moskwa 1967.
17. Podemski A.: Sumation of non-linear distortions on the chrominance signal subcarrier. Radio Television OIRT 1968 nr 5.
18. Podemski A.: Sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego. Prace Instytutu Łączności 1968 Z. 2 (50).

19. *Dobesch H. i Heller W.*: Zur Frage der Tolerierung und Aufteilung der Parameterwerte auf die Abschnitte des Bildübertragungskanaals. Technische Mitteilungen RFZ 1968 nr 3.
20. *Yutaka I.*: System designing of color television facilities. Journal of SMPTE December 1967 t. 76.
21. *Podemski A.*: Zniekształcenia fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego w urządzeniach telewizyjnych. Przegląd Telekomunikacyjny 1966 nr 11.
22. *Podemski A.*: Sposób pomiaru różnicowych zniekształceń czwórników telewizyjnych. Patent nr 61029. Kl. 21e, 27/28.

A. Podemski

РАСЧЕТ СУММАРНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ИССКАЖЕНИЙ СИГНАЛА ЦВЕТНОСТИ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ЦЕПЯХ ПЕРЕДАЧИ

Резюме

Рассуждено вопросы влияния нелинейных искажений составляющих низкой частоты яркостного сигнала на суммирование искажений дифференциальной фазы и дифференциального усиления в схемах передачи цветного телевидения. Выведено формулы для расчета суммарных дифференциальных искажений на поднесущей частоте цветного сигнала в каскадно соединенных четырехполюсниках, проявляющих динамическую и статическую нелинейность. Рассмотрено тоже вопросы суммирования статических нелинейных искажений видеосигнала. Предложено применение формы сигнала соответственной для измерений, искажений четырехполюсников, предназначенных для передачи сигналов телевидения.

A. Podemski

SUMMATION OF DIFFERENTIAL DISTORTIONS OF CHROMINANCE SIGNAL IN THE TELEVISION TRANSMITTING NETWORKS

Summary

The questions of an influence of non linear distortions of low frequency components of luminance signal upon the summation of differential phase and differential gain distortions in the transmitting colour television networks have been considered.

The formulae for the calculations of the summary differential distortions on the chrominance signal subcarrier in the series connected four poles, characterised by some dynamic and static non linearity, have been deduced.

The question of summation of non linear distortions of a static video signal has been also discussed.

The shape of the signal appropriate to distortion measurements of the non linear four pole circuits, foreseen for the television transmissions has been proposed.

A. Podemski

CALCUL DE DISTORSIONS DIFFERENTIELLES SOMMAIRES DU SIGNAL DE CHROMINANCE DANS LES CIRCUITS DE TRANSMISSION DE TÉLÉVISION

R é s u m é

On a traité la question de l'influence des distorsions non linéaires des composants de basse fréquence du signal de luminance sur l'addition des distorsions de phase et du gain différentiels dans les circuits de transmission de télévision en couleurs.

On a déduit les formules à calculer les distorsions sommaires différentielles en fréquence sous-porteuse du signal de chrominance dans les quadripôles joints en cascade, qui sont caractérisés par non-linéarité dynamique et statique. On a traité également la question de l'addition des distorsions non linéaires statiques du vidéo-signal. On a proposé la forme du signal qui convient pour la mesure des distorsions non linéaires des quadripôles, destinés à la transmission des signaux de télévision.

A. Podemski

BERECHNUNG DER SUMMARISCHEN DIFFERENTIALVERZERRUNGEN DES CHROMINANZSIGNALS IN DEN FERNSEHÜBERTRAGUNGSSYSTEMEN

Z u s a m m e n f a s s u n g

Das Problem des Einflusses der nichtlinearen Komponenten des niedergrequenten Luminanzsignals auf die Summierung der Differentialphasenverzerrung und der Differentialverstärkung in der Farbfernsehübertragungssystemen wird untersucht.

Die Formeln für die Berechnung der summarischen Differentialverzerrungen auf den Unterträger des Chrominanzsignals in den in Kaskade geschalteten Vierpolen die sich mit der dynamischen und statischen Nichtlinearität charakterisieren werden ausgeführt.

Es wird auch das Problem der Summierung der statischen nichtlinearen Verzerrungen des Visionssignals besprochen. Eine passende Signalform für die Verzerrungsmessung der für die Übertragung der Fernsehsignalen bestimmten nichtlinearen Vierpole wird vorgeschlagen.

SŁAWOJ WALASZEK

621.395.7.08

OKREŚLENIE LICZBY POŁĄCZEŃ PRÓBNYCH W UKŁADACH KOMUTACYJNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 28.8.1969 r.

Praca dotyczy metody badania układów komutacyjnych za pomocą losowych połączeń próbnych i stanowi dalsze rozwinięcie zagadnień omawianych w pracy [1].

Podano dokładniejszy wzór przybliżony na liczbę połączeń próbnych, potrzebnych do zbadania jednego określonego elementu układu, oraz sposób szacowania błędu przy obliczaniu liczby połączeń potrzebnych do zbadania wszystkich elementów układu.

Wprowadzono nowe wzory, pozwalające określać liczbę połączeń próbnych, jakie należy wykonać, aby na określonym poziomie wiarygodności zbadać liczbę elementów układu nie mniejszą od pewnej zadanej liczby.

Omawiane wzory podano również w postaci pozwalającej na wykorzystanie zależności rekurencyjnych, co umożliwi użycie do obliczeń elektronicznych maszyn cyfrowych.

1. WPROWADZENIE

Przy zastosowaniu metody badania układów komutacyjnych, opisanej w pracy [1], stosuje się połączenia próbne realizowane w sposób przypadkowy i zachodzi konieczność określania liczby połączeń próbnych, jakie należy wykonać, aby uzyskać zamierzony efekt, na przykład by każdy element komutacyjny układu został zbadany co najmniej jeden raz. W pracy [1] wyprowadzono i poddano analizie wzory, za pomocą których można określić:

- liczbę połączeń próbnych, potrzebnych do zbadania jednego określonego elementu układu komutacyjnego;
- liczbę połączeń próbnych, jakie należy wykonać, aby zbadać wszystkie elementy badanego układu komutacyjnego.

Zależności powyższe zostały wyprowadzone przy założeniach, że prawdopodobieństwo wzięcia do pracy każdego zespołu układu w każdym połączeniu próbnym jest jednakowe oraz że poszczególne połączenia próbne są zdarzeniami niezależnymi.

W związku z pierwszym założeniem należy tutaj wspomnieć o zjawisku zwanym „przyciąganiem zgłoszeń” przez elementy uszkodzone, które występuje w rzeczywistych układach komutacyjnych. Zjawisko to powoduje, że w tym samym okresie

obserwacji element niesprawny „załatwia” znacznie więcej połączeń niż element sprawny. Wynika to z powodu szybkiego zwalniania elementów niesprawnych, które nie mogą wykonać usługi; wobec tego średni czas trwania połączenia dla elementu niesprawnego jest znacznie mniejszy niż dla elementu sprawnego.

Z drugiej strony rozkład czasu przerwy, od momentu zwolnienia elementu do jego ponownego zajęcia, tak dla elementu sprawnego jak i dla niesprawnego, będzie jednakowy. Wobec tego sumaryczny czas, w którym element będzie wolny, jest większy dla elementu niesprawnego. Jeżeli prawdopodobieństwo zajęcia elementu zdefiniujemy jako stosunek czasu, w którym element jest wolny do całkowitego czasu obserwacji, wówczas jest jasne, że prawdopodobieństwo zajęcia elementu niesprawnego będzie większe od prawdopodobieństwa zajęcia elementu sprawnego. Wydaje się, że zjawisko przyciągania zgłoszeń nie zostało dotychczas zbadane analitycznie. Można powiedzieć, że w wyniku „przyciągania zgłoszeń” przez elementy uszkodzone, element uszkodzony będzie wyszukany nieco szybciej (przy mniejszej liczbie połączeń próbnych), niżby to wynikało z podanych w pracy [1] wzorów, co daje pewien margines bezpieczeństwa obliczeń. Możliwe, że dalsze badania uzasadnią potrzebę wprowadzenia dla celów praktycznych pewnych współczynników korygujących do wzorów podanych w pracy [1]. Powyższe uwagi odnoszą się również do rozważań podanych w obecnej pracy, gdyż zostały one przeprowadzone przy tych samych założeniach co praca [1].

Celem tej pracy jest uzupełnienie informacji na temat wzorów podanych w pracy [1] oraz wprowadzenie i omówienie dodatkowej, trzeciej grupy wzorów, określających liczbę połączeń próbnych, jakie należy wykonać, aby zbadać z określonym prawdopodobieństwem liczbę elementów układu komutacyjnego nie mniejszą od pewnej zadanej liczby. Wzory te pozwalają podzielić liczbę połączeń próbnych, potrzebnych do zbadania 100% elementów układu, na kilka cykli połączeń, by po każdym cyklu otrzymać nowe informacje, dotyczące liczby zbadanych elementów. Na przykład jeżeli przyjmiemy założenie, że w jednym z cykli badań wystarczy zbadać 90% elementów, to w każdym z cykli liczba potrzebnych połączeń zmniejszy się o około połowę: np. gdy $v = 20$, to mamy $n = 149$ dla 100% zbadanych elementów i $n = 71$ dla 90% zbadanych elementów; v oznacza liczbę elementów komutacyjnych w układzie, a n liczbę potrzebnych połączeń próbnych. W ten sposób już po wykonaniu 71 połączeń próbnych mamy pierwszą informację, że co najmniej 90% elementów układu zostało zbadanych na określonym poziomie wiarygodności.

2. BADANIE JEDNEGO ELEMENTU UKŁADU

W pracy [1] podano wzór, określający liczbę połączeń próbnych, potrzebnych do zbadania na określonym poziomie wiarygodności P_1 jednego wybranego elementu układu w postaci dokładnej

$$n_1 = \frac{\ln(1 - P_1)}{\ln(1 - 1/v)} \quad (1)$$

oraz w postaci przybliżonej

$$n_1 \approx -v \ln(1 - P_1) \quad (2)$$

słuszny dla większych wartości v .

Dla mniejszych wartości v , rzędu kilku, wzór (2) daje dość duże błędy, dlatego mimo prostej postaci wzoru (1) wydaje się celowe wyjaśnić bliżej to zagadnienie i opracować wzór przybliżony, słuszny również dla małych wartości v .

W tym celu porównując wzory (1) i (2) można zauważyć, że

$$v \approx -\frac{1}{\ln(1 - 1/v)}$$

Wprowadzamy oznaczenia

$$y_1 = v \quad \text{oraz} \quad y_2 = -\ln(1 - 1/v)$$

i na podstawie tablicy 1 stwierdzamy, że zachodzi przybliżona zależność:

$$y_1 - y_2 \approx 0,5$$

gdyż \ln w pobliżu jedności jest w przybliżeniu funkcją liniową. Wobec tego po wprowadzeniu poprawki wzór (2) przyjmie postać, która jest słuszna również dla małych wartości v :

$$n_1 \approx -(v - 0,5) \ln(1 - P_1) \quad (3)$$

Tablica 1

Określenie poprawki do wzoru (2)

v	2	3	5	10	100
$-\ln(1 - 1/v)$	0,693	0,415	0,223	0,105	0,01005
$[\ln(1 - 1/v)]^{-1}$	1,44	2,49	4,48	9,52	99,50
$y_1 - y_2$	0,56	0,51	0,52	0,48	0,50

3. BADANIE WSZYSTKICH ELEMENTÓW UKŁADU

Do określenia liczby potrzebnych połączeń próbnych, potrzebnych do zbadania na określonym poziomie wiarygodności P_2 wszystkich elementów układu, w pracy [1] podano zależność dokładną

$$P_2 = \sum_{k=0}^v (-1)^k \binom{v}{k} \left(1 - \frac{k}{v}\right)^{n_2} \quad (4)$$

która podaje n_2 w postaci uwikłanej oraz zależność przybliżoną

$$n_2 \approx v [\ln v - \ln(-\ln P_2)] \quad (5)$$

w której n_2 występuje w postaci wyraźnej.

Wzór (4), szczególnie dla większych wartości v , wydaje się mało przydatny do obliczeń. Jednak poniżej zwrócimy uwagę na pewne cechy charakteryzujące ten wzór, które znacznie upraszczają obliczenia.

Można zauważyć, że wzór (4) ma dwie cechy utrudniające obliczenia:

- występuje w nim współczynnik dwumianowy, który może osiągnąć dla pewnych wartości v i k bardzo duże wartości;
- występuje w nim wyrażenie $1-k/v$ mniejsze od jedności, które podniesione do potęgi n , gdzie n jest duże, może być bardzo małą liczbą.

Wzór (4) należy więc przekształcić do takiej postaci, która nie będzie miała podanych wyżej wad i jak najefektywniej będzie prowadziła do wyniku. Można to zrobić wykorzystując zależności rekurencyjne, dzięki czemu w następnych obliczeniach można wykorzystywać poprzednio uzyskane wyniki.

W tym celu wzór (4) napiszemy w postaci:

$$P_2 = 1 + \sum_{k=1}^v (-1)^k \binom{v}{k} \left(1 - \frac{k}{v}\right)^n$$

i wprowadzimy oznaczenia:

$$B_k = \binom{v}{k} = B_{k-1} \frac{v-k+1}{k}$$

$$C_k = \left(1 - \frac{k}{v}\right)^n$$

Stąd

$$\begin{aligned} A_k &= B_k \cdot C_k = A_{k-1} \frac{C_k}{C_{k-1}} \frac{v-k+1}{k} = \\ &= A_{k-1} \left(\frac{v-k}{v-k+1}\right)^n \left(\frac{v-k+1}{k}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

ponieważ

$$\frac{A_{k-1}}{C_{k-1}} = B_{k-1}$$

oraz

$$\frac{C_k}{C_{k-1}} = \left(\frac{v-k}{v-k+1}\right)^n$$

A więc ostatecznie szukany wzór ma postać:

$$P_2 = 1 + \sum_{k=1}^v (-1)^k A_k \quad (7)$$

gdzie A_k wyraża zależność (6).

Wzór (7) spełnia podane warunki, gdyż wyrażenie A_k składa się z trzech czynników, z których dwa pierwsze są mniejsze od jedności, a trzeci może być najwyżej równy v . Postać ta nadaje się również bezpośrednio do obliczeń za pomocą elektronicznej maszyny cyfrowej.

Jeżeli zbadamy dokładniej charakter szeregu określonego wzorem (4), możemy uzyskać znaczne uproszczenie obliczeń przez pominięcie w obliczeniach dalszych wyrazów szeregu. Wzór (4) przedstawia szereg przemienny. Dla tego rodzaju szeregów znane jest twierdzenie (2), że jeżeli wartości bezwzględne jego wyrazów b_k maleją monotonicznie, to reszta

$$(R_k) \leq b_{k+1} \quad \text{i} \quad \text{sgn } R_k = \text{sgn } b_{k+1}$$

Wobec tego, aby zastosować to twierdzenie w przypadku wzoru (4), należy sprawdzić, czy wyrazy rozważanego szeregu maleją monotonicznie, tzn. czy

$$\frac{b_k}{b_{k+1}} = \frac{\binom{v}{k} \left(\frac{v-k}{v}\right)^n}{\binom{v}{k+1} \left(\frac{v-k-1}{v}\right)^n} = \frac{k+1}{v-k} \left(\frac{v-k}{v-k-1}\right)^n > 1 \quad (8)$$

Jeżeli warunek (8) dla pewnych wartości v i n jest spełniony, to po odrzuceniu dalszych wyrazów obliczanego szeregu błąd nie będzie większy od wartości pierwszego odrzuconego wyrazu i znak błędu będzie zgodny ze znakiem tego wyrazu. Wynik będzie z nadmiarem lub niedomiarem w zależności od tego, czy ostatni wyraz był dodany czy odejty.

Ponieważ rozważany szereg jest szybkozbieżny, zastosowanie podanego twierdzenia i wyprowadzonego warunku znacznie skraca obliczenia i pozwala uzyskać wynik z żadaną dokładnością.

Przykła d. Korzystając z zasad podanych we wzorze (4), obliczono n dla $v = 95$ i $P_2 = 0,99$. Otrzymano wynik $n = 866$ dla $P_2 = 0,9900997$ z błędem 0,0000002 (nadmiar), uwzględniając w obliczeniach tylko trzy wyrazy szeregu. Dla $n = 865$, $P_2 = 0,9899949$ z błędem nie większym od 0,0000002 (nadmiar);

T a b l i c a 2

Wartości n_2 obliczone wg wzoru (4)

v	$P_2 = 0,99$		$P_2 = 0,95$		$P_2 = 0,90$	
	n_2	P_2 obl.	n_2	P_2 obl.	n_2	P_2 obl.
2	8	0,99218	6	0,96875	5	0,93750
3	15	0,99315	11	0,96533	9	0,92211
4	21	0,99048	16	0,98000	13	0,90509
5	28	0,99033	21	0,95407	18	0,91094
6	36	0,99154	27	0,95661	23	0,91080
7	51	0,99118	38	0,95044	33	0,90452
10	66	0,99047	51	0,95414	44	0,90547

a więc dla tej wartości n otrzymano wartość P_2 mniejszą od 0,99; dlatego należy przyjąć, że w tych warunkach $n = 866$.

Tak więc zamiast obliczać 95 wyrazów szeregu okazało się, że wystarczy obliczyć cztery wyrazy, aby otrzymać wynik z dużą dokładnością.

W tablicy 2 podano wartości n_2 obliczone z wzoru (4) dla v od 2 do 10 i $P_2 = 0,99; 0,95$ i $0,90$.

4. BADANIE OKREŚLONEJ LICZBY ELEMENTÓW UKŁADU

Jak wspomniano we wprowadzeniu, tak z praktycznego jak i teoretycznego punktu widzenia interesująca jest również liczba połączeń próbných, potrzebnych do zbadania, na określonym poziomie wiarygodności P_3 , liczby elementów nie mniejszej od pewnej zadanej liczby.

Określmy najpierw prawdopodobieństwo zbadania dokładnie $v - m$ elementów układu, jeżeli wykonano n połączeń próbných. Prawdopodobieństwo to określimy jako iloraz liczby sprzyjających próbek n -połączeniowych i liczby wszystkich możliwych próbek n -połączeniowych. Korzystając z funkcji tworzącej wariacji z powtórzeniami [3], znajdujemy liczbę próbek sprzyjających:

$$N_s = \binom{v}{m} \sum_{k=0}^{v-m} (-1)^k \binom{v-m}{k} (v-m-k)^n$$

Ponieważ liczba wszystkich możliwych próbek jest równa

$$N_c = v^n$$

więc szukany iloraz

$$P = \frac{N_s}{N_c} = \binom{v}{m} \sum_{k=0}^{v-m} (-1)^k \binom{v-m}{k} \left(1 - \frac{m+k}{v}\right)^n \quad (9)$$

Wzór ten wyraża prawdopodobieństwo zbadania dokładnie $v - m$ elementów układu, jeżeli wykonano n połączeń próbných.

Wzór powyższy podaje *W. Feller* [4] z innym wyprowadzeniem dla przypadku rozkładu kul w komórkach. W [4] podano również twierdzenie *R. Misesa*, które określa wzór przybliżony. Mianowicie twierdzenie to mówi, że jeżeli v i n rosną w ten sposób, że $E = v \exp(-n/v)$ pozostaje ograniczone, to

$$P - (E^m/m!) \exp(-E) \rightarrow 0$$

dla każdego ustalonego m .

Ponieważ w rozważanym przypadku E pozostaje ograniczone, wzór przybliżony ma postać:

$$P \approx (E^m/m!) \exp(-E) \quad (10)$$

Do obliczeń można tutaj stosować tablice [5].

Z kolei zostanie określone prawdopodobieństwo zbadania co najmniej $v-j$ elementów badanego układu komutacyjnego, gdy wykonano n połączeń próbných. Prawdopodobieństwo to będzie równe sumie prawdopodobieństw zbadania dokładnie $v-m$ elementów, dla m zmieniającego się od 0 do j . Wobec tego korzystając ze wzoru 9), możemy napisać szukane prawdopodobieństwo w postaci:

$$P_3 = \sum_{m=0}^j \left[\binom{v}{m} \sum_{k=0}^{v-m} (-1)^k \binom{v-m}{k} \left(1 - \frac{m+k}{v}\right)^n \right] \quad (11)$$

Wzór przybliżony na podstawie (10) będzie

$$P_3 \approx \exp(-E) \sum_{m=0}^j (E^m/m!) \quad (12)$$

Aby wyprowadzić wyrażenie wykorzystujące zależności rekurencyjne, wzór (11) zapiszemy w nowej postaci. Mianowicie wyrazy dla $m=0$ i $k=0$ zapiszemy oddzielnie. Wówczas otrzymamy:

$$P_3 = 1 + \sum_{m=1}^j \binom{v}{m} \left(1 - \frac{m}{v}\right)^n + \sum_{k=1}^v (-1)^k \binom{v}{k} \left(1 - \frac{k}{v}\right)^n + \\ + \sum_{m=1}^j \left[\binom{v}{m} \sum_{k=1}^{v-m} (-1)^k \binom{v-m}{k} \left(1 - \frac{m+k}{v}\right)^n \right]$$

Po kolejnych przekształceniach powyższych sum otrzymamy ostatecznie:

$$P_3 = 1 + \sum_{m=1}^j A_m + \sum_{k=1}^v (-1)^k A_k + \sum_{m=1}^j \frac{F_{m-1}}{E_{m-1}} \frac{v-m+1}{m} \sum_{k=1}^{v-m} (-1)^k A_{km} \quad (13)$$

gdzie

$$A_m = B_m C_m = A_{m-1} \left(\frac{v-m}{v-m+1} \right)^n \binom{v-m+1}{m} \quad (14a)$$

$$A_k = B_k C_k = A_{k-1} \left(\frac{v-k}{v-k+1} \right)^n \binom{v-k+1}{k} \quad (14b)$$

$$A_{km} = B_{km} C_{km} = A_{(k-1)m} \left(\frac{v-m-k}{v-m-k+1} \right)^n \binom{v-m-k+1}{k} \quad (14c)$$

oraz

$$E_m = \sum_{k=1}^{v-m} (-1)^k A_{km}$$

$$B_m = \binom{v}{m}; \quad B_k = \binom{v}{k}; \quad B_{km} = \binom{v-m}{k}$$

$$F_m = B_m \cdot E_m$$

$$C_m = \left(1 - \frac{m}{v}\right)^n; \quad C_k = \left(1 - \frac{k}{v}\right)^n; \quad C_{km} = \left(1 - \frac{m+k}{v}\right)^n$$

Korzystając ze wzoru (13), można najpierw określić A_m , A_k , A_{km} w potrzebnym zakresie za pomocą zależności rekurencyjnych (14a)÷(14c). Przy obliczaniu sum w powyższej zależności stosujemy podane poprzednio zasady, ograniczające liczbę obliczanych wyrazów. Przy obliczeniu sumy, w której występuje A_k , stosujemy warunek (8). Dla sumy, w której występuje A_{km} , warunek ten przyjmie postać

$$\frac{k+1}{v-m-k} \left(\frac{v-m-k}{v-m-k-1} \right)^n > 1 \quad (15)$$

Wyrażenie (13) jest również odpowiednie do obliczeń za pomocą elektronicznej maszyny cyfrowej (EMC).

Część wyników uzyskanych ze wzoru (13) za pomocą EMC podaje tablica 3. Z tablicy tej widzimy, że jeżeli $v = 20$ i zostanie wykonane $n = 71$ połączeń próbnych, to na poziomie wiarygodności równym $P_3 = 0,99$ możemy stwierdzić, że co najmniej 90% zespołów (elementów) badanego układu zostało zbadanych. Jeżeli liczba połączeń n osiągnie liczbę 93, to zostało zbadanych co najmniej 95% elementów układu, a gdy $n = 149$, to wszystkie elementy zostały zbadane na poziomie wiarygodności 0,99.

Tablica 3

Wartości n obliczone wg wzoru (11)

v	m		
	0	1	2
10	66	38	
12	82	49	
14	98	59	
16	115	70	
18	132	82	
20	149	93	71
22	166	105	81
24	183	117	91
26	201	129	101
28	219	142	111
$P_3 = 0,99$			

5. ZAKOŃCZENIE

Wydaje się, że podane w tej pracy wzory dla określania liczby połączeń próbnych, potrzebnych do zbadania na określonym poziomie wiarygodności zadanej liczby elementów komutacyjnych układu, mogą być wykorzystane w praktycznych zastosowaniach. Umożliwiają one wcześniej (po wykonaniu mniejszej liczby połączeń próbnych) uzyskać pierwsze informacje o liczbie zbadanych elementów układu, niż byłoby to możliwe przy zastosowaniu wzorów podanych w pracy [1]. Trudności obliczeniowe można ominąć przez zastosowanie maszyn cyfrowych.

WYKAZ LITERATURY

1. *S. Walaszek*: Szacowanie liczby połączeń próbnych przy badaniu układów komutacyjnych. Prace Instytutu Łączności, 1968, z. 2 (50).
2. *Demidowicz B.P., Maron I. A.*: Metody numeryczne. PWN Warszawa 1965.
3. *Riordan J.*: An introduction to combinatorial analysis. New York, John Wiley and Sons 1958.
4. *Feller W.*: Wstęp do rachunku prawdopodobieństwa. PWN Warszawa 1966.
5. Tables of the individual and cumulative terms of Poisson distribution. Defense System Department General Electric Company. Wyd. D. van Nostrand Company Inc., New York 1962.

S. Walaszek

ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧИСЛА ПРОБНЫХ СОЕДИНЕНИЙ В КОММУТАЦИОННЫХ СХЕМАХ

Резюме

Статья касается метода испытаний коммутационных схем проводимых с помощью пробных случайных соединений и является дальнейшим развитием вопросов, рассматриваемых в [1].

Подано приближенную, более точную формулу для определения числа соединений нужных для испытания одного определенного элемента схемы: представлено тоже способ определения погрешности оценки числа соединений нужных для испытания всех элементов схемы.

Введено новые формулы позволяющие определять число пробных соединений, которые следует провести, для того, чтобы при определенном уровне достоверности испытать число элементов схемы, которое является не меньше некоторого заданного числа.

Рассматриваемые формулы поданы тоже в виде способствующим использованию рекуррентных зависимостей, что позволяет проводить вычисления с помощью электронных вычислительных машин,

S. Walaszek

DEFINING THE NUMBER OF TEST CALLS IN COMMUTATION NETWORKS

Summary

The paper presents a method of testing the communication networks by means of random test calls and is a further development of the problem discussed in paper [1].

A new approximative more exact formula for defining the number of test calls necessary for testing of one definite network element has been given as well as a way of defining the valuation of error of a call number, needed for testing the whole of network elements has been presented.

The new formulae have been given enabling to define the number of test calls which have to be done in the aim of testing, with a given level of trustworthiness the number of network elements, not smaller than some given number.

The discussed formulae have been also given in the form enabling to take advantage of recurrent relations and to use for calculations with the electronic computers.

S. Walaszek

DÉTERMINATION DU NOMBRE DE CONNEXIONS D'ESSAIS DANS LES SYSTEMES DE COMMUTATION

Résumé

L'article concerne la méthode des études des systèmes de commutation au moyen des connexions d'essais aléatoires et présente le développement ultérieur des problèmes décrits dans l'article [1].

On a donné la formule approximative plus précise du nombre de connexions d'essais nécessaire pour étudier un élément du système déterminé ainsi que le moyen d'évaluer l'erreur du calcul du nombre de connexions nécessaire pour étudier tous les éléments du système.

On a introduit de nouvelles formules permettant de définir le nombre de connexions d'essais qu'il faut effectuer afin d'examiner à un niveau d'authenticité déterminé le nombre d'éléments du système qui n'est pas moindre d'un certain nombre donné.

Les dites formules sont présentées en forme qui permet de profiter des liaisons recourrantes, c'est qui donne la possibilité d'utiliser les calculateurs électroniques.

S. Walaszek

BESTIMMUNG DER ZAHL DER PRÜFVERBINDUNGEN IN DER KOMMUTATIONSANLAGEN

Zusammenfassung

Der Artikel betrifft die Untersuchungsmethode der Schaltanordnungen durch Stichprobeverbindungen und damit stellt eine Weiterentwicklung der in der Arbeit [1] besprochenen Probleme dar.

Eine etwas genauere Annäherungsformel für die Anzahl der erforderlichen Prüfverbindungen für die Untersuchung eines bestimmten Elementes der Anordnung als auch eine Methode zur Fehlerabschätzung bei der Berechnung der Anzahl der Prüfverbindungen welche für die Untersuchung aller Elemente der Anordnung erforderlich sind, werden gegeben. Es werden neue Formeln eingeführt die erlauben die Anzahl der nötigen Prüfverbindungen zu berechnen um auf dem bestimmten Glaubwürdigkeitsgrad eine Anzahl der Elemente die nicht kleiner als eine vorgegebene Zahl ist, untersuchen zu können.

Die besprochenen Formeln werden auch in der Form die Ausnutzung der Rekurrenzbeziehungen gegeben und damit wird die Anwendung der elektronischen Digitalrechner ermöglicht.

JAN PASŁAWSKI

621.317:621.318.56

UKŁADY WEJŚCIOWE DO POMIARU CZASÓW DZIAŁANIA PRZEKAŹNIKA

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 29.V.1969 r.

Pomiary czasów działania przekaźnika za pomocą normalnych mierników czasu (pomiaru trwania impulsu napięcia na zaciskach przyrządu) wymagają stosowania odpowiednich układów wejściowych, zapewniających właściwe kryteria pomiarowe.

W pracy przeanalizowano wpływ układów wejściowych różnych typów na wyniki pomiarów. W konsekwencji zaproponowano nowy rodzaj obwodu wejściowego, nie wykazujący szkodliwego wpływu na wyniki pomiaru.

1. WSTĘP

Przy badaniu podzespołów telekomutacyjnych, takich np. jak przekaźniki, często zachodzi potrzeba wykonywania pomiarów czasu ich działania, tj. zarówno czasu zadziałania (przyciągania) lub czasu zwalniania, jak również czasu przełączania zestyków. Przy zastosowaniu normalnych mierników czasu, określających czas trwania prostokątnego impulsu napięcia, zachodzi konieczność stosowania odpowiednich układów wejściowych, które z jednej strony zapewniają właściwe kryteria w obwodzie uruchamiania (wyłączenia) badanego podzespołu, z drugiej strony zapewniają prawidłowy kształt impulsu napięcia doprowadzonego podczas pomiaru do zacisków miernika czasu. W przypadku nie dostosowanych do mierzonego podzespołu układów wejściowych mogą powstać bardzo poważne błędy pomiaru mierzonej wartości (do 100%). Błędy te zazwyczaj wynikają stąd, że takie podzespoły telekomunikacyjne jak przekaźniki mogą wykazywać z układem pomiarowym i bez niego całkowicie różne czasy działania. Należy zaznaczyć, że istnieją też specjalne mierniki czasu działania określonych podzespołów telekomutacyjnych, które mają wbudowane stałe układy wejściowe, zapewniające ściśle określone warunki pracy.

Celem niniejszego artykułu jest zarówno przeanalizowanie pracy znanych już układów wejściowych, jak i przedstawienie opracowanego przez autora, nowego, udoskonalonego układu tego typu.

Określenie czasu działania przekaźnika, w odniesieniu do określonego zestyku, polega na pomiarze odstępu czasu, upływającego od chwili przyłożenia kryterium,

mającego spowodować zmianę stanu przekaźnika (zadziałanie lub zwalnianie), do chwili zmiany stanu określonego zestyku (zwarcia lub rozwarcia).

Kryteria warunkujące zmiany stanu przekaźnika mogą być rozmaite, jak na przykład zamknięcie lub przerwanie obwodu zasilania, zwarcie uzwojenia, zmiana (zmniejszenie lub zwiększenie) wartości prądu itp. Istotną cechą właściwego układu wejściowego powinna być jego przydatność dla możliwie dużej liczby różnorodnych kryteriów, warunkujących zmiany stanu badanych przekaźników.

W praktyce pomiarowej najczęściej występującym przypadkiem jest pomiar czasu działania przekaźnika przy zamykaniu lub otwieraniu obwodu zasilania uzwojenia. W układzie pomiarowym zachodzi konieczność jednoczesności podawania stosowanych kryteriów zarówno w obwodzie uzwojenia przekaźnika, jak i w obwodzie miernika czasu.

W dotychczasowych rozwiązaniach w tym celu znajdują zastosowanie dwa sposoby.

Jeden z nich polega na zastosowaniu dwóch niezależnych przełączników, z których jeden steruje obwodem uzwojenia przekaźnika, a drugi — obwodem miernika czasu. Zaletą tego układu jest całkowite oddzielenie obwodu uzwojenia przekaźnika od obwodu miernika czasu; wadą jego jest natomiast trudność uzyskania jednoczesności przełączania obu zestyków; szkodliwy wpływ wywoływać tu również mogą niezależne drgania zestyków obu przełączników. Powyższa wada wyklucza możliwość użycia układu do pomiarów czasu działania przekaźników szybko działających, tj. o czasie działania mniejszym od 10 ms.

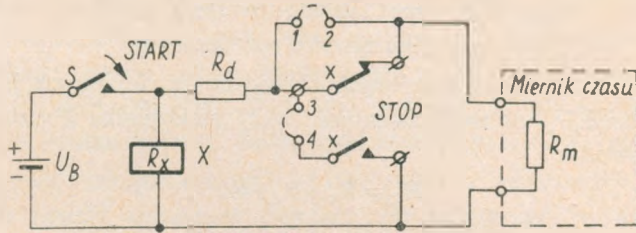
Drugi sposób polega na wykorzystywaniu jednego zestyku do wspólnego sterowania zarówno obwodu uzwojenia przekaźnika, jak i miernika czasu. Budowa układów wejściowych, wykorzystujących ten sposób postępowania, kryje w sobie niebezpieczeństwo powstawania dużych błędów pomiarowych, przy czym źródłem tych błędów może być wzajemne oddziaływanie pomiędzy obwodem uzwojenia przekaźnika i obwodem pomiarowym miernika czasu, jak również drgania styku sterującego.

2. ANALIZA UKŁADÓW WEJŚCIOWYCH

Układy wejściowe są zróżnicowane w zależności od rodzaju pomiaru czasów działania przekaźników (zadziałania lub zwalniania).

Układy wejściowe do pomiaru czasu zadziałania nie narażają większych kłopotów przy zamykaniu obwodu zasilania przekaźnika. Typowy układ wejściowy do tego rodzaju pomiaru jest przedstawiony na rys. 1. W tym przypadku obwód uzwojenia przekaźnika jest niezależny od obwodu miernika czasu, a czas trwania napięcia na zaciskach miernika czasu jest równy czasowi zadziałania przekaźnika. Kształt impulsu napięcia na zaciskach miernika czasu ma przebieg prostokątny. Początek pomiaru jest określony zwarciem zestyku włącznika S , koniec pomiaru —

zwarcieniem lub rozwarciem zestyku X , zależnie do rodzaju zestyku (zwiernego lub rozwiernego). Oporność wewnętrzna miernika czasu R_m oraz wartość opornika R_d nie powodują zmiany czasu zadziałania przekaźnika. Taki wpływ (na zmianę czasu zadziałania) może natomiast wywołać drgania zestyku włącznika S i z tego właśnie powodu jego czas odbić powinien być co najmniej o jeden rząd wielkości mniejszy

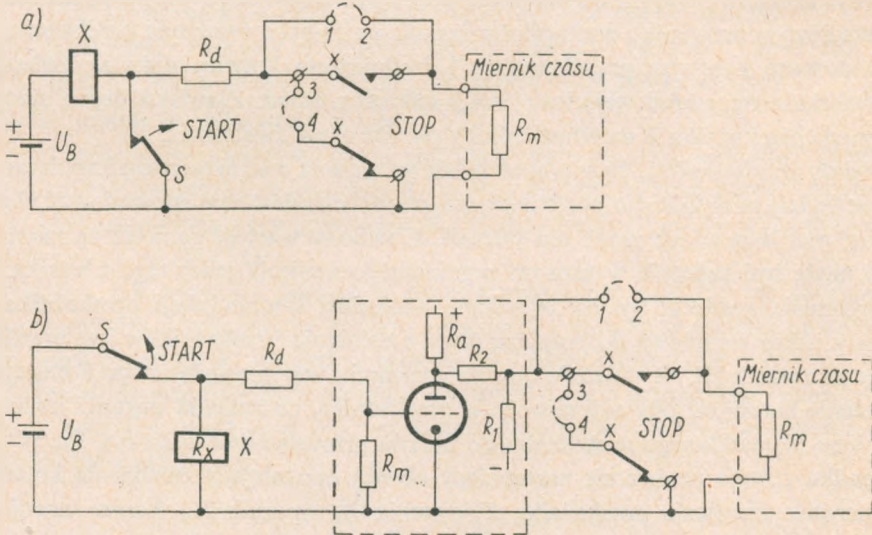


Rys. 1. Układ wejściowy do pomiaru czasu zadziałania przekaźnika. Punkty 1—2, 3—4 są połączone dla zwiernego układu zestyku

od mierzonego czasu. Przy pomiarach przekaźników szybko działających, np. rurkowych, oraz stosowania niewłaściwych włączników może wystąpić nawet przypadek kilkukrotnego zadziałania przekaźnika. W przypadku miernika czasu mierzącego sumaryczny czas kolejnych zadziałań przekaźnika zjawisko to może powodować poważne błędy pomiaru.

Układy wejściowe do pomiaru czasu zwalniania przekaźnika są znacznie bardziej kłopotliwe. Dotychczas stosowane [1], [2] typowe układy są przedstawione na rys. 2a i 2b.

Układ na rys. 2a stanowi najprostsze rozwiązanie układu wejściowego. Początek



Rys. 2. Układy wejściowe do pomiaru czasu zwalniania przekaźnika. Punkty 1—2, 3—4 są połączone dla rozwiernego układu zestyku

pomiaru jest określony rozwarciem zestyku S , koniec pomiaru zwarciem lub rozwarciem zestyku X , zależnie od rodzaju zestyku. Układ ten z jednej strony może powodować zwiększenie czasu zwalniania przekaźnika X na skutek utworzenia się następującego obwodu opóźniającego zwolnienie:

U_B , uzwojenie przekaźnika X , opornik R_d , zestyk zwierny X , opornik R_m , — U_B (w przypadku zestyku zwiernego) lub U_B , uzwojenie przekaźnika X , opornik R_d , opornik R_m , — U_B (w przypadku zestyku rozwiernego).

Prąd płynący w wyżej wymienionych obwodach opóźniających jest uzależniony od napięcia baterii U_B , od napięcia samoindukcji przekaźnika X oraz od oporności rzeczywistej obwodu:

$$R_0 = R_x + R_d + R_m$$

Należy zwrócić uwagę, że ustalona wartość natężenia prądu opóźniającego

$$I_0 = \frac{U_B}{R_x + R_d + R_m}$$

musi być znacznie mniejsza od natężenia prądu zwalniania kotwicy. W przeciwnym przypadku przekaźnik X wcale nie zwolniłby kotwicy.

Poza tym, w przypadku użycia do pomiaru zestyku zwiernego, natężenie prądu płynącego w obwodzie uzwojenia przekaźnika X , po zwolnieniu kotwicy, tj.

$$I'_0 = \frac{U_B}{R_x + R_d}$$

musi być znacznie mniejsze od natężenia prądu przyciągania kotwicy przekaźnika X . W przeciwnym przypadku wystąpiłoby drganie na zestyku zwiernym przekaźnika X , spowodowane kolejnym przyciąganiem i zwalnianiem kotwicy wskutek zwierania i rozwierania oporności wejściowej (R_m) miernika czasu. Zjawisko drgań zestyku zwiernego przekaźnika X uniemożliwiłoby pomiar czasu zwalniania.

Należy jeszcze dodać, że w tym układzie na wejściu miernika czasu impuls napięcia nie będzie miał kształtu prostokątnego, co może dodatkowo spowodować błąd w samym pomiarze czasu przez ten miernik. Chwilowa wartość napięcia na mierniku czasu może być znacznie wyższa od nominalnego napięcia pracy tego miernika. To podwyższenie napięcia byłoby wywołane napięciem samoindukcji przekaźnika X .

Inny układ wejściowy do pomiaru czasu zwalniania przekaźników jest przedstawiony na rys. 2b [2]. W układzie tym po rozwarciu zestyku wyłącznika S następuje odłączenie baterii od obwodu uzwojenia przekaźnika, co zmienia warunki końcowe przebiegu nie ustalonego w stosunku do układu przedstawionego na rys. 2a. W tym przypadku zostaje utworzony następujący obwód opóźniający zwolnienie kotwicy: — początek uzwojenia przekaźnika X , opornik R_d , opornik R_m , koniec uzwojenia przekaźnika X .

Z uwagi na zastosowanie lampy elektronowej znacznie łatwiej będzie otrzymać

dużą oporność wyżej wymienionego obwodu opóźniającego. W związku z tym wpływ jego na czas zwalniania przekaźnika może być bardzo mały (do pominięcia).

Należy dodać, że w przedstawionym układzie warunkiem poprawnego pomiaru jest właściwy dobór lampy elektronowej, napięć zasilających oraz dzielnika złożonego z oporników R_1 i R_2 . Dzielnik oporowy (R_1 , R_2) powinien być tak dobrany, by przy zwartym zestyku S napięcie na zaciskach miernika czasu było mniejsze od granicznej wartości napięcia wyzwalania miernika czasu, natomiast przy rozwartym zestyku S napięcie na zaciskach miernika czasu powinno być większe od granicznej wartości napięcia wyzwalania miernika czasu. Poza tym podczas pomiaru czasu zwalniania impuls na wejściu miernika czasu nie będzie miał kształtu prostokątnego.

W celu wykazania praktycznego wpływu obu układów wejściowych na wielkość czasu zwalniania zostały wykonane pomiary dla następujących przekaźników:

P_1 — przekaźnik typu B1 o następujących danych: oporność uzwojenia — 2000 Ω ; liczba zwojów — 21100; wysokość słupka niemagnetycznego — 0,3 mm; obciążenie — 2 zestyki zwierne i 2 zestyki przełączne;

P_2 — przekaźnik typu B1 z rdzeniem żelazoniklowym o analogicznych danych jak dla przekaźnika P_1 ;

P_3 — przekaźnik typu B2 o następujących danych: oporność uzwojenia — 2000 Ω ; liczba zwojów — 21000; wysokość słupka niemagnetycznego — 0,2 mm; obciążenie — 2 zestyki zwierne;

P_4 — przekaźnik typu B2 o następujących danych: oporność uzwojenia — 21000 Ω ; liczba zwojów — 65400; wysokość słupka niemagnetycznego — 0,2 mm; obciążenie — 2 zestyki zwierne;

P_5 — przekaźnik rurkowy o następujących danych: oporność uzwojenia — 4650 Ω ; liczba zwojów — 19500; obciążenie — 2 zestyki zwierne;

P_6 — przekaźnik rurkowy o następujących danych: oporność uzwojenia — 3430 Ω ; liczba zwojów — 19500; obciążenie — 1 zestyk zwierny.

Wyniki pomiarów zestawiono w tabl. 1 i 2.

Wyniki pomiarów świadczą o ograniczonej przydatności układów poniżej pewnej wielkości oporności wejściowej $R_w = R_d + R_m$. Szczególnie bardzo znaczne wartości błędu występują przy pomiarach w układzie według rys. 2a, gdy oporność R_w jest mniejsza od 200 k Ω .

Układ ten, jak wynika z pomiarów przedstawionych w tabl. 1, nie powinien być stosowany dla przekaźników o dużej oporności i małym obciążeniu układami sprężyn, jeżeli oporność R_w nie będzie większa od 1 M Ω . Zwiększenie oporności R_w , przez dodanie odpowiednio dużej wartości opornika R_d , jest ograniczone opornością wejściową miernika czasu oraz jego czułością. Graniczną wielkość oporności R_d można określić z zależności:

$$\frac{U_B \cdot R_w}{R_x + R_m + R_d} = (U_g \text{ min}),$$

gdzie $U_g \text{ min}$ — najniższa oporność napięcia wyzwalania miernika czasu.

Tablica 1

Wyniki pomiarów czasów zwalniania przekaźników mierzone w układzie według rys. 2a

Lp.	$R_w = R_d + R_m$	Rodzaj przekaźnika / napięcie baterii U_B											
		$P_1/50\text{ V}$		$P_2/50\text{ V}$		$P_3/50\text{ V}$		$P_4/50\text{ V}$		$P_5/50\text{ V}$		$P_6/24\text{ V}$	
		t_0	B	t_0	B	t_0	B	t_0	B	t_0	B	t_0	B
	k Ω	ms	%	ms	%	ms	%	ms	%	ms	%	ms	%
1	∞	24,0	0	7,4	0	6,5	0	4,9	0	0,18	0	0,09	0
2	1000	24,1	0,4	7,5	1,4	6,9	6,1	5,7	16,3	0,18	0	0,09	0
3	800	24,3	1,2	7,6	2,7	7,0	7,7	6,1	24,5	0,18	0	0,09	0
4	600	24,6	2,5	7,7	4,1	7,2	10,8	6,4	30,6	0,18	0	0,09	0
5	400	25,1	4,6	7,9	6,7	7,3	12,3	7,7	50,7	0,19	6	0,10	11
6	200	26,2	9,2	8,4	13,5	8,0	23,0	12,3	151	0,21	17	0,12	33
7	150	27,0	12,5	9,0	21,6	9,2	41,6	16,8	240	0,31	72	0,16	77
8	100	29,0	24,2	10,1	36,4	11,6	78,5	24,0	390	0,41	128	0,28	211
9	50	38,8	61,6	13,4	81,2	18,3	182	104	2020	1,92	970	0,82	823

 t_0 — czas zwalniania, B — błąd procentowy.

Tablica 2

Wyniki pomiarów czasów zwalniania przekaźników mierzone w układzie według rys. 2b

Lp.	$R_w = R_d + R_m$	Rodzaj przekaźnika / napięcie baterii U_B											
		$P_1/50\text{ V}$		$P_2/50\text{ V}$		$P_3/50\text{ V}$		$P_4/50\text{ V}$		$P_5/50\text{ V}$		$P_6/24\text{ V}$	
		t_0	B	t_0	B	t_0	B	t_0	B	t_0	B	t_0	B
	k Ω	ms	%	ms	%	ms	%	ms	%	ms	%	ms	%
1	∞	24,0	0	7,4	0	6,5	0	4,9	0	0,18	0	0,09	0
2	1000	24,0	0	7,5	1,3	6,8	4,6	5,6	14,3	0,18	0	0,09	0
3	800	24,1	0,4	7,6	2,6	6,9	6,1	5,8	18,3	0,18	0	0,09	0
4	600	24,2	0,8	7,7	4,1	7,0	7,7	6,1	24,4	0,18	0	0,09	0
5	400	24,6	2,5	7,8	5,4	7,2	10,8	6,9	40,7	0,18	0	0,09	0
6	200	24,9	3,7	8,2	10,7	7,4	13,8	8,6	75,5	0,19	6	0,10	11
7	150	25,5	6,3	8,5	14,8	7,8	20,0	10,8	121	0,22	22	0,15	67
8	100	26,3	9,6	9,1	23,0	8,3	27,7	15,6	218	0,35	95	0,18	100
9	50	29,0	20,9	11,2	51,3	11,2	72,3	22,1	350	0,63	247	0,41	356

 t_0 — czas zwalniania, B — błąd procentowy.

Układ z rysunku 2b wprowadza znacznie mniejsze błędy w porównaniu z układem 2a. W układzie tym, przy stosowaniu lampy elektronowej do inwersji fazy, dobranie oporności wejściowej powyżej 1 M Ω nie następuje większych trudności.

Wyniki pomiarów, podane w tabl. 1 i 2, dla oporności $R_w = \infty$ zostały wykonane w układzie według rys. 3.

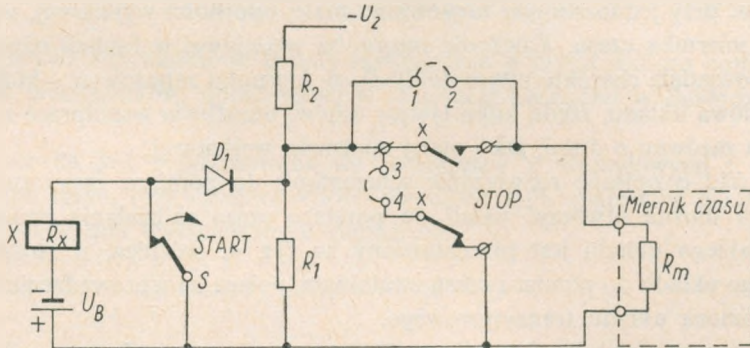
3. ZMODYFIKOWANY UKŁAD WEJŚCIOWY

Poniżej zostanie opisany, zaproponowany przez autora, zmodyfikowany układ wejściowy. Konieczność modyfikacji istniejących rozwiązań powstała przy opracowywaniu uniwersalnej przystawki do pomiaru czasów działania przekaźników,

w której układ wejściowy współpracuje z tranzystorowym dyskriminatorem napięcia.

Stosunkowo mała oporność wejściowa tranzystorowego dyskriminatora napięcia spowodowała całkowitą nieprzydatność układu z rys. 2a. Stosowanie układu przedstawionego na rys. 2b było niewygodne ze względu na założenie opracowania przystawki na elementach półprzewodnikowych.

Zmodyfikowany układ wejściowy do pomiaru czasu zwalniania przekaźnika jest przedstawiony na rys. 3. Zasadnicza zmiana polega na oddzieleniu obwodu uzwojenia przekaźnika i baterii zasilającej U_B od obwodu wytwarzającego impuls napięcia podawanego na zaciski miernika czasu. Oddzielenie tych obwodów zostało dokonane



Rys. 3. Zmodyfikowany układ wejściowy do pomiaru czasu zwalniania przekaźnika
Punkty 1—2, 3—4 są połączone dla rozwiernego układu zestyku

przez wprowadzenie dodatkowego źródła zasilania U_z i układu bramki diodowo-oporowej, złożonej z dzielnika oporowego R_1 i R_2 oraz diody D_1 . Impuls napięcia podawanego na zaciski miernika czasu jest wytwarzany na oporniku R_1 . Wartość napięcia na oporniku R_1 w stanie zwarcia zestyku S jest bliska zeru. W momencie rozwarcia zestyku wyłącznika S napięcie na oporniku R_1 przyjmuje wartość:

$$U_{R_1} = U_z \cdot \frac{R'_1}{R'_1 + R_2}$$

gdzie

$$R'_1 = \frac{R_1 \cdot R_m}{R_1 + R_m}$$

Wartość napięcia U_{R_1} będzie występować na zaciskach miernika czasu do chwili zwolnienia przekaźnika X , który w zależności od rodzaju zestyku rozwiera obwód pomiarowy lub zwiiera wejście miernika czasu.

Wyrażenie na wielkość napięcia U_{R_1} jest słuszne, jeżeli jest spełniony warunek:

$$|U_B| \geq |U_{R_1}|$$

Powyższa nierówność określa warunek zaporowej polaryzacji diody D_1 dla odcięcia oddziaływania źródła zasilania U_z na obwód uzwojenia przekaźnika X .

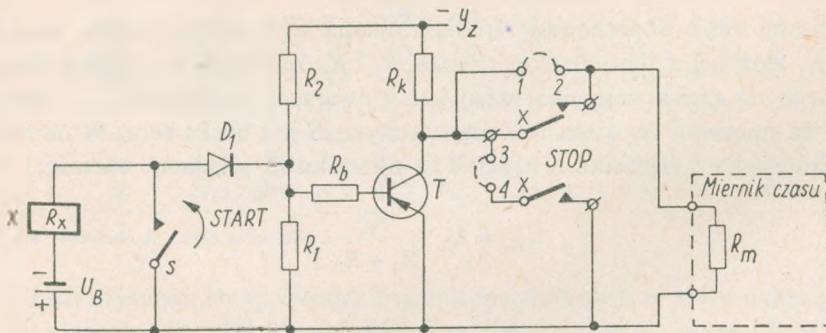
Spełnienie wyżej podanej nierówności w układach praktycznych nie nastęrcza żadnych trudności.

Obecność diody D_1 zapewnia ponadto całkowite odcięcie źródła zasilania uzwojenia przekaźnika X od pozostałej części obwodu układu wejściowego. Dioda D_1 jest włączana w kierunku zaporowym zarówno dla napięcia źródła zasilania U_B , jak i dla napięcia samoindukcji, występującego na zaciskach uzwojenia przekaźnika X w chwili rozwarcia zestyku wyłącznika S . Ze względu na znaczne wartości napięcia samoindukcji najbardziej celowe jest stosowanie diody lampowej.

Zmodyfikowany układ wejściowy, przy odpowiednim doborze diody, może zapewnić bardzo dużą oporność wejściową, widzianą od strony obwodu uzwojenia przekaźnika, przy jednoczesnym zachowaniu małej oporności wyjściowej, widzianej od strony miernika czasu. Zależność oporności wejściowej w funkcji napięcia U_B będzie odpowiadała charakterystyce diody D_1 w kierunku zaporowym. Mała oporność wyjściowa układu, rzędu kilku tysięcy omów, umożliwi współpracę z miernikami czasu zarówno o dużej, jak i małej oporności wejściowej.

W oparciu o opisane rozwiązanie schematowe do pomiaru czasu zwalniania przekaźnika można utworzyć układ do pomiaru czasu zadziałania przekaźnika. Schemat takiego układu jest przedstawiony na rys. 4. Różnica, w stosunku do omówionego układu do pomiaru czasu zwalniania, polega na wprowadzeniu inwersji fazy za pomocą układu tranzystorowego.

Przy rozwartym zestyku S tranzystor T jest w stanie nasycenia, w wyniku czego napięcie na wejściu miernika czasu jest bliskie zeru. W chwili zwarcia zestyku S



Rys. 4. Zmodyfikowany układ wejściowy do pomiaru czasu zadziałania przekaźnika
Punkty 1—2, 3—4 są połączone dla zwiernego układu zestyku

tranzystor T przechodzi w stan nieprzewodzenia, w wyniku czego na wejściu miernika czasu zostaje podane napięcie $-U_z$. Napięcie na zaciskach miernika czasu będzie występować do chwili zadziałania przekaźnika X , który w zależności od rodzaju zestyku rozwiera obwód pomiarowy lub zwiera wejście miernika czasu.

W celu uniknięcia szkodliwego zjawiska drgań zestyku S należy stosować włącznik rtęciowy. Dodatkową jego zaletą jest możliwość sterowania stosunkowo dużymi prądami przy obciążeniu indukcyjnym, bez układu gasikowego.

Proponowane układy wejściowe są pozbawione wad omówionych w poprzednim rozdziale, ponadto pozwalają na rozszerzenie możliwości pomiarowych czasu działania przekaźników w układach złożonych. Układ przedstawiony na rys. 3 umożliwia pomiar czasu zwalniania przekaźnika, przy równoległe dołączonym kondensatorze do jego uzwojenia. Ten rodzaj pomiaru nie może być wykonywany w układzie przedstawionym na rys. 2b.

Układ przedstawiony na rys. 4 umożliwia pomiar czasu zadziałania przekaźnika przy jego wstępnym podmagnesowaniu. Metoda pomiaru polega na dołączeniu opornika, ustalającego prąd podmagnesowujący, równoległe do zacisków włącznika *S*. Ten rodzaj pomiaru nie może być wykonywany w układzie przedstawionym na rys. 1.

Opisane układy wejściowe zostały zastosowane w przystawce do pomiaru czasu działania przekaźników, opracowanej w Instytucie Łączności w Zakładzie Telekomutacji.

Przystawka jest przystosowana do współpracy z wychyłowymi i cyfrowymi miernikami czasu, przy czym oporności wejściowe tych mierników nie mogą mieć wpływu na wyniki wykonywanych pomiarów.

WYKAZ LITERATURY

1. *Adam Stryjek*: Miernik czasu działania przekaźników. Przegląd Telekomunikacyjny 1968 nr 2.
2. Politechnika Gdańska, Zakład Telekomutacji: Elektronowy miernik czasu typ 101. Instrukcja obsługi.

J. Pasławski

ВХОДНЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ВРЕМЕНИ ДЕЙСТВИЯ РЕЛЕ

Резюме

Измерения времени действия реле с помощью обыкновенных измерителей времени (длительности импульса напряжения на зажимах прибора) требуют применения входных схем, обеспечивающих соответственные критерии измерений.

В статье проведено анализ влияния входных схем разного типа на результаты измерений. Вследствие этого автором предлагается новая форма входной схемы, не проявляющая вредного влияния на результат измерений.

J. Paslawski

INPUT CIRCUITS FOR MEASUREMENTS OF TIME OF OPERATION OF A RELAY

S u m m a r y

The measurements of time of operation of a relay by means of normal time meters (the measurements of voltage impulse duration on terminals of the meters) need some appropriate instrument input circuits to fulfil the necessary measurement criteria.

The influence of different type of input circuits of the meters upon the results of measurements has been analysed.

Finally a new kind of a meter input circuit non influencing injuriously the measurement results has been proposed.

J. Paslawski

LES CIRCUITS D'ENTREE PERMETTANT LA MESURE DE TEMPS DE FONCTIONNEMENT D'UN RELAIS

R é s u m é

La mesure de temps de fonctionnement d'un relais à l'aide des appareils de mesure de temps ordinaires (la mesure de la durée de l'impulsion de tension aux bornes de l'appareil) exige l'utilisation des circuits d'entrée appropriés assurant les critères de mesure convenables.

Dans l'article on a analysé l'influence des circuits d'entrée des types divers sur les résultats des mesures. En conséquence on a proposé un nouveau type de circuit d'entrée qui n'exerce aucune influence nuisible sur les résultats des mesures.

J. Paslawski

EINGANGSSCHALTUNGEN FÜR MESSUNG DER RELAISANSPRECHZEITEN

Z u s a m m e n f a s s u n g

Bei der Messung der Relaisansprechzeiten mit den normalen Messgeräten (Messung der Spannungsimpulsdauerzeit an der Geräteklemmen) um die richtige Kriterien zu sichern sollen entsprechende Eingangsschaltungen angewendet werden.

Im Artikel wird der Einfluss der Eingangsschaltungen verschiedener Typen auf die Messresultate analysiert.

Im Aufschluss wurde ein neuer Eingangskreis vorgeschlagen der keinen schädlichen Einfluss auf die Messresultate ausübt.

WŁODZIMIERZ STAWSKI

621.391.823

BADANIA SKUTECZNOŚCI KOŃCÓWEK PRZECIWKŁÓCENIOWYCH PRZEWODU ZAPŁONOWEGO*)

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 20.2.1970 r.

W artykule opisano badania tłumienności skutecznej końcówek przewodu zapłonowego, stosowanych do tłumienia zakłóceń radioelektrycznych, wytwarzanych przez układy zapłonowe w silnikach spalinowych.

Przedstawiono konstrukcję końcówek oraz zaproponowano ich elektryczny układ zastępczy, w oparciu o który można wyznaczyć zależność tłumienności skutecznej od częstotliwości w zakresie do około 1000 MHz.

Podano wyniki pomiarów tłumienności skutecznej rozpatrywanych końcówek krajowej produkcji.

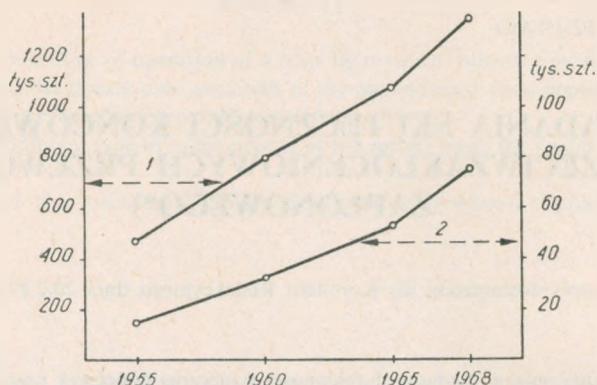
1. WPROWADZENIE

Silnik spalinowy z zapłonem iskrowym jest jednym z częściej występujących źródeł zakłóceń radioelektrycznych. Powstawanie zakłóceń jest głównie związane z pracą układu zapłonowego takiego silnika, a ich oddziaływanie na radiofoniczne i telewizyjne urządzenia odbiorcze występuje w bardzo szerokim zakresie częstotliwości.

W związku z szybkim wzrostem liczby pojazdów z silnikami spalinowymi, a jednocześnie szybkim rozwojem (rys. 1) radiofonii i telewizji (także w IV i V zakresie częstotliwości), problem zmniejszania tych zakłóceń nabiera szczególnego znaczenia. Najbardziej rozpowszechniony, a przy tym najtańszy sposób zmniejszania tego rodzaju zakłóceń polega na stosowaniu specjalnych rezystorów przeciwwzakłóceniovych, które umieszcza się w poszczególnych elementach układu zapłonowego. Powszechnie stosowane są końcówki przewodów zapłonowych (tzw. „fajki”) z wbudowanymi w nie rezystorami. W kraju produkuje się kilka typów takich końcówek, przy czym ich łączną produkcję można oszacować na około milion sztuk rocznie.

*) Na podstawie badań, opisanych w niniejszym artykule, został zgłoszony dokument do Instytutu Standardów RWPG [2.]

Miarą skuteczności końcówek z rezystorami jest stopień zmniejszania natężenia pola elektromagnetycznego zakłóceń, promieniowanego przez pojazd z silnikiem spalinowym. Badania skuteczności tłumienia zakłóceń w oparciu o pomiary na-



Rys. 1. Wzrost produkcji odbiorników radiowych i telewizyjnych [1] oraz samochodów osobowych i ciężarowych [2] (wg Rocznika Statystycznego GUS — 1969)

tężenia pola są jednak bardzo pracochłonne i nie zawsze możliwe do zrealizowania. Z tych powodów międzynarodowe zalecenia normalizacyjne [1], a także polskie normy [3] ustalają dla oceny tej skuteczności równoważne kryterium porównawcze, którym jest tłumienność skuteczna mierzona w warunkach laboratoryjnych*).

W dostępnej literaturze brak jest informacji o skuteczności końcówek przewodów zapłonowych. W niniejszym artykule scharakteryzowano tę skuteczność w zakresie częstotliwości przeznaczonych dla radiofonii i telewizji, tj. do częstotliwości ok. 1000 MHz. Opisano także metodę i układ pomiarowy oraz podano wyniki przeprowadzonych po raz pierwszy pomiarów tłumienności skutecznej kilku typów końcówek produkcji krajowej.

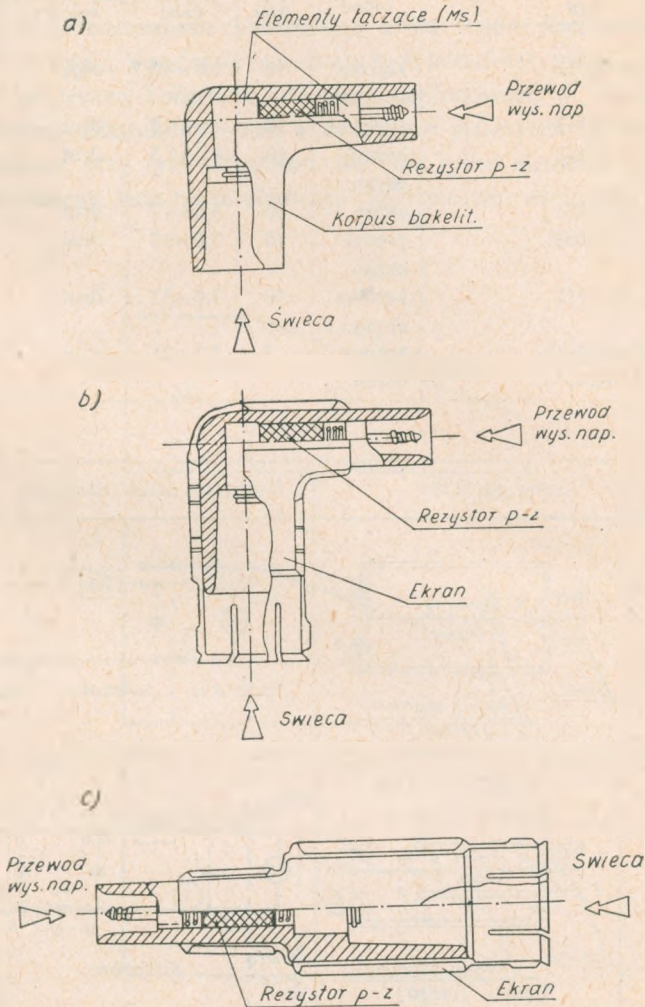
2. CHARAKTERYSTYKA KOŃCÓWEK PRZEWODU ZAPŁONOWEGO

Końcówki przewodu zapłonowego, stosowane w pojazdach z silnikami spalinowymi, umożliwiają przyłączenie przewodu wysokiego napięcia do świecy zapłonowej. Praca świecy daje efekty podobne jak praca iskrowego generatora drgań wielkiej częstotliwości i powoduje powstawanie zakłóceń radioelektrycznych. Energia tych

*) Tłumiennność skuteczna (A) jest to wyrażony w decybelach stosunek sinusoidalnych napięć występujących na rezystancji wejściowej mikrowoltomierza (R_0), przy jego połączeniu z generatorem w.c. o takiej samej rezystancji wewnętrznej (R_0), raz bezpośrednio, a drugi raz poprzez badany obiekt:

$$A = 20 \lg \frac{U_1}{U_0} \text{ (dB)}$$

zakłóceń jest rozłożona w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Generator iskrowy jest połączony z innymi elementami układu zapłonowego (np. przewody wysokiego napięcia, rozdzielacz), które wypromieniowują energię wielkiej częstot-



Rys. 2. Konstrukcja przeciwwzakłóceńowych końcówek przewodu zapłonowego:

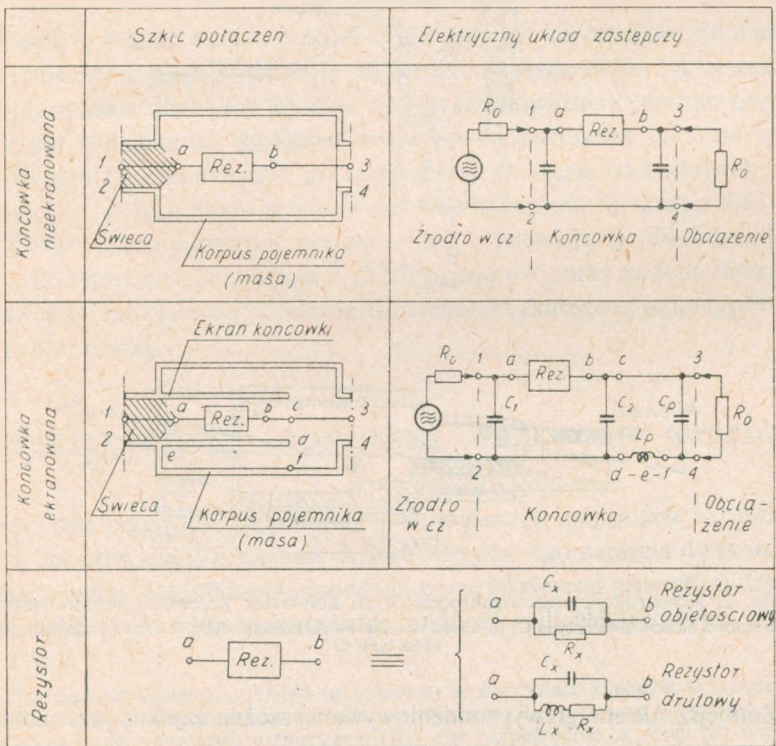
a) końcówka kątowna nieekranowana typu C; b) końcówka kątowna ekranowana typu E i F; c) końcówka prosta ekranowana typu G

liwości. Zmniejszenie energii wypromieniowywanej można uzyskać przez zmniejszenie natężenia prądu wielkiej częstotliwości, który płynie w elementach promieniujących. W tym celu można na przykład włączyć w szereg z generatorem rezystor o odpowiednio dobranej wartości rezystancji. Rezystor ten umieszcza się zwykle wewnątrz

Tablica 1

Ważniejsze parametry badanych końcówek przewodu zapłonowego

Lp.	Końcówka		Rezystor			Liczebność próbeki	Rok prod.
	typ	rodzaj	R_x (k Ω)	$\varnothing \times l$ (mm)	rodzaj		
1	C/PN-61/S-76032	kątowa nieekran.	10	$3,8 \times 15,7$	objęt.	3	1966
2	C/PN-61/S-76032	kątowa nieekran.	10	$4 \times 16,5$	drut.	4	1966
3	E/PN-61/S-76032	kątowa ekran.	10	$4 \times 16,5$	drut.	5	1966
4	E/PN-61/S-76032	ekran.	10	$3,6 \times 17$	drut.	5	1969
5	G/PN-61/S-76032	prosta ekran.	10	$3,6 \times 17$	drut.	10	1969
6	F/PN-61/S-76032	kątowa ekran.	10	$3,6 \times 17$	drut.	5	1969
7	A18-TGL200-3612 (prod. NRD)	kątowa ekran.	5	$4,7 \times 25$	drut.	1	1969



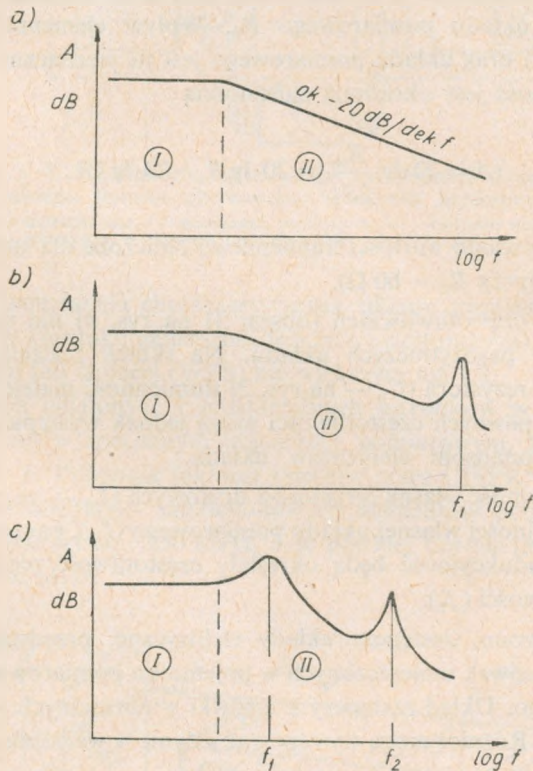
Rys. 3. Uproszczone, zastępczy układ elektryczny końcówek przewodu zapłonowego w zakresie wielkich częstotliwości

końcówki przewodu zapłonowego. Ze względu na specyficzne warunki pracy stosuje się prawie wyłącznie rezystory drutowe lub objętościowe.

Dodatkowe zwiększenie skuteczności końcówki można również uzyskać ekranując ją; ekran obejmuje przy tym zwykle tylko część końcówki i łączy się z masą układu poprzez oprawę świecy zapłonowej

Na rysunku 2 przedstawiono konstrukcję kilku typów końcówek produkcji krajowej (ZWPT Telpod); ważniejsze parametry tych końcówek zestawiono w tabl. 1.

Tłumienność skuteczną końcówki przewodu zapłonowego w zakresie wielkich częstotliwości można scharakteryzować w oparciu o elektryczny układ zastępczy. Układ taki powinien przy tym odwzorowywać nie tylko elementy układu samej końcówki z rezystorem, lecz także elementy pasożytnicze, związane z rozkładem



Rys. 4. Tłumienność skuteczna różnych typów końcówek w funkcji częstotliwości:

a) końcówka nieekranowana z rezystorem objętościowym; b) końcówka nieekranowana z rezystorem drutowym; c) końcówka ekranowana z rezystorem drutowym

poła elektromagnetycznego w jej otoczeniu. Na rys. 3 przedstawiono układy zastępcze dla różnych typów końcówek umieszczonych w pojemniku pomiarowym. W układach tych uwzględniono jedynie te elementy pasożytnicze, które w rozpatrywanym zakresie częstotliwości mogą mieć istotny wpływ na tłumienność skuteczną. Biorąc pod uwagę

Tabela 2

Tłumienności końcówek przewodu zaplonowego przy niezbyt wielkich częstotliwościach dla stosowanych w praktyce wartości rezystancji R_x , przy $R_0 = 60 \Omega$

R_x (k Ω)	1	5	8	10	12
A (dB)	18	32	36	38	40

występujące w praktyce wartości elementów układu zastępczego, można oczekiwać, że zmiany tłumienności skutecznej w funkcji częstotliwości będą miały charakter pokazany na rys. 4.

W zakresie niezbyt wielkich częstotliwości (do kilkudziesięciu MHz) (obszar I na rys. 4) tłumienność skuteczna końcówki zależy jedynie od rezystancji R_x i impedancji charakterystycznej układu pomiarowego R_0 . Wpływ elementów pasożytniczych; rezystora, końcówki oraz układu pomiarowego jest tu nieznaczny. Dla takich częstotliwości tłumienność jest określona zależnością

$$A = 20 \cdot \lg \frac{R_x}{2R_0} = 20 \cdot \lg R_x - 20 \cdot \lg 2R_0 \quad (1)$$

W tabelicy 2 zestawiono wartości tłumienności obliczone dla stosowanych w praktyce rezystancji R_x (przy $R_0 = 60 \Omega$).

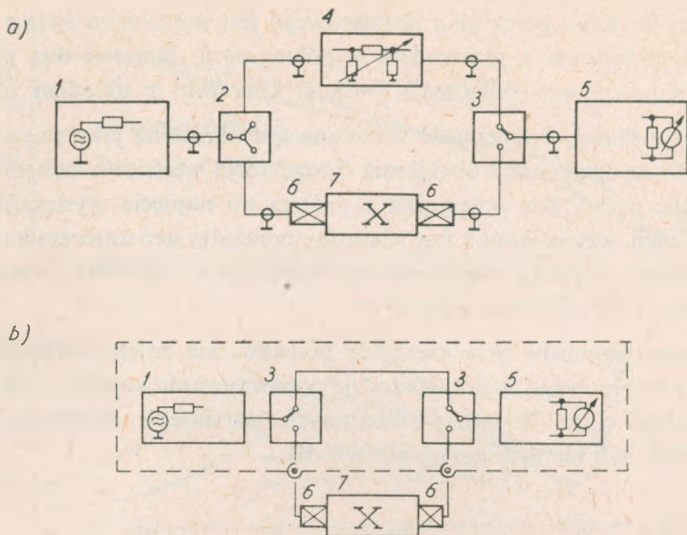
Przy większych częstotliwościach (obszar II na rys. 4) nie można już pomijać wpływu elementów pasożytniczych układu. Na skutek bocznikującego działania pojemności własnej rezystora (C_x — na rys. 3) tłumienność maleje wraz ze wzrostem częstotliwości. Dla pewnych częstotliwości mogą jednak wystąpić lokalne maksima, odpowiadające rezonansom elementów układu.

Na ogół indukcyjność własna rezystorów drutowych (L_x — na rys. 3) jest znacznie większa od indukcyjności własnej układu pomiarowego (L_p), parametry więc obwodu zawierającego tę indukcyjność będą określały częstotliwość pierwszego lokalnego maksimum tłumienności (f_1).

Jak już zaznaczono, zastępcze układy elektryczne, przedstawione na rys. 3, odnoszą się do końcówek umieszczonych w pojemniku pomiarowym, a więc dotyczą układu pomiarowego. Układ zastępczy końcówki w normalnych warunkach eksploatacji jest podobny. Różnice mogą występować jedynie w wartościach poszczególnych elementów układu.

3. OPIS METODY I UKŁADU POMIAROWEGO

Blokowy układ pomiarowy przedstawiono na rys. 5. W zakresie częstotliwości 30...300 MHz pomiary wykonywano metodą podstawienia wzorcowego tłumika regulowanego (rys. 5a), a w zakresie 300...1000 MHz — metodą porównywania



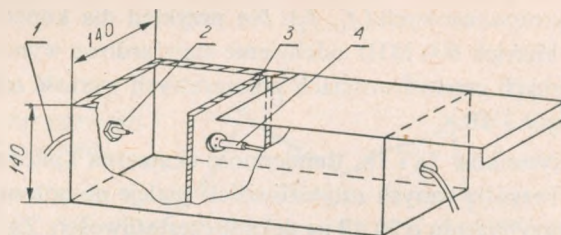
Rys. 5. Układ blokowy do pomiarów tłumienności skutecznej:

a) metodą podstawienia tłumika wzorcowego; b) metodą porównywania napięć w.c.z.

1 — generator w.c.z., 2 — rozgałęźnik w.c.z., 3 — przełącznik współosiowy, 4 — wzorcowy tłumik regulowany, 5 — mikro-woltomierz selektywny, 6 — tłumik oddzielający (10 dB), 7 — pojemnik z próbką

napięć (rys. 5b). Impedancja charakterystyczna układu pomiarowego („widziana” od strony próbki w kierunku generatora lub mikrowoltomierza) wynosiła 60 omów, przy współczynniku fali stojącej (WFS) nie większym niż 1,2.

Dla zapewnienia ustalonych i powtarzalnych warunków pomiarowych badany element umieszczano w specjalnym pojemniku pomiarowym, którego konstrukcję pokazano na rys. 6. Pojemnik taki jest zalecany przez CISPR*) [1] do stosowania przy pomiarach tłumienności samochodowych elementów przeciwzakłóceńowych w zakresie częstotliwości 30...250 MHz, a w polskiej normie [3] — przy pomiarach w zakresie 30...1000 MHz.



Rys. 6. Pojemnik stosowany do badania tłumienności skutecznej samochodowych elementów przeciwzakłóceńowych

1 — przewód współosiowy, 2 — świeca zapłonowa, 3 — ruchoma przegroda, 4 — tłumik oddzielający (10 dB)

*) CISPR — Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique — Międzynarodowy Komitet Specjalny do Spraw Zakłóceń Radioelektrycznych.

Na jednej ze ścian pojemnika pomiarowego jest mocowana świeca zapłonowa, odpowiednio połączona z przewodem współosiowym. Stanowi ona element konstrukcyjny, zapewniający połączenie badanej końcówki z układem pomiarowym.

Zgodnie z definicją tłumienność skuteczna jest określona jako stosunek napięcia występującego na impedancji obciążenia (impedancja wejściowa mikrowoltomierza) układu pomiarowego, bez pojemnika z próbką do napięcia występującego na tej samej impedancji, gdy pojemnik jest włączony pomiędzy generatorem a obciążeniem. Wyniki pomiarów określają więc tłumienność skuteczną końcówki, z uwzględnieniem wpływu świecy i pojemnika pomiarowego.

Dokładność pomiarów przy metodzie podstawienia zależy głównie od dokładności tłumika wzorcowego, a przy metodzie porównywania napięć — od dokładności pomiaru napięć w.c.z. W przeprowadzanych pomiarach stosowano przyrządy, których dokładności nie były gorsze niż ± 1 dB.

4. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

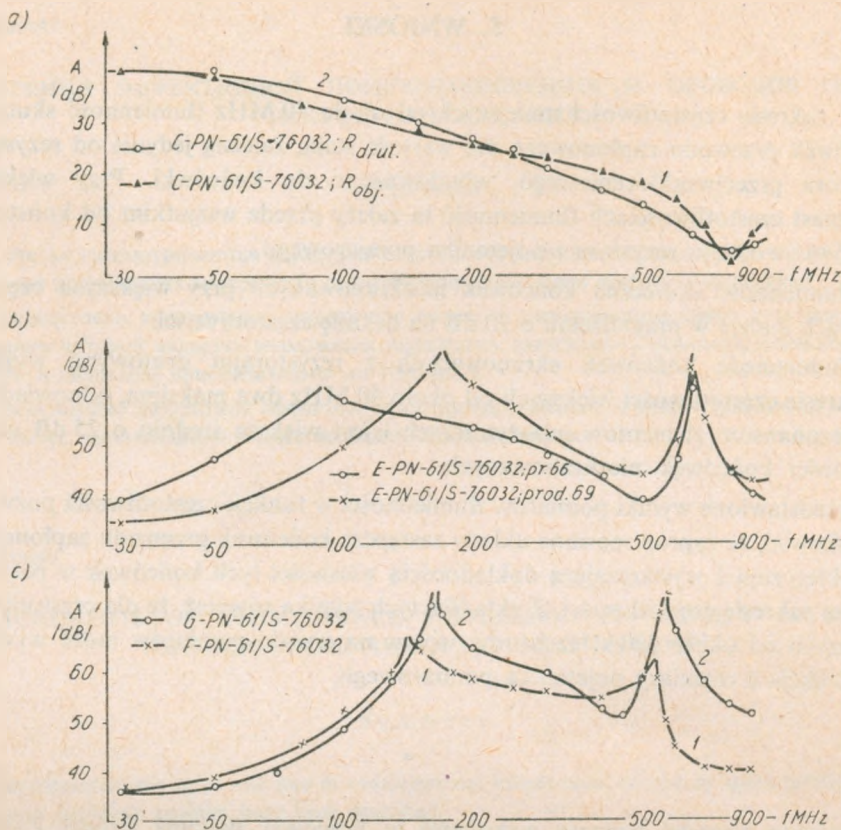
Przeprowadzono badania tłumienności skutecznej kilku typów końcówek przewodu zapłonowego produkcji krajowej (patrz tabl. 1), przy czym dla celów porównawczych zmierzono również tłumienność końcówki produkcji NRD (typu A18TGL200-3612). Ograniczono się przy tym do pomiarów w zakresie częstotliwości większych od 30 MHz, a więc do zakresu, w którym występuje zależność tłumienności od częstotliwości.

Na rysunku 7 przedstawiono wykreślnie wartość średnią tłumienności skutecznej w funkcji częstotliwości dla końcówek produkcji krajowej (liczebności badanych próbek podano w tabl. 1). Wyniki pomiarów tłumienności skutecznej końcówki produkcji NRD przedstawiono natomiast na rys. 8.

Pomiary pokazały, że rozrzut wyników jest znaczniejszy jedynie w pobliżu częstotliwości antyrezonansowych (f_1, f_2). Na przykład dla końcówek typu F przy częstotliwościach bliskich 600 MHz odchylenie standardowe wynosiło $s(A) \cong 7$ dB, podczas gdy na innych częstotliwościach pomiarowych wartość tego odchylenia nie przekraczała na ogół 3 dB.

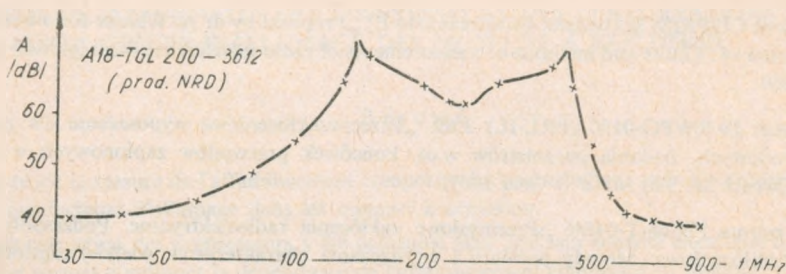
Jak wynika z rysunków 7a i 7b, tłumienność skuteczna końcówek nieekranowanych (w zakresie rozpatrywanych częstotliwości) maleje monotonicznie ze wzrostem częstotliwości (w przybliżeniu o 20 dB na dekadę częstotliwości). Zachodzi to zarówno dla końcówek z rezystorem objętościowym, jak i dla końcówek z rezystorem drutowym.

Charakterystyka tłumienności skutecznej końcówek ekranowanych z rezystorem drutowym wykazuje dwa wyraźnie zaznaczone maksima: jedno w zakresie częstotliwości 100...150 MHz, a drugie w zakresie 450...650 MHz.



Rys. 7. Wartości średnie tłumienia skutecznej końcówek przewodu zapłonowego produkcji krajowej w funkcji częstotliwości:

a) końcówki nieekranowane (typ C) z rezystorami objętościowymi (1) i drutowymi (2); b) końcówki ekranowane (typ E) kątowe z rezystorami drutowymi; c) końcówki ekranowane (typ F i G) kątowe (1) i proste (2) z rezystorami drutowymi



Rys. 8. Tłumienie skuteczna ekranowanej końcówki przewodu zapłonowego produkcji NRD (typ A18-TGL-200-3612)

5. WNIOSKI

W zakresie częstotliwości mniejszych od około 40 MHz tłumienność skuteczna końcówek przewodu zapłonowego ma wartość stałą, zależną jedynie od rezystancji rezystora przeciwzakłóceniewego, wbudowanego do końcówki. Przy większych natomiast częstotliwościach tłumienność ta zależy przede wszystkim od konstrukcji końcówki, rodzaju rezystora i pojemnika pomiarowego.

Tłumienność skuteczna końcówek nieekranowanych przy większych częstotliwościach maleje w przybliżeniu o 20 dB na dekadę częstotliwości.

Tłumienność końcówek ekranowanych z rezystorami drutowymi wykazuje w zakresie częstotliwości większych od około 40 MHz dwa maksima, odpowiadające antyrezonansom elementów pasożytniczych i jest większa średnio o 25 dB od tłumienności końcówek nieekranowanych.

Przedstawione wyniki pomiarów tłumienności w funkcji częstotliwości pozwalają wnioskować, że zaproponowane układy zastępcze końcówek przewodu zapłonowego charakteryzują z wystarczającą dokładnością własności tych końcówek w rozpatrywanym zakresie częstotliwości. Z układów tych wynika również, że dla częstotliwości większych od około 300 MHz istotny wpływ na wyniki pomiarów może wywierać konstrukcja i rozmiary pojemnika pomiarowego.

*

Opisane powyżej badania wykonano w Pracowni Badania Źródeł Zakłóceń w Instytucie Łączności. Autor dziękuje serdecznie Kierownikowi Zakładu Badania Zakłóceń Radioelektrycznych, *dr hab. R. G. Strużakowi*, za przejrzenie materiału i cenne wskazówki udzielone przy opracowywaniu tego artykułu.

WYKAZ LITERATURY

1. Dokument CISPR(S) Sekretariat-Montreaux/44 E; „Proposal by dr A. Warner for a new CISPR Publication 14: Limits and methods of measurements of radio interference from ignition system”, maj 1969.
2. Dokument IS-RWPG-0156 (PRL-IŁ) 3.69. „Przeciwzakłóceniewe wyposażenie dla pojazdów samochodowych. Badania parametrów w.cz. końcówek przewodów zapłonowych w zakresie częstotliwości 30...900 MHz” — maj 1969.
3. Polska norma PN-68/T-04545 „Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Podzespoły i filtry przeciwzakłóceniewe. Metody pomiaru i wyznaczania charakterystyk wielkiej częstotliwości”.
4. *R. G. Strużak*: Pomiaru właściwości kondensatorów, dławików i innych podzespołów przeciwzakłóceniewych przy w.cz. Przegląd Elektroniki 1968 nr 6, s. 292...303.

W. Stawski

ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ПРОВОДОВ ЦЕПЕЙ ИСКРОВОГО ЗАЖИГАНИЯ

Резюме

В статье рассматриваются измерения остаточного затухания радиоэлектрических помех, вводимых и двигателях внутреннего сгорания проводами цепи искрового зажигания.

Представлено конструкцию подавителя помех и электрическую схему замещения, на основании которой является возможным определить зависимость помехозащищенности от частоты в диапазоне приблизительно до 1000 МГц.

Представлено результаты эффективной помехозащищенности рассматриваемых подавителей помех, производимых отечественной промышленностью.

W. Stawski

MEASUREMENTS OF INTERFERENCE SUPPRESSION EFFECTIVITY OF SPARK IGNITION TERMINALS IN EXPLOSION ENGINES

Summary

The measurements of overall loss of radioelectrical interference, caused by spark ignition conductors in explosion engines, have been described.

The construction of ignition conductor terminals has been presented and their electrical substitution scheme has been proposed, on the base of which the suppression attenuation as a function of frequency in the frequency band to 1000 MHz can be found.

The results of overall loss measurements of country-made terminals have been presented.

W. Stawski

MESURE D'EFFICACITE DES SUPPRESSEURS DES PERTURBATIONS DES CONDUCTEURS D'ALLUMAGE DES MOTEURS A EXPLOSION

Résumé

On décrit la mesure de l'affaiblissement composite des perturbations radioélectriques, produites par les conducteurs d'allumage dans les moteurs à explosion.

La construction des supresseurs a été présentée ainsi que leur schéma électrique de remplacement, qui permet d'indiquer la dépendance de l'affaiblissement composite en fonction de fréquence dans la bande de ca 1000 MHz.

Les résultats des mesures de l'affaiblissement composite des perturbations sont mis en évidence.

W. Stawski

UNTERSUCHUNGEN DER WIRKSAMKEIT DER STÖRSCHÜTZENDSTÜCKE DER ZÜNDELEITUNG

Zusammenfassung

Im Artikel werden beschrieben die Untersuchungen der Betriebsdämpfung der Rundfunkstörungen verursacht, durch die Zündleitungen der Verbrennungsmotoren.

Es wird die Konstruktion der Klemmen gezeigt und eine elektrische Ersatzschaltung vorgeschlagen mit deren Hilfe kann man bestimmen die Abhängigkeit der Wirksamkeit von der Frequenz im Bereiche bis ca 1000 MHz.

Die Resultate der Wirkdämpfungsmessungen der einheimischen Produktion Klemmen werden auch angegeben.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1971

Wydanie pierwsze. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 3,2. Ark. druk. 3,5. Oddano do składania w lutym 1971. Podpisano do druku w lipcu 1971, druk ukończono w lipcu 1971. Papier druk. sat. kl. V. 70 g, 70×100 z Włocławka. Zam. P/280/71. K/6431.
Cena zł 25.— U-92

Z. G. „Tamka”, Zakł. nr. 1, W-wa. Zam. 273/71

