

1 9 6 9

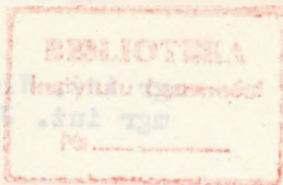
Nr 38

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

WARSZAWA — MIEDZESZYN

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI





# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 9

WARSZAWA 1969

NR 38

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja  
Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - prof. Zenon Szpigler

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,  
mgr inż. Józef Możejko, dr Stanisław Włoszczowski

Adres Redakcji:  
Instytut Łączności  
Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej  
Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Egz. nr

Redaktor: J. Borkowska      Montaż tekstu: E. Drabik

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 720. Druk ukończono  
we wrześniu 1969 r.



# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

## SPIS TREŚCI

Str.

C. Niewiadomski, J. Wolniewicz - Badania przyspieszone i przyczynowe (fizykalne) niezawodności elementów	1
--	---

Cyryl Nicwindomski  
Janusz Wolniewicz

621.3.019.3  
621.382

## BADANIA PRZYSPIESZONE I PRZYCZYNOWE (FIZYKALNE) NIEZAWODNOŚCI ELEMENTÓW

### 1. BADANIA PRZYŚPIESZONE NIEZAWODNOŚCI

#### 1.1. Uwagi ogólne

Gwałtowny rozwój techniki, zwłaszcza w ostatnich dwudziestu latach, spowodował, iż urządzenia stają się coraz bardziej złożone, zminiaturyzowane, precyzyjne i zautomatyzowane oraz wydajne i odpowiedzialne pod względem wykonywanych funkcji, a warunki ich eksploatacji są coraz trudniejsze. Od takich urządzeń wymaga się z zasady dużej niezawodności pracy, aby odznaczały się one dobrą efektywnością wykorzystania oraz aby straty związane z przestojami spowodowanymi niezdatnością do pracy, konserwacją i naprawami były dostatecznie małe. Wymagania te niestety są tym trudniejsze do osiągnięcia, im bardziej złożone jest urządzenie, przy czym w większości przypadków głównym sposobem polepszania niezawodności urządzeń, możliwym do zastosowania, jest użycie elementów o małym współczynniku intensywności uszkodzeń.

Użycie takich elementów wymaga przeprowadzenia badań współczynnika intensywności ich uszkodzeń, najle-

piej w warunkach eksploatacji określonego urządzenia lub, ewentualnie, w warunkach laboratoryjnych, zbliżonych do eksploatacyjnych. Badania te są niestety bardzo długotrwałe, a otrzymane w wyniku ich dane nie mają przeważnie bezpośredniej wartości praktycznej dla konstruktora urządzenia, który powinien nimi dysponować już przy podejmowaniu decyzji odnośnie doboru elementów w urządzeniu, a więc znacznie wcześniej niż przed zakończeniem badań. Poza tym otrzymane dane stają się często nieaktualne wskutek zmian wprowadzonych w międzyczasie w technologii produkcji elementów.

Długotrwałość badań niezawodności elementów w powyższych warunkach wynika z coraz bardziej zwiększającego się wymaganego czasu nieprzerwanej eksploatacji urządzeń oraz z coraz większej niezawodności, wymaganej od nich i tym samym od elementów. W związku z tym, gdy liczność próbeki poddawanej badaniom jest mała, co jest niezbędne ze względów ekonomicznych, trzeba ją rekompensować długim czasem badań.

Te własne przyczyny były bodźcem do opracowania badań przyspieszonych, dzięki którym można uzyskać w krótkim czasie informacje o niezawodności produkowanych wyrobów, a tym samym mieć możliwość wpływu na polepszanie niezawodności w toku produkcji i dobór właściwych pod względem niezawodności elementów przy konstruowaniu urządzeń. Przyspieszenie badań polega na zastosowaniu wyższego, w porównaniu z normalnym, poziomu wymuszenia, czyli zaostżenia w następujący sposób jednego lub jed-

nocześnie kilku poniższych czynników, wpływających na niezawodność wyrobów [ 1 ]:

- zwiększenie temperatury otoczenia lub samego wyrobu,
- zastosowanie cyklicznych zmian temperatury,
- zastosowanie cyklicznych zmian obciążeń prądem,
- zwiększenie napięcia,
- zastosowanie cyklicznych zmian napięcia,
- zastosowanie cyklicznych włączeń i wyłączeń napięcia,
- zwiększenie wilgotności względnej,
- zastosowanie cyklicznych zmian wilgotności,
- zastosowanie wstrząsów, drgań itp.

Jako poziom normalny rozumie się przy tym takie warunki badań, które nie są ostrzejsze niż warunki graniczne ciągłej pracy, ustalone warunkami technicznymi.

Opracowanie zasad badań przyspieszonych wymagało poprzedniego szczegółowego rozpatrzenia praw fizyko-chemicznych, którym podlegają procesy powodujące uszkodzenia, a także skomplikowanych zagadnień matematycznych, związanych z teorią badań przyspieszonych. Pierwsze z tych zagadnień będzie omówione w skrócie poniżej, a drugie jest szczegółowo omówione w pracy A.I. Perrote, G.D. Kartaszowa i K.N. Cwietajewa [ 2 ].

## 1.2. Podstawy teoretyczne badań przyspieszonych

Wszelkie własności wyrobu są wynikiem jego składu chemicznego, struktury i stanu fizyko-chemicznego, a roz-

rzut początkowy tych własności - nieuniknionych różnic procesu produkcyjnego i własności materiałów stosowanych w produkcji. Pod wpływem czasu lub czynników wymuszających własności wyrobu ulegają zmianom spowodowanym zmianami stanu fizyko-chemicznego i struktury, którą można stwierdzić najczęściej nie bezpośrednio, lecz pośrednio, za pomocą pomiarów określonych własności.

Główną zasadą badań przyśpieszonych jest poddanie wyrobów działaniu takich zaostrzonych czynników wymuszających, które powodują taką samą zmianę energii swobodnej wyrobów jak badania normalne, lecz w krótszym czasie (rys. 1)<sup>x)</sup>. Tylko w takich warunkach można bowiem przyjąć, że mechanizm zmian własności wyrobu będzie w obydwu przypadkach jednakowy, co warunkuje korelację wyników badań.

Drugą zasadą powyższych badań jest prowadzenie ich w takich warunkach, aby częstotliwość uszkodzeń w próbce podlegała określonemu rozkładowi statystycznemu oraz aby między częstotliwością uszkodzeń i własnościami wyrobów w różnych warunkach badań istniały zależności funkcjonalne. Tylko wtedy można bowiem ekstrapolować wyniki badań i oszacować parametry niezawodności w normalnych warunkach eksploatacji z wyników badań przyśpieszonych.

Najmniejsze przyśpieszenie badań daje metoda ciągłego, zwiększonego, stałego w czasie wymuszania (over -

---

<sup>x)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.



- stressing). Większe przyśpieszenie dają metoda ciąglego, płynnie zwiększającego się wymuszania (progressive stress testing) oraz metoda stopniowanych, przerywanych wymuszeń (step-stress testing).

### 1.3. Metoda zwiększonego i stałego w czasie wymuszania

#### 1.3.1. Wymuszanie przez zwiększanie temperatury

Najczęściej stosowanym podczas badań niezawodności wyrobów sposobem zwiększonego wymuszania jest zwiększanie temperatury otoczenia lub temperatury samego wyrobu przez jego obciążenie prądem. Postępowanie to jest słuszne wtedy, gdy zmiany własności wyrobu są skutkiem przebiegających w nim reakcji chemicznych, których kinetyka zależy właśnie przede wszystkim od temperatury i stężenia reagujących składników chemicznych. Wymuszanie przez zwiększanie temperatury jest bardzo dogodne w badaniach, ponieważ wymaga ono tylko stosunkowo prostych urządzeń, jakimi są termostaty, oraz ponieważ przebieg większości procesów fizycznych i chemicznych powodujących uszkodzenia jest przyśpieszany przez zwiększenie temperatury. Trzeba jednak zaznaczyć, że wymuszanie przez zwiększanie temperatury otoczenia i wymuszanie przez obciążanie prądowe wyrobu mogą dawać różne wyniki, gdyż każdemu z tych wymuszeń może towarzyszyć swoisty mechanizm zmian w wyrobie i tym samym inny mechanizm uszkodzeń.

Gdy zwiększenie temperatury nie powoduje zmian energii swobodnej na początku i w końcu badań w porównaniu z wartościami energii na początku i w końcu badań w warunkach normalnych oraz gdy zmiany stężeń reagujących składników są w wyrobie nieznaczne, wówczas zmiany stanu przebiegające w wyrobie podlegają często prawu Arrheniusa, wyrażającemu uproszczoną zależność szybkości reakcji chemicznej od temperatury:

$$V = \frac{dm}{dt} = A \exp\left(-\frac{E}{RT}\right) = A \exp\left(-\frac{B}{T}\right), \quad (1)$$

w której

$V = \frac{dm}{dt}$  - szybkość reakcji,

$T$  - temperatura bezwzględna, °K,

$R$  - stała gazowa (1,987 kal/°C · mol),

$E$  - energia aktywacji,

$A, B$  - stałe,

przy czym temperatura  $T$  dotyczy temperatury samego wyrobu, a nie temperatury otoczenia.

Jeżeli na początku badań, w czasie  $t_0$ , stan energii swobodnej wynosił  $M_0$ , a w końcu badań, w czasie  $t_1$ , wynosił on  $M_1$ , wówczas [ 3 ]

$$M_1 - M_0 = \left\{ A \exp\left(-\frac{E}{RT}\right) \right\} (t_1 - t_0), \quad (2)$$

z czego wynika z kolei, przyjmując  $t = t_1 - t_0$ , iż

$$t = \frac{\Delta M}{A} \exp\left(\frac{E}{RT}\right) \quad (3)$$

oraz że

$$\log t = \log \frac{\Delta M}{A} + 0,434 \frac{E}{RT} \quad (4)$$

W badaniach przyjmuje się przy tym, że zmianę stanu  $\Delta M$  można wyrazić możliwymi do uchwycenia zmianami własności, najczęściej elektrycznych.

Zależność trwałości  $t$  wyrobu od temperatury, podlegającą prawu Arrheniusa, można wyrazić w układzie współrzędnych  $(\log t, 1/T)$  prostą o ogólnym równaniu

$$\frac{1}{T} = -a \log t + b, \quad (5)$$

jeżeli współczynnik intensywności uszkodzeń jest niezmienny w czasie [4]. W równaniu tym  $a$  jest stałą charakterystyczną dla danego wyrobu, zaś  $b$  - odwrotnością temperatury, w której następuje natychmiastowe uszkodzenie.

Gdy czas pracy bez uszkodzeń (trwałość) przy temperaturze  $T$  wynosi  $t$ , wtenczas trwałość  $t_1$  przy dowolnej innej temperaturze  $T_1$  wynosi

$$t_1 = t \exp \left( - \frac{T_1 - T}{aTT_1} \right), \quad (6)$$

a współczynnik przyspieszenia badań

$$\eta = \frac{t_1}{t} = \exp \left( \frac{T - T_1}{aTT_1} \right) \quad (7)$$

Prawo Arrheniusa zostało ustalone empirycznie, zgod-

nie z podstawami kinetyki chemicznej. Bardziej prawidłowe pod względem teoretycznym jest jednak prawo Eyringa, będące rozwinięciem prawa Arrheniusa, wyrażające się uproszczoną zależnością

$$v = \frac{dm}{dt} = A' T \exp \left( - \frac{B'}{T} \right), \quad (8)$$

w której oznaczenia są takie same jak w zależności (1). Stałe  $A'$  i  $B'$  są przy tym zależne nie od temperatury, lecz od innych czynników wymuszających.

Ponieważ, analogicznie do zależności (4), w przypadku prawa Eyringa

$$\log t = \log \frac{\Delta M}{\Lambda} - \log T + 0,434 \frac{E}{RT}. \quad (9)$$

wynika z tego, że zależności powyższej nie można wyrazić samymi współrzędnymi ( $\log t$ ,  $1/T$ ), a więc prostą o równaniu (5). Tym niemniej w praktyce dokładność prawa Arrheniusa jest w większości przypadków wystarczająca, a istotne różnice występują dopiero wtedy, gdy między energiami aktywacji w zakresie temperatur stosowanych w badaniach istnieją duże różnice.

Szczególnie dobre wyniki otrzymuje się, gdy zależność (4) dotyczy uszkodzeń spowodowanych przekroczeniem do puszczalnych granic parametrów wyrobów. Natomiast w przypadku uszkodzeń zupełnych prawo Arrheniusa jest niesłuszne zwłaszcza wtedy, gdy uszkodzenie jest spowodowane różnymi procesami zachodzącymi w wyrobie, mającymi

odmienne mechanizmy działania, w wyniku czego stałe A i B zmieniają swoje wartości.

Szczególnie dobre wyniki daje stosowanie prawa Arrheniusa do elementów półprzewodnikowych, m.in. tranzystorów [4,5], w przypadku których temperatura T w równaniu prawa Arrheniusa dotyczy temperatury złącza, nagrzanego przez obciążenie prądem [6]. I tak według E. Schlegela [7] dwukrotne zmniejszenie trwałości tranzystorów planarnych następuje przy wzroście temperatury o 30°. Według H. Gładysza i współpracowników [8] współczynnik intensywności uszkodzeń tranzystorów można natomiast wyrazić poniższą zależnością od mocy obciążenia:

$$\lambda_p = \lambda_0 \cdot 10^{aP}, \quad (10)$$

w której

p - współczynnik intensywności uszkodzeń przy obciążeniu mocą P w mW,

$\lambda_0$  - współczynnik intensywności uszkodzeń elementów nieobciążonych,

a - współczynnik kierunkowy, wynoszący  $5 \cdot 10^{-3}$  w przypadku tranzystorów typu TG 50-55 i  $12 \cdot 10^{-3}$  w przypadku tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych.

Według innych danych zależność między współczynnikiem intensywności uszkodzeń w %/1000 h tranzystorów ostrzowych i ich obciążeniem P w mW jest zaś następująca [9]:



$$\lambda = 4,445 \cdot 10^{-4} \exp \left[ - 1,336 \left( \frac{1}{t_0} - \frac{1}{358,16} \right) \right] + 0,0464 P,$$

przy czym  $t_0$  jest to temperatura bezwzględna otoczenia, a  $P$  nie przekracza 10 mW.

Równie dobre wyniki daje zwiększenie temperatury przy badaniach oporników, dla których stwierdzono, iż wzrost temperatury o  $20^\circ$  (z  $60$  do  $80^\circ$ ) powoduje średnio 3,7-krotne zwiększenie intensywności uszkodzeń, wyrażających się przekroczeniem granic dopuszczalnych zmian oporu [10]. Podkreśla się przy tym, że wyniki tego rodzaju badań są miarodajne tylko wówczas, gdy opornik nagrzewa się prądem i nagrzanie jego jest całkowicie równomierne [6].

Wymuszanie przez zwiększanie temperatury powoduje także znaczne przyspieszenie badań niezawodności prostowników selenowych. I tak zwiększenie temperatury otoczenia z  $35$  do  $75^\circ$  lub zwiększenie obciążenia do dwukrotnie większego niż znamionowe powoduje aż 25-krotne przyspieszenie badań [11].

### 1.3.2. Wymuszanie przez zwiększanie napięcia

W przypadku kondensatorów większy współczynnik przyspieszenia badań uzyskuje się za pomocą wymuszania przez zwiększanie napięcia przykładanego do kondensatora, przy czym liczne badania wykazały, że zależność między trwałością kondensatorów i napięciem roboczym jest następująca:

$$\frac{t_2}{t_1} = \left( \frac{V_1}{V_2} \right)^n, \quad (11)$$

gdzie

$t_2$  - trwałość przy napięciu  $V_2$ ,

$t_1$  - trwałość przy napięciu  $V_1$ ,

$n$  - wykładnik wyrażający wpływ napięcia.

Wykładnik  $n$  waha się w szerokich granicach, od 3 do 12, zależnie od rodzaju kondensatora i temperatury badań oraz przyjętego kryterium uszkodzeń [12-16,32].

Jeszcze większe przyspieszenie badań otrzymuje się przy jednoczesnym zwiększaniu napięcia roboczego i temperatury, przy czym wpływ temperatury jest z zasady tym mniejszy, im większe jest napięcie. I tak powyżej dopuszczalnej temperatury pracy kondensatora i przy nominalnym napięciu znamionowym już wzrost temperatury o  $10^{\circ}$  powoduje dwukrotne zmniejszenie jego trwałości, podczas gdy poniżej tej temperatury i przy napięciu roboczym mniejszym niż dwukrotne napięcie znamionowe dwukrotne zmniejszenie trwałości powoduje dopiero wzrost temperatury o  $15^{\circ}$ , a przy jeszcze większym napięciu wzrost o co najmniej  $20^{\circ}$ . W ogólnej postaci zależność tę można wyrazić wyrażeniem [15]:

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{R_1}{R_2} \left( \frac{V_2}{V_1} \right)^n \cdot 2^{\frac{T_2 - T_1}{k}}, \quad (12)$$

w którym

$t_1, t_2$  - czas do osiągnięcia procentowości  $R_1$   
lub  $R_2$  uszkodzeń danej próbki,

$V_1, V_2$  - napięcie prądu stałego, odpowiadające  
 $t_1$  lub  $t_2$ ,

$T$  - temperatura w  $^{\circ}\text{C}$ ,

$n, k$  - stałe wykładniki potęg,

podczas gdy w przypadku szczególnym kondensatorów szklanych zależność tę można wyrazić wyrażeniami [17]

$$\log (\lambda_E \cdot 1000) = 2,5461 \log U + 0,0134T - \quad (13)$$

$$- 0,497 \log (t+1000) + 0,402$$

$$\log (\lambda_W \cdot 1000) = -0,9021 + 0,6439 U + 0,1788T, \quad (14)$$

w których

$\lambda_E$  - współczynnik intensywności uszkodzeń przy  
przyjęciu wykładniczego rozkładu uszkodzeń,  
w %/10000 h,

$\lambda_W$  - współczynnik intensywności uszkodzeń przy  
przyjęciu rozkładu uszkodzeń Weibulla,  
w %/1000 h,

$U$  - stosunek napięcia roboczego do napięcia  
znamionowego kondensatora,

$T$  - temperatura w  $^{\circ}\text{C}$ ,

$t$  - czas badań.

Samo zwiększenie temperatury otoczenia daje natomiast tylko stosunkowo nieznaczne przyspieszenie badań, jak to widać z poniższej zależności [13,16]

$$\log \frac{t_2}{t_1} = c \left( \frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right), \quad (15)$$

w której

$T_1, T_2$  - temperatura w  $^{\circ}\text{K}$ ,

$c$  - stała zmieniająca się w granicach 2300-3000, zależnie od napięcia roboczego i rodzaju kondensatora.

Podobnie efektywne przyspieszenie badań przez zwiększenie napięcia roboczego uzyskuje się w przypadku lamp elektronowych. I tak zależność współczynnika intensywności uszkodzeń lamp odbiorczych wzmacniających od napięcia żarzenia można wyrazić wyrażeniem empirycznym [9,18]

$$\lambda = 0,4 \lambda_0 + 0,6 \lambda_0 \left( \frac{V_r}{V_n} \right)^{12} \quad (16)$$

w którym

$\lambda$  - współczynnik intensywności uszkodzeń przy napięciu roboczym żarzenia  $V_r$ ,

$\lambda_0$  - współczynnik intensywności uszkodzeń przy napięciu znamionowym żarzenia  $V_n$ .

Z wyrażenia tego otrzymuje się dostatecznie dokładne dla praktyki wyniki, jeżeli napięcie robocze jest mniejsze co najwyżej o 5-10% od napięcia znamionowego lub większe co najwyżej o 10-15% od tego napięcia.

Również w przypadku tranzystorów potwierdza się słuszność zależności (11), przy czym wykładnik  $n$  wynosi dla tych elementów 4 [30].

### 1.3.3. Wymuszanie przez zwiększanie wilgotności

Zwiększanie wilgotności także powoduje przyspieszenie badań niezawodności, jak to wykazały badania tranzystorów o nieszczelnej obudowie, do której przenikała wilgoć z otoczenia [19]. I tak między trwałością tranzystorów i wilgotnością względną ustalono następującą zależność, słuszną przy wilgotności względnej atmosfery ponad 30% i temperaturze 25°:

$$t = \frac{V}{120 \cdot v \cdot h}, \quad (17)$$

w której

$t$  - trwałość tranzystora w godzinach,

$V$  - pojemność obudowy w  $\text{cm}^3$ ,

$h$  - wilgotność względna atmosfery w %,

$v$  - szybkość przenikania wilgoci do obudowy w  $\text{cm}^3/\text{s}$ , zależna od temperatury i tym samym od ciśnienia pary wodnej.

### 1.4. Metoda wymuszania zwiększającego się płynnie w czasie

Metoda ta polega na płynnym zwiększaniu czynnika wymuszającego od zera lub pewnej wartości do wartości po-



wodującej uszkodzenie, przy zachowaniu stałej temperatury. Tego rodzaju badaniom przyspieszonym poddawano dotychczas tylko kondensatory, w przypadku których jako czynnik wymuszający zastosowano napięcie, płynnie zwiększane z określoną szybkością [13, 20, 21].

Trwałość elementu, określana tą metodą, wyraża się zależnością (wyprowadzoną z zależności (11))

$$t = \frac{V_z \cdot \tau^{n+1}}{V_s^n (n+1)}, \quad (18)$$

w której

$t$  - trwałość rzeczywista przy stałym napięciu  $V_s$ ,

$\tau$  - trwałość przy napięciu wzrastającym z jednakową szybkością  $V_z$  w V/h,

$n$  - wykładnik określony z badań, niezależny od napięcia, malejący ze wzrostem temperatury, wynoszący w przypadku kondensatorów papierowych 4 do 7.

Zależność ta jest słuszna, gdy rozkład statystyczny uszkodzeń jest wykładniczy.

Jakkolwiek powyższe badania przyspieszone trwają mniej niż 24 h i skracają czas badań 10 do 100 razy w porównaniu z badaniami przy stałym napięciu, stosowanie ich wydaje się jednak niewłaściwe, gdyż według rozważań matematycznych przeprowadzonych w ZSRR powyższa metoda badań jest słuszna tylko w ograniczonych przypadkach [22].

### 1.5. Metoda stopniowanych, przerywanych wymuszeń

Metoda ta polega na poddawaniu co najmniej 3 do 5 próbek o liczności po 25 - 100 sztuk, pobranych z danej partii wyrobów, stopniowo zwiększonym obciążeniem wymuszającym uszkodzenia, działającym przy każdym poziomie obciążenia przez taki sam czas, lub też na poddawaniu próbek działaniu takiego samego obciążenia, lecz o coraz bardziej zwiększonym czasie działania. Inaczej mówiąc, w przypadku pierwszego, częściej stosowanego sposobu próbki poddaje się najpierw pewnemu obciążeniu, każdą przez inny okres czasu, na przykład  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ , wahający się w granicach od minut do co najwyżej dwóch tygodni (najczęściej jednak do kilku godzin), po czym próbki reklimatyzuje się i poddaje pomiarom ich parametrów w celu określenia liczby uszkodzonych wyrobów. Następnie próbki poddaje się większemu obciążeniu przez takie same okresy czasu  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  ....., ponownie reklimatyzuje i mierzy parametry oraz postępuje tak dotąd, aż całkowita lub prawie całkowita liczba wyrobów próbki zostanie uszkodzona. Czynniki wymuszające może mieć charakter elektryczny (napięcie, natężenie, moc itp.), cieplny (temperatura) lub mechaniczny (wstrząsy, drgania, przyspieszenie) [ 3, 8, 23 - 29 ].

Metodę stopniowanych, przerywanych wymuszeń przedstawiono graficznie na rys. 2. Metodę tę można stosować tylko wtedy, gdy będą spełnione poniższe warunki:

a) próbka jest pobrana z populacji generalnej sposobem losowym;

b) na każdym poziomie można pominąć efekt poprzednich wymuszeń;

c) rozkład statystyczny liczby uszkodzeń w funkcji poszczególnych poziomów obciążeń przy stałych przedziałach czasu jest normalny, a rozkład liczby uszkodzeń w funkcji poszczególnych przedziałów czasu przy stałym obciążeniu jest logarytmo-normalny lub Weibulla;

d) układ współrzędnych czas - wymuszenie jest tak przekształcony, aby krzywa przyśpieszenia była linią prostą;

e) to samo przekształcenie układu współrzędnych nadaje się do próbek pobieranych z różnych partii produkcyjnych;

f) odchylenia standardowe przekształconych zmiennych są stałe w każdym przedziale czasowym.

Oznaczmy przez  $n_i$  procent tych wyrobów, odniesiony do pierwotnej liczności próbki  $N$ , które przetrwały  $i-1$  początkowych wartości obciążeń oraz które nie mogą przetrwać w przedziale czasu  $t_1$  obciążenia o poziomie  $w_1$ . Gdyby obciążenie nie było stopniowane, można wtedy przyjąć, że po zastosowaniu przez czas  $t$  od razu obciążenia o poziomie  $w_1$  w czasie tym uszkodziłyby się nie tylko wyroby nie wytrzymujące samego powyższego obciążenia, lecz również wszystkie wyroby nie wytrzymujące uprzednich mniejszych  $i-1$  obciążeń.

Zależność między łączną liczbą uszkodzonych wyrobów w procentach i wartością obciążenia, przy spełnieniu wy-

żej podanych warunków, można wobec tego przedstawić prostą, przy czym każdemu czasowi obciążenia  $t_1, t_2, t_3 \dots$  odpowiada inna prosta. Gdy czynnikiem wymuszającym jest temperatura, w celu przedstawienia zależności linią prostą rzędne układu współrzędnych trzeba jednak często wyrażać w odwrotnościach temperatury bezwzględnej, jak to widać na rys. 3. Wyniki badań są prawidłowe, jeżeli proste są wzajemnie równoległe, co świadczy, że rozrzuty rozkładów uszkodzeń przy różnych czasach obciążania są takie same.

Z wyników przedstawionych graficznie na rys. 3 można z kolei wykreślić proste przedstawiające zależność między trwałością określonego procentu licznosci próbki poddanej badaniom i temperaturą. Aby zależność ta była przedstawiona prostą, trzeba przeważnie zastosować przy tym układ o współrzędnych  $(\log t, 1/T)$ , podobnie jak na rys. 4. Ponadto trzeba ustalić jednoznacznie kryterium uszkodzenia, które czyni wyrób nienadającym się do dalszego użytku.

Metoda stopniowanych, przerywanych wymuszeń jest metodą bardzo szybką, nadającą się szczególnie do badań przyśpieszonych niezawodności elementów półprzewodnikowych. Korelacja między wynikami badań przyśpieszonych i badań przeprowadzanych w warunkach normalnych jest stosunkowo dobra, gdyż różnice między tymi wynikami nie przekraczają 25% [29].

Bardzo dobre wyniki badań powyższą metodą otrzymuje się także w przypadku obwodów scalonych [31].

## 2. BADANIA PRZYCZYNOWE (FIZYKALNE) NIEZAWODNOŚCI

### 2.1. Uwagi ogólne

Dotychczasowe, ogólnie przyjęte jeszcze do niedawna, m.in. wyżej opisane metody badań niezawodności elementów polegają z zasady na wykorzystywaniu informacji otrzymanych w wyniku badań statystycznych elementów. Za pomocą teorii prawdopodobieństwa ustala się mianowicie z tych informacji rozkłady statystyczne czasu pracy do uszkodzenia elementu (czas zużycia elementu) oraz wskaźniki niezawodności i ich zależności od czynników wymuszających, co było zresztą zupełnie prawidłowe i wystarczające jeszcze 10-15 lat temu.

Metodyka liczbowego oszacowywania wskaźników niezawodności, opracowana przez matematyków oraz ściśle związana ze statystyką i rachunkiem prawdopodobieństwa, okazała się jednak niewystarczająca, niekiedy nieużyteczna i nawet w pewnej mierze hamująca postęp w obecnym stanie techniki. Jednym z powodów tego jest znaczne polepszenie niezawodności elementów, co czyni badania statystyczne elementów nieekonomicznymi, jeżeli nie są one przyśpieszone, te ostatnie zaś są badaniami niszczącymi, a więc z tego względu także niezbyt korzystnymi. Poza tym podejście matematyczne jest podejściem deterministycznym, według którego uszkodzenie jest zjawiskiem losowym i było słuszne tylko przy stanie technologii przed 10-15 latami, gdy czynnik ludzki i nierównomierna jakość materiałów były głównymi przyczynami złej lub miernej niezawodności.



wodności elementów oraz gdy często nie można było wpływać na polepszenie niezawodności wobec nieznanomości mechanizmu uszkodzeń. Niezależnie od tego badania statystyczne tracą w pewnej mierze sens w przypadku, na przykład, obwodów scalonych, które swą istotą i poziomem niezawodności różnią się zasadniczo od elementów dyskretnych.

Z tych właśnie względów powstała ostatnio nowa dziedzina wiedzy, a mianowicie fizyka niezawodności, która zajmuje się badaniami przyczyn i mechanizmu powstawania uszkodzeń. Badania te przeprowadzane są metodami badań fizyki ciała stałego, przez modelowanie mechanizmów uszkodzeń, a także drogą rozpoznawania we wczesnych stadiach oznak (symptomów) skłonności do uszkodzeń i ustalenia zależności między własnościami i wskaźnikami niezawodności wyrobów oraz między własnościami wyrobów i danymi charakteryzującymi materiały wyjściowe, typowe procesy technologiczne i urządzenia produkcyjne względnie typowe rozwiązania konstrukcyjne. W ten sposób uzyskuje się możliwości prognozowania niezawodności z zależności między własnościami mierzalnymi elementów oraz możliwym do kontrolowania mechanizmem uszkodzeń i czynnikami wymuszającymi, ponadto zaś, znając mechanizm uszkodzeń, można tą drogą ustalić prawidłowo graniczne wartości czynników wymuszających przy badaniach przyspieszonych. Niezależnie od powyższego uzyskuje się w ten sposób możliwości tak szybkiego wpływania na przebieg zjawisk zachodzących w elementach, aby intensywność uszkodzeń była jak najmniejsza, co jest zupełnie realne

przy znajomości uszkodzeń. Jest to obecnie bardzo ważne, gdyż wobec prawie całkowitego wyeliminowania czynnika ludzkiego we współczesnej technologii produkcji elementów elektronicznych świadome i zorganizowane wpływanie na właściwości charakterystyczne elementów pozostaje jedynym sposobem polepszania ich niezawodności [33-36].

Poza prognozowaniem fizyka niezawodności umożliwia także szybkie selekcjonowanie elementów pod względem ich niezawodności, przy czym selekcjonowanie to przeprowadza się metodami nieniszczącymi, nie powodującymi pogorszenia własności lub uszkodzenia elementów. Takie selekcjonowanie jest przeważnie znacznie bardziej ekonomiczne niż kontrola niezawodności partii drogą badań pobranej z niej próbki, a w niektórych przypadkach, jak na przykład w przypadku obwodów scalonych, jest właściwie jedynym, prawidłowym sposobem postępowania [36].

Ciekawą konsekwencją badań przyczynowych niezawodności było stwierdzenie braku podstaw teoretycznych do istnienia ogólnie dotąd przyjętego okresu stałej intensywności uszkodzeń oraz podziału uszkodzeń na zupełne i stopniowe, co czyni przyśpieszone badania trwałości jedynie prawidłowymi z punktu widzenia badań statystycznych [37].

## 2.2. Badania własności elektrycznych

### 2.2.1. Pomiar szumów przy małych częstotliwościach

Jedną z metod badań fizykalnych, umożliwiającą prognozowanie niezawodności elementów i selekcjonowanie e-

lementów o za małej trwałości jest pomiar wytwarzanych przez nie szumów. Szczególnie dobrze nadają się do badań tą metodą elementy półprzewodnikowe [38-40] i oporniki [41].

Jako kryterium niewłaściwej trwałości elementów półprzewodnikowych przyjmuje się wartość współczynnika szumów modulacyjnych, których widmo mocy jest odwrotnie proporcjonalne do częstotliwości prądu przepływającego przez element półprzewodnikowy i wprost proporcjonalne do wartości tego prądu, napięcia i temperatury. Aby szumy modulacyjne przeważały znacznie nad szumami cieplnymi i śrutowymi, pomiary wykonuje się przy częstotliwości prądu 1000 Hz, a im większy jest współczynnik szumów w tych warunkach, tym mniejszej można spodziewać się trwałości półprzewodnika. W celu przyspieszenia badań próbki elementów z poszczególnych partii poddaje się starzeniu wstępnemu, które w przypadku tranzystorów krzemowych polega na wygrzewaniu przez 10 h przy temperaturze  $350^{\circ}$ , oziębieniu do temperatury pokojowej i pozostawieniu przy niej przez 10 h. Po takim starzeniu trwałość tranzystora zmniejsza się do kilkuset godzin, co bardzo ułatwia prognozowanie niezawodności, selekcjonowanie poszczególnych partii elementów i analizę przyczyn ich wad [40].

Podobną metodykę badań i kryteria oceny trwałości można stosować w przypadku oporników. Trzeba jednak zaznaczyć, że metodyka ta nie nadaje się do oporników węglowych litych, ponieważ w opornikach tych z zasady jest duży poziom szumów ze względu na ich budowę (grube ziarno) [41].

## 2.2.2. Pomiary nielinearności

### 2.2.2.1. Znaczenie badań nielinearności

Jak wynika z literatury technicznej, jedną z najlepszych metod badań przyczynowych pod względem możliwości prognozowania i wpływania na polepszenie niezawodności elementów jest metoda badań ich nielinearności, która nadaje się zarówno dla producentów, jak i użytkowników elementów. Dlatego właśnie metodę tę szczególnie dokładnie omówiono w niniejszym opracowaniu, w którym przedstawiono nie tylko zasady badań tą metodą, lecz także przyrząd do badań nielinearności oraz dostępne wyniki pomiarów.

Metoda badań nielinearności nadaje się tylko do elementów biernych, zwłaszcza oporników i kondensatorów oraz także zestyków i cewek indukcyjnych. Jest to metoda szybka i nieniszcząca, a sam przyrząd do badań jest wygodny w obsłudze i znacznie tańszy niż, na przykład, urządzenia wykorzystujące emisję promieniowania podczerwonego. O zaletach metody może świadczyć, iż szwedzka administracja złożyła do Komitetu Nr 40 IEC w 1968 r. propozycję przyjęcia tej właśnie metody do badań jakości oporników.

Wydaje się, że wdrożenie powyższej metody może mieć szczególne znaczenie także dla resortu łączności, gdyż metoda badań nielinearności umożliwia szybką kontrolę jakości podstawowych elementów. Nie mniejsze znaczenie może ono mieć dla przemysłu dzięki umożliwieniu szybkiej i

właściwej selekcji produkowanych elementów oraz wpływa-  
nia na ich niezawodność wobec uzyskiwania szybkiej o-  
niej informacji.

#### 2.2.2.2. Nielinearność, a zniekształcenia harmoniczne

[44,46,47]

Od wielu elementów elektronicznych wymaga się, aby wykazywały one możliwie idealną linearną zależność między dwiema zmiennymi zależnymi. I tak, na przykład, oporniki powinny wykazywać linearną zależność prądu i napięcia, kondensatory - ładunku i napięcia, a cewki indukcyjne - zmiany prądu i napięcia w czasie. Wymienione wyżej przykładowo elementy, jako elementy bierne, uważane są w zasadzie za elementy linearne i jakiegokolwiek odchylenia od takiej zależności uważane są zwykle za nie-normalne.

Element nieliniarny charakteryzuje się tym, iż podczas przepływu prądu sinusoidalnego napięcie na elemencie jest zniekształcone. To zniekształcone napięcie jest sumą napięcia o częstotliwości podstawowej i napięć harmonicznych generowanych w elemencie wskutek jego nielinearności.

Wartości tych napięć harmonicznych są charakterystyczne dla danego typu elementu i metod produkcji, przy czym na ogół są one tak małe, że nie mają w praktyce większego znaczenia. Również rozrzut wartości napięć harmonicznych w poszczególnych elementach danego typu jest w większości przypadków mały. Jeśli jednak występują większe



odchylenia tych wartości, nasuwa się wtedy podejrzenie istnienia ukrytych wad w tych elementach, które generują nadmiernie duże napięcie harmoniczne.

Z uwagi na dane dostępne w literaturze większość tych zjawisk będzie rozpatrzona w odniesieniu do oporników, z których nie wszystkie jednak wykazują nielinearność o wartości mierzalnej. I tak oporniki drutowe nie wykazują nielinearności w zakresie pomiarowym dostępnych przyrządów, podczas gdy oporniki warstwowe wykazują, przeciwnie, wyraźną nielinearność, co świadczy, że zjawisko to jest związane również z własnościami użytego materiału oporowego.

Jakkolwiek nielinearność charakterystyki prądowo-napięciowej w opornikach niektórych typów jest niekiedy tak mała, iż nie może być wykazana przez graficzne przedstawienie prądu w funkcji napięcia, zjawisko to może być tym niemniej obserwowane przy użyciu czułych przyrządów i jest szacowane wtedy przez bezpośredni pomiar współczynnika napięciowego, który wyraża się zależnością

$$K_v = \frac{R_1 + R_{0,1}}{R_{0,1}} \cdot \frac{1}{V_1 - V_{0,1}} \cdot 100\%, \quad (19)$$

przy czym  $R_1$  jest wartością oporu przy napięciu  $V_1$ , a  $R_{0,1}$  jest wartością oporu przy  $V_{0,1} = 10\% V_1$ . Ujemną cechą takich pomiarów jest efekt nagrzewania elementu prądem pomiarowym, wskutek czego zmienia się także mierzony opór, przy czym nawet udoskonalenie systemu pomiarowego przez skrócenie czasu pomiaru nie daje pożądanego rezultatu.

Alternatywnie wartość nielinearności można badać przez pomiar amplitudy harmonicznym generowanych w elemencie po przyłożeniu sygnału sinusoidalnego. Do tego niezbędny jest również bardzo czuły przyrząd, który będzie opisany w 2.2.2.4.

Nielinearność występująca w opornikach warstwowych może być wyrażona następującą zależnością:

$$i = \alpha v + \beta v^3 + \gamma v^5 + \delta v^7 + \dots \quad (20)$$

o wyrazach będących nieparzystymi potęgami wielomianu, przedstawiającą strukturę "symetryczną" i "bierną" w sensie elektrycznym (rys. 5). Odchylenie od doskonałej linearności jest jednak zwykle bardzo małe, wobec czego współczynniki wyższego rzędu w powyższym wyrażeniu gwałtownie maleją.

Podstawiając  $v = V \sin \omega t$  do równania (20), otrzymuje się po przekształceniu szereg Fouriera dla nielinearności symetrycznej, rozwinięty do 7-go rzędu:

$$\begin{aligned} I = & (\alpha v + \frac{3}{4} \beta v^3 + \frac{5}{8} \gamma v^5 + \frac{35}{64} \delta v^7) \sin \omega t + \\ & - (\frac{1}{4} \beta v^3 + \frac{5}{16} \gamma v^5 + \frac{21}{64} \delta v^7) \sin 3\omega t + \\ & + \frac{1}{16} \gamma v^5 + \frac{7}{64} \delta v^7) \sin 5\omega t + \\ & - (\frac{1}{64} \delta v^7) \sin 7\omega t \quad (21) \end{aligned}$$

W związku z tym należy odróżniać współczynnik charakteryzujący wielkość wyrazu rosnącego rzędu w wyrażeniu

(20), przedstawiającym charakterystykę prądowo-napięciową, od amplitudy częstotliwości harmonicznej rosnącego rzędu w wyrażeniu (21). Między tymi wielkościami istnieje jednak zależność, gdyż wyrażenie na amplitudę  $n$ -tej harmonicznej zawiera składniki składające się ze współczynników  $n$ -tego i wyższego rzędu wyrażenia (20). Ponadto, ponieważ współczynnik  $n$ -tego rzędu jest znacznie większy niż współczynnik rzędu  $n+1$ , wartość współczynnika  $n$ -tego rzędu znacznie przewyższa wartość  $n$ -tej harmonicznej.

Jeśli dla uproszczenia przyjmiemy, że wyrazy piątego i wyższych rzędów można pominąć, zależność prądowo-napięciowa może być wtedy przedstawiona wyrażeniem trzeciego stopnia. Ponieważ zaś stwierdzono, że we wszystkich normalnych przypadkach współczynnik napięciowy jest ujemny, wynika z tego, że znak  $\beta$  charakteryzujący współczynnik trzeciego rzędu jest również ujemny. Poza tym stwierdzono, że amplituda napięcia trzeciej harmonicznej jest proporcjonalna do  $n$ -tej potęgi przyłożonego podstawowego sygnału.

Przy małych obciążeniach stałych oporników warstwowych i stałych oporników masowych okazała się słuszna proporcjonalność do trzeciej potęgi, podczas gdy przy obciążeniach nominalnych napięcie trzeciej harmonicznej okazało się raczej bardziej proporcjonalne do kwadratu przyłożonego napięcia podstawowego. W przypadku oporników warstwowych o małych wartościach oporu okazało się natomiast, że przy nominalnym obciążeniu napięcie trzeciej harmonicznej jest raczej proporcjonalne do trzeciej

potęgi napięcia podstawowego oraz że im większa jest wartość oporu, tym bardziej napięcie trzeciej harmonicznej jest proporcjonalne do kwadratu napięcia podstawowego. Przypuszcza się przy tym, że w przypadkach wyższego napięcia pomiarowego (występującego z zasady przy większych wartościach oporu) znaczną rolę w wyrażeniu (20) zaczyna odgrywać już współczynniki wyższego rzędu niż trzeci.

Podobnie jak przy określaniu prądu szumów w opornikach, gdy używa się tzw. wskaźnika szumów (NI - noise index):

$$NI = 20 \log \frac{\text{wartość skuteczna napięcia szumów w (V)} \\ \text{na dekadę częstotliwości}}{\text{przyłożone napięcie stałe w woltach}}$$

w celu ułatwienia analizy porównawczej mierzonych zniekształceń wprowadzono także wskaźnik nielinearności, nazywany wskaźnikiem trzeciej harmonicznej (THI-third harmonic index)

$$THI = 20 \log \frac{\text{wartość skuteczna napięcia trzeciej harmonicznej w mikrowoltach}}{(\text{wartość skuteczna przyłożonego napięcia podstawowego})^3}$$

który, jak wskaźnik szumów, wyraża się w decybelach. Wskaźnik trzeciej harmonicznej jest w znacznej mierze niezależny od wielkości napięcia podstawowego, jeżeli dany element w przybliżeniu stosuje się do prawa trzeciej potęgi.

Niezależność tę zilustrowano na rys. 6 [46] przykładem opornika warstwowego o oporze  $470 \Omega$  i mocy  $0,5 \text{ W}$ . Napięcie  $V_3$  jego trzeciej harmonicznej było mierzone

przy takich napięciach ( $V_1$ ) przyłożonego sygnału, aby moc wydzielona w oporniku zmniejszała się skokami co 6 dB, poczynając od mocy znamionowej (0,5 W). Napięcie  $V_3$  przedstawiono na wykresie linią ciągłą, z której nachylenia można określić, że badany opornik stosuje się do prawa 2,8 potęgi.

Wskaźnik trzeciej harmonicznej obliczano dla wszystkich punktów pomiarowych i naniesiono na wykresie w postaci linii przerywanej. Z krzywej tej widać, że mimo odchylenia elementu od prawa trzeciej potęgi wskaźnik trzeciej harmonicznej zmienia się w tym przypadku nie więcej niż o  $\pm 1$  dB w całym zakresie i dzięki temu może być uważany jako wielkość niezależna od zewnętrznych warunków pomiarowych. Należy jednak zwrócić uwagę, że wskaźnik trzeciej harmonicznej może być tylko wtedy stosowany, gdy istnieje dostateczna znajomość prawa potęgi, jakiej podlega dany typ opornika (łatwa metoda określania wykładnika tej potęgi będzie podana w 2.2.2.3).

Oporniki, nawet pozornie takie same, mogą znacznie różnić się wartością nielinearności, co wyraźnie uwidoczniła tabl. 1, w której przedstawiono wyniki pomiarów TH1, zgrupowane według częstości występowania poszczególnych wartości oraz różnych rodzajów i wartości oporu oporników o mocy nominalnej 1/2 W [44]. Z tablicy tej widać wyraźnie rozkład wskaźnika trzeciej harmonicznej dla danego typu opornika oraz zmniejszanie się wskaźnika ze wzrostem wartości oporu (przeciwnie do wskaźnika szumu, który zwykle zwiększa się ze wzrostem wartości oporu).

W wyniku szerokich badań wartości napięć harmonic-

T a b l i c a 1

Rozkład wskaźnika trzeciej harmonicznej oporników warstwowych o mocy  $1/2 W$  i różnej wartości oporu

Wartość oporu	10 $\Omega$	100 $\Omega$	1 k $\Omega$	10 k $\Omega$	100 k $\Omega$	1 M $\Omega$
Rodzaj opornika	z warstwą tlenkową	z warstwą węglową	z warstwą tlenkową	z warstwą węglową	z warstwą tlenkową	z warstwą węglową
THI /dB/						
+10 do + 5,1	2	1				
+ 5 + 0,1	98	2				
0 - 4,9		85				
- 5 - 9,9		13				
-10 -14,9			2			
-15 -19,9			1			
-20 -24,9		12	4			
-25 -29,9		47	8			
-30 -34,9		22	48	4		
-35 -39,9		12	40	1	5	1
-40 -44,9		3		6	11	2
-45 -49,9				14	15	9
-50 -54,9				19	41	11
-55 -59,9				34	24	17
-60 -64,9				21		56
-65 -69,9				5	4	10
-70 -74,9						36
-75 -79,9						23
-80 -84,9						6
						63
						31
						48
						2
						9

nych, spowodowanych przez nielinearność oporników warstwowych, stwierdzono, że wartość drugiej harmonicznej i harmonicznych nieparzystych wyższych niż trzecia są małe w porównaniu z wartością trzeciej harmonicznej. Tak więc w większości przypadków pomiar wartości trzeciej harmonicznej i wyrażenie jej jako wskaźnika trzeciej harmonicznej są wystarczająco dokładne, co wykorzystano przy konstrukcji specjalnego przyrządu do pomiaru nielinearności elementów w jednostkach wartości skutecznej napięcia trzeciej harmonicznej.

### 2.2.2.3. Źródła i przyczyny nadmiernej nielinearności w elementach biernych [45,46,47]

#### Styki

Dobry styk powinien charakteryzować się czystymi powierzchniami stykowymi. Taki styk, przy dostatecznie dużych powierzchniach, wykazuje stały, małej wartości opór stykowy, niezależny w pewnych granicach od wartości przepływającego prądu i czasu.

Na metalowych powierzchniach styku, narażonych na oddziaływanie czynników atmosferycznych, tworzą się jednak warstewki związków chemicznych, głównie tlenków i siarczków, powodujących wzrost oporu stykowego. Związki te mają nielinearną charakterystykę prądowo-napięciową, którą można stwierdzić nawet w przypadku styku między elementami stykowymi z czystego złota, jeśli nacisk stykowy jest mały. Dla wszystkich materiałów stykowych na-

pięcie trzeciej harmonicznej ( $V_3$ ) jest przy tym proporcjonalne do sześciangu natężenia prądu ( $I$ )

$$V_3 = K_{3i} I^3 \quad (22)$$

oraz zależy od współczynnika  $K_{3i}$  charakteryzującego nielinearność styku.

### Oporniki warstwowe stałe

Typową wadą oporników warstwowych jest niestabilność styku, która w przypadku oporników z kapturkami metalowymi może wynikać ze złego styku między kapturkiem i materiałem oporowym lub między kapturkiem i umocowaną do niego końcówką z drutu. Takie przypadki występują najczęściej w opornikach niskoomowych (o oporze poniżej 1000  $\Omega$ ) i ujawniają się zwykle po lutowaniu.

W przypadku oporników bez kapturka słaby styk może wystąpić między spoiwem i końcówką z drutu lub między spoiwem i materiałem oporowym. Na powierzchni takiego złego styku tworzy się półprzewodząca warstewka tlenku, powodująca anormalnie dużą nielinearność elementu.

Innym poważnym źródłem nielinearności są wady wykonania warstwy materiału oporowego, m.in., na przykład, jej miejscowe zwężenia lub przerwy. W miejscach takich materiał oporowy jest nadmiernie przeciążony i wykazuje zwiększoną nielinearność.

Szczególny przypadek powyższej wady występuje często w opornikach ze spiralną warstwą oporową, które wykonu-



je się przez nacięcie i szlifowanie spirali w cylindrycznych opornikach warstwowych, dzięki czemu zwiększa się efektywną długość warstwy oporowej, a tym samym jej opór. Podczas szlifowania warstwy oporowej mogą powstawać mianowicie mostki przewodzące z materiału oporowego między sąsiednimi zwojami, utworzone, na przykład, przez bardzo cienkie warstewki węgla (w przypadku opornika warstwowego węglowego), powodujące znaczne miejscowe zwiększenie gęstości prądu przy normalnym obciążeniu opornika, podobnie jak luźne cząsteczki węgla położone w poprzek rowka.

Innym źródłem wad może być zła jakość korpusów ceramicznych, w których najczęściej występują rysy wzdłużne, co powoduje niejednorodność ścieżki oporowej. Może się zdarzyć poza tym, że korpus ceramiczny zawiera małe ilości tlenków żelaza lub alkali, także powodujące anormalną nielinearność.

Wszystkie powyższe wady generują napięcia harmoniczne, których pomiar stanowi bardzo czułą metodę wykrywania wad. Dla zilustrowania czułości tej metody rozważono poniżej przypadek spiralnego opornika warstwowego, w którym powstał pojedynczy mostek między sąsiednimi zwojami, powodując zwiększenie nielinearności opornika. Zwiększenie powyższe można przy tym wyrazić stosunkiem między trzecią harmoniczną  $V_{3m}$  w oporniku z mostkiem i trzecią harmoniczną  $V_3$  w oporniku bez tej wady, wynoszącym w przybliżeniu [45]:

$$\frac{V_{3m}}{V_3} \approx 1 + \frac{X^n}{(1+X)^{n+1}} \cdot \frac{N^{n-2}}{(1-k)^{n-1}} \cdot \frac{\pi \cdot d}{l'} \quad (23)$$

gdzie  $l'$  jest długością opornika,  $d$  - jego średnicą,  $N$  - liczbą zwojów spirali,  $X$  - stosunkiem oporu mostka do oporu pojedynczego zwoju spirali,  $k$  - współczynnikiem wypełnienia warstwy oporowej oraz  $n$  - wykładnikiem potęgi charakterystycznym dla materiału przewodzącego.

Jeżeli taki mostek będzie znajdować się, na przykład, w oporniku o następujących parametrach:

$$\frac{\pi d}{l'} = 1; N = 10; k = 0,7; x = 1 \text{ oraz } n = 3,$$

podstawiając je do równania (23), otrzymamy

$$\frac{V_{3m}}{V_3} \approx 1 + \left(\frac{1}{16}\right) \cdot \left(\frac{10}{0,3^2}\right) \cdot (1) \approx 8,$$

a więc ośmiokrotny wzrost wartości napięcia trzeciej harmonicznej, spowodowany utworzeniem pojedynczego mostka między zwojami. Natomiast z innych obliczeń wynika, że spowodowane utworzeniem mostka zmniejszenie oporu wynosi jednocześnie tylko 5%, skąd widać wyraźnie, jak bardziej czuła jest metoda pomiaru nielinearności w porównaniu z metodą pomiaru oporu.

Badania wykazały, że wartość nielinearności zależy również od wymiarów opornika i liczby zwojów w spiralnej warstwie oporowej, co widać z tabl. 2 [45], w której przedstawiono stosunek wartości napięcia trzeciej harmonicznej oporników B i C względem opornika A, przy czym  $n$  jest to wykładnik potęgi charakteryzujący materiał oporowy. I tak do dokładnego stwierdzenia, czy opornik jest wadliwy, niezbędna jest więc znajomość jego

budowy, wobec czego wszelkie wnioski odnośnie jakości oporników, wyprowadzone tylko z średniej wartości nielinearności, bez uwzględnienia budowy oporników, mogą być fałszywe.

T a b l i c a 2

Zależność nielinearności od wymiarów opornika warstwowego spiralnego

Rodzaj opornika	Wymiary opornika		Grubość warstwy oporowej	Liczba zwojów	$\frac{V_3}{V_{3A}}$
	długość	średnica			
A	$L_1$	$D_1$	$t_1$	$N_1$	1
B	$L_1$	$D_1$	$t_2$	$N_2$	$\left(\frac{t_1}{t_2}\right)^{\frac{n-1}{2}} - \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^{n-1}$
C	$L_2$	$D_2$	$t_1$	$N_1$	$\left(\frac{L_1}{L_2}\right)^{n-1}$

Trzeba więc zawsze pamiętać, że oporniki z cienką warstwą oporową mają z zasady większą nielinearność, gdyż cienkie warstwy są bardziej czułe na utlenianie i wykazują małą stabilność. Jeszcze większą nielinearność wykazują oporniki z nienaciętą warstwą oporową oraz oporniki lite.

Próby wyjaśnienia zjawiska normalnej (systematycznej) nielinearności w opornikach stałych przeprowadził P.L. Kirby [44].

### Oporniki drutowe stałe

Oporniki z nawiniętym drutem oporowym z materiału niemagnetycznego, mające dobrze wykonane połączenia między drutem oporowym i wyprowadzeniami oraz nie wykazujące zwarć międzyzwojowych, charakteryzują się z zasady bardzo małą nielinearnością (prawie niemierzalnym napięciem trzeciej harmonicznej). Dlatego też wystąpienie łatwo mierzalnej wartości napięcia trzeciej harmonicznej świadczy o istnieniu ukrytej wady tego rodzaju opornika, najczęściej zwarcia międzyzwojowego lub złego styku między drutem oporowym i wyprowadzeniem w wyniku niewłaściwego ich połączenia.

Materiały oporowe ferromagnetyczne charakteryzują się natomiast stosunkowo dużą nielinearnością, przy czym napięcie trzeciej harmonicznej wytwarzane przez oporniki z tych materiałów zmienia się z kwadratem przyłożonego napięcia. Dlatego też trzeba to uwzględnić przy ocenie jakości oporników, którą można uważać za nieodpowiednią tylko przy odpowiednio dużym zwiększeniu nielinearności wskutek zwarć lub złych styków oraz innych przyczyn.

### Potencjometry

Uwagi odnośnie oporników drutowych stałych dotyczą również potencjometrów. W potencjometrach trzeba ponadto zwracać uwagę na styk między zwojnicą i elementem ślizgowym, którego opór zwiększa się wskutek utleniania się powierzchni stykowych, zwłaszcza w przypadku potencjometrów silnie obciążonych. Poza tym może wystę-

pować również zmniejszanie się całkowitego oporu opornika, gdy oddzielone wskutek tarcia cząsteczki metalu utworzą podczas nawijania opornika boczniki między zwojami. Jakkolwiek obydwie te wady można wykryć przez zwykły pomiar oporu, pomiar nielinearności umożliwia jednak ich odróżnienie, co jest bardzo korzystne.

Niektóre potencjometry mają odczepy wykonane przez przyłutowanie wyprowadzeń do drutu oporowego. Gdy jakość tych spoin jest zła, można ją także stwierdzić za pomocą pomiaru trzeciej harmonicznej.

### Kondensatory

Przyczyną nielinearności kondensatorów mogą być złe połączenia lub wady elektrod i dielektryka.

W przypadku połączeń nielinearność może być spowodowana przez złe przyłutowanie wyprowadzeń lub przez za mały docisk nielutowanego połączenia folii z drutem wyprowadzeniowym. To ostatnie źródło błędów jest przy tym bardzo trudne do wykrycia na początku eksploatacji kondensatorów, ponieważ zazwyczaj ujawnia się ono dopiero wtedy, gdy miejsce styku dostatecznie silnie utleni się. Warstwa tlenku na powierzchniach styku zostaje przebita zwykle wtedy, gdy do kondensatora będzie przyłożone wysokie napięcie zmienne, po czym kondensator ponownie może dobrze pracować nawet przez dłuższy czas. Jeśli jednak kondensator taki pracuje przy niskich napięciach zmiennych, przebicie nie wystąpi nawet wtedy, gdy jednocześnie zostanie przyłożone do niego wysokie napięcie stałe. W takim przypadku kondensator ładuje się tylko

poprzez opór stykowy do poziomu napięcia stałego, wskutek czego znika spadek napięcia stałego na oporze stykowym, a kondensator działa wtedy tylko jako otwarty obwód z nałożonym słabym sygnałem prądu zmiennego.

Nelinearności dielektryka są powodowane przez użycie materiałów o stałych dielektrycznych zależnych od napięcia, przez zanieczyszczenie dielektryka materiałem ferromagnetycznym, a także przez jonizację dielektryka wskutek wysokich zmiennych napięć. Inną wadą są drgania elektrod, powodujące ich mechaniczną niestabilność, która może wynikać ze zbyt luźnego nawinięcia folii lub ze złej przyczepności warstwy metalicznej do dielektryka, przez co siły elektrostatyczne powodują niewielkie ruchy elektrod kondensatora. Przy podejrzeniu istnienia tej wady wskazane jest lekkie opakowanie elementu podczas pomiaru, dzięki czemu wada występuje wyraźniej.

Do wad związanych z niestabilnością należą również tzw. skoki pojemnościowe, czyli nagłe zmiany pojemności kondensatora, często za małe (rzędu  $10^{-6}$  mierzonej wartości) do wykrycia zwykłymi metodami. Okazuje się jednak, że takiej niestabilności pojemności towarzyszą wahania napięcia trzeciej harmonicznej, które mogą wynosić, na przykład,  $\pm 3$  dB przy średniej wartości napięcia trzeciej harmonicznej nie różniącej się od wartości zmierzonej na stabilnym kondensatorze.

Trzeba wreszcie zaznaczyć, iż systematyczną nielinearnością odznaczają się zwłaszcza kondensatory ceramiczne i tantalowe. Nelinearność kondensatora ceramicznego wydaje się przy tym zależną od przyłożonego napięcia, zgodnie z wyrażeniem

$$V_3 = K_{3V} V_1^n, \quad (24)$$

podczas gdy nieliniarność kondensatora tantalowego wydaje się zależną od prądu, zgodnie z wyrażeniem

$$V_3 = K_{3I} I_1^n \quad (25)$$

Doświadczalnie ustalono, że w pierwszym przypadku  $n = 2,78$ , a w drugim  $n = 2,67$  (rys. 7).

#### 2.2.2.4. Przyrząd do pomiarów nielinierności elementów biernych [45,46,52]

Zasadę działania przyrządu opracowano w firmie L.M. Ericsson, w której od kilkunastu lat zajmowano się zjawiskiem nielinierności elementów elektronicznych, jako wskaźnikiem ich niezawodności. W wyniku tych badań zastrzeżono kilka lat temu w wielu krajach patent odnośnie metody pomiaru oraz wykonano następnie niewielką liczbę przyrządów pomiarowych pod nazwą Distortion Measuring Equipment typ ZTP 1271, po czym przez kilka lat metodę sprawdzano, uzyskując nadszpodziewanie dobre wyniki. Ostatnio duńska firma Radiometer opracowała nowy, stransystorowany przyrząd do tego celu, który jest produkowany pod nazwą Component Linearity Test Equipment typ CLT1.

Zasadę działania przyrządu przedstawiono na rys. 8 w postaci uproszczonego schematu blokowego. Prąd sinusoidalny o częstotliwości 10 kHz doprowadzany jest do bada-

nego elementu, którego nielinearność określa się przez selektywny pomiar wytworzonego w elemencie napięcia trzeciej harmonicznej.

Na rysunku 9 przedstawiono układ zastępczy obwodu pomiarowego. Wytworzone w badanym elemencie napięcie  $e_{30}$  trzeciej harmonicznej rozdziela się między impedancję  $z_{30}$  elementu oraz impedancję własną  $z_{i30}$  woltomierza selektywnego, przy czym oczywiste jest, że napięcie na zaciskach woltomierza selektywnego maleje ze zwiększeniem się impedancji  $z_{30}$ , co zmniejsza czułość przyrządu. Aby temu przeciwdziałać, wprowadzono także opatentowany transformator, dopasowujący badane elementy do wyjścia generatora 10 kHz i do wejścia woltomierza 30 kHz, charakteryzujący się minimalnymi zniekształceniami własnymi. Transformator ma cztery zakresy o stosunkach transformacji impedancji  $N = 100; 10; 0,1; 0,01$ , przy czym stosunek ten dla zakresu bezpośredniego wynosi 1, wobec czego pełny zakres pomiarowy impedancji  $3\Omega - 300\text{ k}\Omega$  podzielony jest na pięć podzakresów.

Mnożąc wartość napięcia trzeciej harmonicznej, odczytaną na woltomierzu, przez współczynnik korekcyjny  $F_c$ , otrzymuje się napięcie trzeciej harmonicznej generowane w badanym elemencie. Współczynnik ten zdefiniowany jest wyrażeniem

$$F_c = \frac{z_{30}}{N} + 1, \quad (26)$$

w którym  $z_{30}$  wyraża się w  $\text{k}\Omega$ , oraz które zmienia się w ramach każdego podzakresu od wartości 1,3 do 4 (2-12 dB). Przy pomiarach poza nominalnym zakresem przyrządu, na



przykład przy pomiarze opornika o wartości 100 M $\Omega$ , współczynnik korekcji wyniesie 1000 (60 dB), co oczywiście jest związane ze zmniejszeniem względnej czułości przyrządu, czyli z mniej dokładnym pomiarem. Ponieważ jednak na ogół wraz ze zwiększaniem się wartości oporu zwiększa się również nielinearność oporników, przyrządem tym można z powodzeniem badać także oporniki wysokoomowe.

Przy pomiarach nielinearności elementów niezbędna jest znajomość nielinearności własnej RNL (residual nonlinearity) przyrządu, którą określa się następująco:

$$\text{RNL} = 20 \log \frac{\text{napięcie własne trzeciej harmonicznej} + \text{szum}}{\text{napięcie podstawowe}} \text{ dB},$$

przy czym wartość licznika tego wyrażenia odczytuje się na woltomierzu 30 kHz po dołączeniu zamiast elementu badanego idealnie linearnego elementu o impedancji elementu badanego. Wartość licznika koryguje się za pomocą współczynnika korekcji  $F_c$ , otrzymując w ten sposób skorygowaną wartość nielinearności własnej przyrządu CRNL (corrected residual nonlinearity), która powinna być co najmniej o 20 dB mniejsza niż nielinearność badanego elementu.

Na rysunku 10 przedstawiono szczegółowy schemat blokowy przyrządu pomiarowego, z którego widać, że sygnał wyjściowy z oscylatora 10 kHz doprowadzany jest przez regulowany stopień wzmacniacza AGC, tłumik AT1 i wzmacniacz mocy A1 do filtra dolnoprzepustowego LP. W filtrze tym trzecia harmoniczna zostaje stłumiona o co najmniej 170 dB, po czym sygnał dochodzi do transformatora dopas-

wującego MT, skąd przechodzi do elementu mierzonego.

Napięcie o częstotliwości 10 kHz mierzy się woltomierzem, który składa się z tłumika AT2, wzmacniacza A2 i przyrządu wskazówkowego M1. Człon AAC samoczynnej regulacji amplitudy jest związany z woltomierzem i steruje stopniem AGC w ten sposób, iż napięcie o częstotliwości 10 kHz utrzymuje się na stałym poziomie, niezależnie od zmian obciążenia. Ponieważ regulatory tłumików AT1 i AT2 są sprzęgnięte mechanicznie, czułość woltomierza nastawia się samoczynnie, odpowiednio do wybranego napięciowego zakresu generatora. Wewnątrz wybranego zakresu istnieje regulacja ręczna tego napięcia, ponadto zaś możliwe jest sterowanie zewnętrzne tym napięciem za pomocą napięcia stałego w stopniu AAC.

Wytworzone w badanym elemencie napięcie trzeciej harmonicznej przechodzi przez transformator dopasowujący do filtru górnoprzepustowego HP, gdzie zostaje stłumiona częstotliwość podstawowa (10 kHz) w takim stopniu, iż nie ma możliwości przesterowania kolejnego wzmacniacza. Następnie napięcie trzeciej harmonicznej przechodzi przez wzmacniacz A3 do filtru środkowoprzepustowego BP 30 kHz, który tłumii częstotliwość podstawową i wyższe harmoniczne oraz ustala szerokość pasma szumów przyrządu. Z kolei przefiltrowane napięcie przechodzi do woltomierza 30 kHz, składającego się z tłumika AT3, wzmacniacza A4 i przyrządu wskazówkowego M2, który może być przełączany na wskazania liniowe lub logarytmiczne. Skala logarytmiczna o zakresie 60 dB ma szczególne znaczenie przy pomiarach związanych z kontrolą produkcji, gdy ist-

nieje potrzeba szerokiego zakresu mierzonej wartości, aby uniknąć przelączania zakresów.

Do celów kontroli woltomierz ma wyjście do pisaka lub komparatora. Gdy napięcie wyjściowe przekroczy ustaloną wartość (na przykład granicę braku), komparator daje sygnał do mechanizmu sortującego, który odrzuca zły element. Czas narastania sygnału w przyrządzie umożliwia pomiary z szybkością 0,1 s.

Prototyp przyrządu miał dwie częstotliwości pomiarowe, a mianowicie 10 kHz i 50 kHz. Późniejsze badania wykazały jednak, że zupełnie wystarczająca jest tylko częstotliwość 10 kHz, co uwzględniono w ostatnim modelu przyrządu, którego zasadnicze dane techniczne zestawiono w tabl. 3 [52].

Nelinearność elementów można mierzyć również w układzie mostkowym, jak to m.in. wykazał G.H. Millard [42]. Zaletą tej metody jest zbędność dokładnego filtrowania napięcia pomiarowego, ponieważ harmoniczne są wtedy częściowo zrównoważone w układzie mostka. Metoda jest jednak pracochłonna, gdyż mostek, przy zmianie próbki, musi być każdorazowo zrównoważony dla częstotliwości podstawowej.

Inną metodą jest bardzo czuła metoda pomiaru nelinearności, polegająca na doprowadzeniu do badanego elementu dwóch częstotliwości, które mieszają się w elemencie nelinearnym. Wynikiem ich zmieszania jest prąd stały, którego wartość, będąca miernikiem nelinearności, mierzy się bardzo czułym elektrometrem wibracyjnym [43]. Metoda nadaje się zwłaszcza do pomiaru bardzo małych nie-

Podstawowe dane techniczne przyrządów do pomiarów nieliniowości

Częstotliwość generatora		10 kHz					
Częstota i moc wyjściowa		32 Hz					
Zakresy pomiarowe	3 Ω	3 × 30 Ω	30 × 300 Ω	300 Ω × 3 kΩ	3 × 30 kΩ	30 × 300 kΩ	300 kΩ
Maksymalne obciążenie badanej próbki	$0,15/\sqrt{f_{MHz}}$	1 VA					
Maksymalne napięcie na pałeczki	$0,58/\sqrt{f_{MHz}}$	1,7-5,5 V	5,5-17 V	17-55 V	55-173 V	173-550 V	$\frac{0,2}{\sqrt{f_{MHz}}}$ VA
Zakresy woltomierza 10 kHz	0,01-10 V	0,05-30 V	0,1-100 V	0,1-100 V	0,1-300 V	1-1000 V	
Wzrostność woltomierza 10 kHz	2% odczytu + 1% pełnego wychylenia						
Zakresy woltomierza 30 kHz /okala liniowego	0,1 μV-10 mV	0,1 μV-30 mV	1 μV-100 mV	3 μV-300 mV	10 μV-1 V		
Dokładność woltomierza 30 kHz w skali liniowej	5% odczytu + 1% pełn. wychyl.						
Zakresy woltomierza 30 kHz /okala logarytmicznego	20-120 dB	30-130 dB	40-140 dB	50-150 dB	60-160 dB		
Dokładność woltomierza 30 kHz w skali logarytmicznej	1,5 dB						
Postać nieliniowości wzmocnij	6/	-150 dB	-150 dB	-150 dB	-150 dB	-150 dB	7/
Napięcie polaryzujące stałe	Do 10 elementów na sekundę						
Szybkość pomiarów	1 V napięcia stałego przy pełnym wychyleniu woltomierza 30 kHz						
Wyjście na piek	Kontakt 110, 115, 127, 200, 240 V						
Zasilanie	Częstotliwość ±5-60 Hz						
Wymiary	630 × 500 × 310 mm						
Ciężar	40 kg						

1/ Zakresy pomiarowe wyrażono w 0, odpostawiono do wartości impedancji 2-10 elementów przy częstotliwości 10 kHz.  
 2/ Maksymalne napięcie wyznika z obciążenia mocą 1 VA elementów o oporze 3 Ω - 300 kΩ.  
 3/ Przelicznik zakresów na 7 pozycji.  
 4/ Przelicznik zakresów na 11 pozycji.  
 5/ Podane wartości uwzględniają zakres 60 dB miernika.  
 6/  $ENL = - (140 + 20 \log \frac{R_x}{R_0}) / dB$ , gdzie  $R_x$  wyraża się w Ω.  
 7/  $CSFL = - [ 140 - 20 \log (1 + 10 R_x) ] / dB$ , gdzie  $R_x$  wyraża się w Ω.

linearności w opornikach o dużych wartościach oporu (rzędu  $10^6 - 10^9$  omów).

### 2.2.2.5. Przykłady zastosowania przyrządu i wyniki pomiarów [45-51]

Głównym zastosowaniem przyrządu do pomiarów nielinearności jest selekcjonowanie wyprodukowanych elementów przez kontrolę producenta. Metoda pomiaru trzeciej harmonicznej odznacza się przy tym szczególną przydatnością w przypadku produkcji wielkoseryjnej, gdyż dzięki dużej szybkości pomiaru umożliwia ona bezpośrednie włączenie przyrządu w taśmę produkcyjną.

Zasadniczą trudnością występującą przy tej metodzie jest ustalenie granicy braku, to jest takiego poziomu nielinearności, wyrażonego napięciem trzeciej harmonicznej, którego przekroczenie dyskwalifikuje kontrolowany element. W kontroli produkcji, gdzie produkt jest z zasady bardzo dobrze znany, taką granicę można jednak ustalić dość dokładnie, przy czym granice te zawierają się zwykle w przedziale  $-80 + -120$  dB, zależnie od rodzaju elementu.

W przypadku kontroli nowych typów elementów trzeba najpierw ustalić granicę braku przez pomiary próbnej partii, w których jako kryterium klasyfikacyjne przyjmuje się nielinearność znacznie większą niż średnia wartość nielinearności próbki. Otrzymane wyniki pomiarów nanosi się na specjalnym wykresie, przykładowo przedstawionym na rys. 11 [46,52], na którym oś odciętych

jest osią nielinearności, wyrażonej napięciem  $V_3$  trzeciej harmonicznej w  $\mu V$ , a oś rzędnych przedstawia skumulowane częstości występowania tych napięć w %. W przyjętym układzie współrzędnych linia prosta odpowiada idealnemu rozkładowi statystycznemu Gaussa, a więc przypadkowi idealnej partii, wobec czego przedstawione na rys.11 wygięcie prostej świadczy o niejednorodności partii.

Granica braku może być ustalona jako napięcie trzeciej harmonicznej równe 10-krotnej wartości napięcia średniego  $V_{3\acute{s}r}$  ( $V_3$  mediany), co w podanym przykładzie oznacza odrzucenie 2% elementów. W praktyce stosuje się jednak najczęściej napięcie trzeciej harmonicznej odpowiadające punktowi przecięcia linii dwukrotnej wartości odchylenia standardowego ( $2\sigma$ ) z idealną krzywą rozkładu, którą otrzymuje się przez przedłużenie części prostoliniowej na rysunku (co w podanym przykładzie oznacza odrzucenie 10% elementów). Powyższa granica zgadza się na ogół z punktem, od którego wykazuje odchylenie rozkład normalny, jeżeli do selekcji według granicznej wartości  $V_{\acute{s}r} + 2\sigma$  pobrano dostatecznie dużą próbkę, aby z niej można było przed przystąpieniem do właściwej selekcji oszacować wartości  $V_{\acute{s}r}$  i  $\sigma$ .

W celu sprawdzenia skuteczności metody pomiarów nielinearności przeprowadzono badania kontrolne elementów elektronicznych (głównie oporników) w kilku laboratoriach badawczych [47-51]. Wyniki takich badań, przeprowadzonych przez P.L. Kirby [48-50] na 4000 oporników warstwowych tlenkowych o oporze 150 k $\Omega$  i mocy 1/2 W, przedstawiono przykładowo w tabl. 4.

T a b l i c a 4

Porównanie wyników pomiarów 410 oporników po 10000 h obciążenia elektrycznego wykonanych różnymi metodami

Zmiana oporu	← - % →																	Sumy				
	3	2	1,5	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	0,2	0,5	1	1,5	2	3	5		10			
Wskaźnik szumu	Numer grupy																					
-26 dB	1																			50		
-21 dB	2																			50		
-16 dB	3																			50		
-11 dB	4																			50		
-6 dB	5																			50		
+1 dB	6																			50		
+4 dB	7																			46		
+9 dB	8																			22		
+14 dB	9																			42		
+19 dB																						
Sumy			3	6	0	10	12	9	1	8	5	15	31	59	89	96	39	10	2	1	14	Razem 410
Próba szumu	Dobre	0	0	0	5	7	7	1	3	2	9	13	33	47	50	18	5	0	0	0	200	
	Złe	3	6	0	5	5	2	0	5	3	6	18	26	42	46	21	5	2	1	14	210	
Próba nieol-nearn.	Dobre	0	0	0	3	6	5	1	3	3	10	15	36	54	57	20	5	1	0	0	219	
	Złe	5	6	0	7	6	4	0	5	2	5	16	23	35	39	19	5	1	1	14	191	

W badaniach tych całą próbkę oporników podzielono najpierw według wskaźnika szumów na 9 grup, ustalając granicę braków na poziomie -6 dB. Następnie z każdej grupy pobrano do dalszych badań 50 oporników lub całą grupę, jeśli liczyła ona mniej niż 50 sztuk, po czym oporniki te (w liczbie 410 sztuk) poddano pomiarom wskaźnika trzeciej harmonicznej i z kolei obciążono przez 10000 h mocą nominalną przy temperaturze otoczenia 70°. Podczas ba-

dań wykonywano okresowe pomiary, m.in. zmian oporu tych oporników, w wyniku których ustalono, że granicy braków na szumy  $-6$  dB odpowiada granica braków na poziom nielinearności  $-66,25$  dB. Przedstawione w tabl. 4 wyniki ostatnich pomiarów, to jest po 10000 h obciążenia, wskazują ponadto na wyraźną korelację między wskaźnikiem szumów i wskaźnikiem nielinearności oraz na prawidłowość przyjętej granicy braków, ponieważ wszystkie 14 uszkodzeń zupełnych znalazły się w grupie oporników z wskaźnikiem powyżej przyjętej granicy braków.

Jak już wspomniano, napięcie podstawowe 10 kHz w przyrządzie do pomiarów nielinearności można sterować zewnętrznym napięciem stałym, a jeśli do tego celu zastosuje się napięcie piłokształtne oscyloskopu, wtedy wartość napięcia 10 kHz będzie zmieniać się liniowo z odchyleniem poziomym na ekranie oscyloskopu. Dołączając płytki odchylenia pionowego oscyloskopu do zacisków wyjścia na pisak przyrządu, możliwe jest w ten sposób badanie dynamiczne napięcia trzeciej harmonicznej jako funkcji amplitudy napięcia podstawowego i w następstwie oszacowanie prawa potęgi, jakiemu podlega badany opornik, co jest ułatwione, jeśli siatka obrazowa na ekranie ma wygrawerowane krzywe przebiegu wykładniczego o wykładniczkach  $n = 3; 2$  i  $2,5$ . Na rys. 12 przedstawiono przykładowo przebieg napięcia  $V_3$  trzeciej harmonicznej na ekranie oscyloskopu w funkcji przyłożonego napięcia podstawowego  $V_1$  dla opornika warstwowego węglowego  $1 \text{ k}\Omega$ , dla którego w pomiarach statycznych jest słuszne prawo  $2,9$  potęgi [46].

Pomiary dynamiczne można przeprowadzać również na kon-



densatorach. Oscylogram trzeciej harmonicznej kondensatora ceramicznego przedstawiono na rys. 13, na którym krzywa jest bardzo poszarpana i wykazuje gwałtowne wahania spowodowane skokami pojemności wskutek jego wad [46].

Wyniki pomiarów statycznych pewnej serii kondensatorów przedstawiono natomiast na rys. 14 w postaci skumulowanego rozkładu współczynnika nielinearności  $K_{3i}$  [45]. Jak stwierdzono, kondensatory o dużym współczynniku nielinearności miały właśnie różne wady, które jeszcze bardziej uwidoczniły się we wzroście współczynnika nielinearności po przetrzymaniu kondensatorów w temperaturze pokojowej przez 6 miesięcy (krzywa B na rys. 14).

Na rysunku 15 przedstawiono z kolei wyniki pomiarów napięcia trzeciej harmonicznej wytworzonego na stykach przekaźnika, wykonanych z różnych materiałów [45]. Jak już wspomniano, wyniki pomiarów wykazują, że nawet styk między elementami z czystego złota ma mierzalną wartość nielinearności, jeśli nacisk stykowy jest mały. Poza tym wyniki pomiarów wykazały, że wraz ze zwiększaniem się oporu stykowego wskutek utleniania się powierzchni stykowej zwiększa się również nielinearność styku (rys. 16), co m.in. występuje w przypadku tzw. zimnego zlutowania drutów miedzianych [45].

Pomiary nielinearności nadają się więc szczególnie do badania jakości styków różnych elementów, zwłaszcza kondensatorów i oporników, w których bardzo trudne jest wykonanie bezpośrednich pomiarów oporu stykowego.

### 2.2.3. Pomiary innych własności elektrycznych

Ciekawą metodę selekcjonowania elementów zaproponował J.J. Barlic [53], który wykazał, że przez sam pomiar niektórych własności elektrycznych elementów półprzewodnikowych, przeprowadzany po ich wyprodukowaniu, można wyselekcjonować elementy o gorszej niezawodności, jeżeli zostaną uprzednio ustalone kryteria odnośnie dopuszczalnych wartości mierzonych własności, ostrzejsze niż wymagane w eksploatacji. Prawidłowość takiego selekcjonowania wykazał J.J. Barlič w przypadku pomiarów szczytowego napięcia wstecznego i natężenia prądu wstecznego diod krzemowych.

W przypadku tranzystorów germanowych stopowych, impulsowych, małej mocy stwierdzono natomiast, iż selekcjonowanie tranzystorów o nieodpowiedniej niezawodności jest możliwe drogą poddania ich starzeniu przez 1000 h przy temperaturze  $100^{\circ}$  i pomiarze potem prądu upływu w złączu przy odpowiednim napięciu. Badania wykazały bowiem, iż tranzystory o właściwej niezawodności charakteryzują się zmniejszaniem się prądu upływu w tych warunkach starzenia, podczas gdy tranzystory o gorszej niezawodności odznaczają się zwiększaniem się prądu upływu. Gdy ten wzrost jest rzędu 15% względem wartości prądu przed starzeniem, tranzystory należy uważać za nieodpowiednie pod względem niezawodności [54]. Możliwości selekcjonowania tranzystorów podobną, lecz bardziej kłopotliwą metodą wykazali także A. Fox i C.H. Zierdt [55].

Dobłą i szybką metodą selekcjonowania oporników o nie-

właściwej niezawodności jest metoda GARD (Graphic Analyzer of Resistance Defects), która polega na takim krótkotrwałym (przez 5 s) dynamicznym obciążaniu opornika prądem, aby spowodowało ono jego nagrzanie prawie do temperatury zniszczenia materiału oporowego [56]. Podczas nagrzewania kontroluje się na ekranie zmiany oporu opornika, który w przypadku oporników o właściwej niezawodności powinien zmniejszać się prostoliniowo, gdy współczynnik temperaturowy oporności materiału oporowego jest stały w zakresie temperatur obciążanego opornika. Gdy natomiast w oporniku są wady, zmiany oporu nie są liniowe, jak to widać na rys. 17, przy czym ze sposobu zmian oporu w miarę nagrzewania się opornika można nawet ustalić rodzaj wady opornika.

Do stosunkowo szybkiego określania niezawodności połączeń rozłącznych nadaje się bardzo dobrze specjalna metoda impulsowa, umożliwiająca określenie pomiaru oporu przejścia zestyku, który tą metodą można wydzielić z oporu całkowitego zestyku [57]. Metoda nadaje się zwłaszcza do selekcjonowania zestyków rurkowych, które odznaczają się niewłaściwą niezawodnością wtedy, gdy opór przejścia zestyków jest za duży lub wykazuje nadmierny rozrzut.

#### 2.2.4. Ogólne porównanie niektórych metod badań przy czynowych własności elektrycznych elementów [44,45,46,48]

Z omówionych lub wspomnianych wyżej metod największe znaczenie i przydatność, zarówno w przemyśle jak i w eks-

platacji, wydaje się mieć metoda pomiarów nielinearności, która nadaje się jednak tylko do elementów biernych. Pomiar nielinearności prowadzone w szerokim zakresie impedancji tych elementów są wygodnym i szybkim źródłem informacji dla oszacowania ich niezawodności.

Metoda pomiaru szumów jest w wielu przypadkach równoważna w stosunku do metody pomiarów nielinearności. Pomiar trzeciej harmonicznej jest jednak wygodniejszy, gdyż umożliwia bezpośredni, ustabilizowany odczyt na przyrządzie, który przy tym jest niewrażliwy na wpływy zewnętrzne. Natomiast przy pomiarach szumów należy często wprowadzać poprawki do mierzonych wartości wskutek wpływu szumów własnych systemu, poza tym zaś jest potrzebny wtedy dość duży czas stabilizacji.

W przypadku oporników czułość metody nielinearności jest tak samo dobra jak metody szumów, lecz pomiary nielinearności można przeprowadzać również na opornikach o bardzo małych oporach (do  $1\Omega$ ), do których nie nadaje się metoda szumów. Największą zaś zaletą przyrządu do pomiaru nielinearności, w porównaniu z przyrządem do pomiaru szumów, jest znaczna szybkość pomiaru, która umożliwia nawet włączenie przyrządu do taśmy produkcyjnej w celu zautomatyzowania sortowania elementów.

### 2.3. Badania metodą wykorzystującą emisję promieniowania podczerwonego

Podobnie jak uprzednio rozpatrzone metody badań także metoda wykorzystująca emisję promieniowania w pasmie

podczerwieni przyjmuje, że elementy różniące się trwałością powinny wykazywać różnice własności po ich wyprodukowaniu lub też we wczesnym okresie pracy. Elementy te powinny mianowicie różnić się natężeniem emisji (przy częstotliwości maksymalnej) promieniowania w pasmie podczerwieni przy przepływie przez nie prądu, który powoduje nagrzewanie się elementu. Natężenie emisji promieniowania w określonym punkcie powierzchni elementu jest bowiem, zgodnie z prawem Stefana - Boltzmana, proporcjonalne do czwartej potęgi temperatury w tym punkcie oraz do współczynnika emisji zależnego od stanu powierzchni. Wobec tego z pomiarów emisji promieniowania można sporządzić izotermy powierzchni elementu lub krzywą rozkładu temperatury wzdłuż powierzchni elementu oraz ustalić w ten sposób, czy badany element ma wady, których symptomem jest nadmiernie wysoka albo za niska temperatura powierzchni elementu [58,59]. Aby uniknąć wpływu współczynnika emisji, powierzchnię badanych elementów pokrywa się niekiedy cienką warstwą substancji o dużej zdolności emisji.

Widmo emitowanego promieniowania podczerwonego nie przekracza granic długości fali 1 do 10  $\mu\text{m}$  oraz jest wynikiem promieniowania termodynamicznego ciała nagrzanego, zgodnie z prawem Plancka, i, ewentualnie, ponadto promieniowania specjalnego. Pierwszemu promieniowaniu odpowiada widmo ciągłe, którego energia i długość fali o maksymalnej energii zależą od temperatury, przy czym długościom fal 1, 6, 8 i 10  $\mu\text{m}$  o maksymalnej energii odpowiadają temperatury 2500, 200, 90 i 15<sup>o</sup>. Drugie źród-

Ze emisji na widmo w granicach długości fal 1 do 6  $\mu\text{m}$  i występuje w przypadku półprzewodników w wyniku rekombinacji par nośników (elektronów i dziur), łączących się w pasmie walencyjnym, co jest związane ze zmianą poziomu energetycznego. Przez zastosowanie filtrów promieniowania te można rozdzielić i w ten sposób rozpatrywać je niezależnie od siebie.

Do analizy emitowanego promieniowania podczerwonego mogą służyć detektory cieplne, chemiczne i fotoelektryczne. Najczęściej spośród nich są stosowane bolometry termistorowe, metaliczne lub wykorzystujące zjawisko nadprzewodnictwa, odznaczające się stałą czasową rzędu ms, podczas gdy inne detektory cieplne, jak detektory pneumatyczne (termometry gazowe) i termoelementy są stosowane znacznie rzadziej. Rzadko stosowane są również detektory chemiczne (błony fotograficzne o odpowiedniej czułości na promienie podczerwone) i fotoelektryczne, jakkolwiek te ostatnie są dwa razy czulsze niż detektory cieplne oraz jakkolwiek ich stała czasowa jest rzędu  $\mu\text{s}$  [60]. W przyrządach o specjalnym wykonaniu można uzyskać czułość do  $0,005^\circ\text{C}$  na powierzchni  $1\text{ mm}^2$ , w praktyce jednak czułość tę ogranicza się przeważnie do najwyżej do  $0,5^\circ\text{C}$  przy temperaturze  $25^\circ$  oraz do rozdzielczości przestrzennej  $0,01 - 0,2\text{ mm}$  i powierzchniowej rzędu  $0,01\text{ mm}$  przy stałej czasowej  $1\text{ }\mu\text{s}$  [61].

Badaniem poddaje się poszczególne miejsca elementów, ewentualnie z pomocą mikroskopu umożliwiającego lokalizację obserwacji na powierzchni o średnicy do  $25\text{ }\mu\text{m}$ , lub też całą powierzchnię elementu drogą kolejnych pomiarów

w poszczególnych jej punktach albo też drogą jednoczesnego pomiaru we wszystkich punktach powierzchni. W pierwszym przypadku wiązka promieniowania podczerwonego jest przesyłana do detektora za pośrednictwem oscylującego zwierciadła, a sygnał otrzymywany z detektora steruje następnie prądem i w konsekwencji luminancją lampy o promieniowaniu widzialnym, które po odbiciu od zwierciadła sprzężonego z pierwszym zwierciadłem naświetla kliszę. W taki sposób można zbadać przez 5 min powierzchnię o wielkości  $1 \text{ cm}^2$ , otrzymując na termografie obraz składający się z kilkudziesięciu tysięcy punktów, porównywany z wzorcem albo poddawany szczególnym pomiarom gęstości optycznej. W drugim przypadku stosuje się przetwornik obrazowy i otrzymuje obraz rozkładu temperatur przy użyciu widikonu, ewentualnie umieszczonego w ciekłym azocie w celu polepszenia jakości obrazu. Można też do tego celu stosować cienki arkusz fotoprzewodnika, sklejony z arkuszem substancji elektroluminescencyjnej, oraz odbierać promieniowanie podczerwone po stronie arkusza z fotoprzewodnikiem, który wytwarza w poszczególnych punktach prąd o natężeniu zależnym od natężenia promieniowania podczerwonego. Dzięki różnicy potencjałów istniejących między sklejonymi arkuszami wytworzony prąd, przepływający następnie przez substancję elektroluminescencyjną, powoduje w różnych jej punktach odmienną luminancję, zależną od natężenia prądu w poszczególnych punktach arkusza z fotoprzewodnikiem, w wyniku czego powstaje obraz widzialny, reprodukujący rozkład temperatur powierzchni emitującej promieniowanie podczerwone.

Obraz ten może być oczywiście zarejestrowany na kliszy lub błonie fotograficznej, a po wykonaniu odbitki wycięty z niej i przyłożony do badanego elementu, co jest bardzo korzystne w przypadku elementów już zmontowanych. W taki sposób można bowiem określić wadliwe miejsce elementu *in situ*, bez wymontowywania jego z zespołu.

Badania metodą wykorzystującą emisję promieniowania podczerwonego są obecnie bardzo rozpowszechnione wobec poniższych możliwości tego rodzaju badań [58,51,63]:

a) kontroli i selekcjonowania gotowych elementów pod względem trwałości zarówno przez ich producenta, jak i użytkownika;

b) analizy mechanizmu uszkodzeń elementów i tym samym ustalenia sposobów usuwania uszkodzeń;

c) badania stabilności elementów;

d) kontrolowania w toku produkcji jakości zmontowanych obwodów przez umieszczenie urządzenia do badań kontrolnych w linii produkcyjnej, co daje lepsze wyniki niż międzyoperacyjne badania mechaniczne i elektryczne [62];

e) sprawdzenia prawidłowości układu elektrycznego poszczególnych obwodów pod względem przyjętych obciążeń elektrycznych i cieplnych oraz ustalenia nieprzewidzianych i niepożądanych przeciążeń w celu ich usunięcia;

f) podobnego sprawdzenia całego urządzenia;

g) sprawdzenia prawidłowości wykonanych połączeń oraz stwierdzenia ewentualnych uszkodzeń spowodowanych podczas operacji łączenia;



h) oszacowania z temperatur elementów składowych obwodu lub urządzenia ich niezawodności rzeczywistej, jeżeli są znane zależności współczynnika intensywności uszkodzeń w funkcji temperatury powierzchni elementów;

i) łatwego kontrolowania urządzeń w warunkach pracy przez porównywanie rozkładów temperatur w funkcji czasu, co bardzo ułatwia kontrolę profilaktyczną i wykrywanie uszkodzeń, a niekiedy nawet również ich analizę;

j) wykrywania niektórych uszkodzeń, niemożliwych niekiedy do stwierdzenia konwencjonalnymi metodami badań.

W punkcie h zaznaczono, że do oszacowania niezawodności rzeczywistej obwodu lub urządzenia niezbędna jest znajomość zależności współczynnika intensywności uszkodzeń w funkcji temperatury powierzchni elementów. Stwierdzenie powyższe jest bardzo istotne, gdyż dotychczas do obliczeń stosowano zależności od temperatury otoczenia, co jednakże traci sens, na przykład, przy obecnym zagęszczeniu elementów w mikromodułach, powodującym trudny do określenia, nierównomierny rozkład temperatury w obszarze mikromodułu, nieusprawiedliwiający operowanie jedną temperaturą otoczenia. Dlatego też temperaturę otoczenia należy zastąpić bardziej prawidłową maksymalną temperaturą powierzchni elementu, do której należy odnosić wszelkie jego charakterystyki niezawodności [63].

#### 2.4. Badania metodą wykorzystującą emisję promieniowania luminoforów

Wadą wyżej opisanej metody badań są bardzo kosztowne przyrządy oraz trudności interpretacji wyników z powodu wpływu stanu powierzchni elementów na współczynnik emisji promieniowania. W związku z tym opracowano ostatnio uproszczoną metodę badań, polegającą na pokrywaniu elementów cienką warstewką luminoforu przez malowanie, rozpylanie lub też zanurzenie w zawieszynie luminoforu w oleju silikonowym. Badanie polega na poddawaniu elementów obciążonych elektrycznie promieniowaniu nadfioletowemu, których emisja światła widzialnego w takich warunkach zmniejsza się ze wzrostem temperatury, co jest charakterystyczną cechą luminoforu [64].

#### 2.5. Inne metody badań fizykalnych

Podczas gdy uprzednio opisane metody badań nadają się do selekcjonowania elementów oraz prognozowania ich niezawodności zarówno u producenta jak i użytkownika elementów, inne, niżej wspomniane metody badań nadają się w zasadzie tylko dla producenta, któremu służą one jako dodatkowe środki selekcjonowania elementów i analizy ich uszkodzeń.

Jedną z najważniejszych tego typu metod jest prześwietlanie promieniami rentgenowskimi lub gamma [65-67], za pomocą którego można wykryć nieprawidłowe spoiny, wtrącenie ciał obcych, przemieszczenia wewnętrzne, zwar-

cia spowodowane nadmierną rozszerzalnością cieplną i in., zwłaszcza po uprzednim poddaniu badanych elementów udarom, drganiom lub cyklom termicznym. Spośród innych metod mających znaczenie laboratoryjne, stosowane są coraz szerzej także badania za pomocą mikroskopu elektronowego [60] i fal ultradźwiękowych [65].

#### WYKAZ LITERATURY

1. Pettinato A.D., McLaughlin R.L.: Accelerated reliability testing. Proc. 7<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1960, s. 241-245.
2. Perrote A.I., Kartaszow G.D., Cwetajew K.N.: Osnovy uskorennych ispytaniy radioelementow na nadieznost', 1968, Moskwa, Sowetskoye Radio, s. 224.
3. Groocock J.M.: Accelerated life testing and over-stress testing of transistors. Electrical Commun. 1964 t. 39 nr 4, s. 566-577.
4. Zoberman S.: Emploi des méthodes accélérées pour les essais de fiabilité. Onde Electr. 1964, t. 44, nr 442, s. 47-50.
5. Rowe W.D.: Separation of accelerated failure modes in semiconductors. Proc 9<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1963, s. 166-172.
6. Norris R.M.: "Run-in" or "burn-in" of electronic parts, a comprehensive quantitative basis for choice

- of temperature, stresses and duration. Proc. 9<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1963, s. 335-357.
7. Schlegel E.: Results of reliability tests on planar transistors. Microelectronics and Reliability 1968 t. 7 nr 4, s. 291-300.
  8. Gładysz H., Kołodziejcki J., Oleszkiewicz J., Gmurzyński H.: Wpływ warunków pracy na niezawodność tranzystorów stopowych i stopowo-dyfuzyjnych. Przegl. Elektroniki 1967 t. 8 nr 11, s. 553-558.
  9. Malikov I.M.: Надежность' судовой электронной аппаратуры и систем автоматического управления. Ленинград, Судостроение, 1967.
  10. Spradlin B.C., Braner H.M.: Development of accelerated life test procedures for carbon composition resistors. Proc. 5<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington 1959, s. 307-318.
  11. Hempel H.P.: Über zeitraffende Lebensdauerprüfung von Selen-Gleichrichtern. ETZ-A 1963 t. 84 nr 16, s. 539-542.
  12. Hecht B.: Prediction of failure rate with accelerated life tests. Proc 4<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1958, s.113-119.
  13. Kimmel J.: Accelerated life testing of paper dielectric capacitors. Proc. 4<sup>th</sup> National Symposium on Re-

- liability and Quality Control, Washington, 1958, s. 120-134.
14. Beyerlein F.: Lebensdauerfragen bei Bauelementen. Jb. elektr. Fernmeldewesen 1964, t. 15, s. 150-187.
  15. Mannheim D., Russell R.: Accelerated tests and predicted capacitor life. Proc. 7<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1961, s. 253-257.
  16. Levenbach G.J.: Accelerated life testing of capacitors. IRE Trans. Reliability and Quality Control 1957 t. 10, s. 9-20.
  17. Hines L.D.: Acceleration factor determination on glass capacitors. Proc. 8<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1962, s. 217-221.
  18. Feyerherm M.P.: Prediction of tube failure rate variations. IRE Trans. Reliability and Quality Control 1957 t. 9, s. 65-71.
  19. Wano H., Oguchi O.: Humidity dependence of germanium transistor life. Rev. Electr. Commun. Labor. 1967 t. 15 nr 9/10, s. 596-606.
  20. Endicott H.S., Zoellner J.A.: A preliminary investigation of the steady and progressive stress testing of mica capacitors. Proc. 7<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1961, s. 229-240.

21. Endicott H.S., Hatch B.D., Somher R.G.: Application of the Eyring model to capacitor aging data. IEEE Trans. Compon. Parts 1965 t. 12 nr 1, s. 34-41.
22. Kojkow S.N., Cikin A.N.: Ob uskorenykh ispytanjach radiodetalej na srok służby metodom nieprerywnogo powyszenja napriazhenja. Radiotechnika 1960 t. 15 nr 1, s. 73-76.
23. Dodson G.A., Howard B.T.: High stress aging to failure of semiconductor devices. Proc. 7<sup>th</sup> National Symposium on Reliability and Quality Control, Washington, 1961, s. 269-272.
24. Howard B.T., Dodson G.A.: Accelerated aging semiconductors. Bell Lab. Rec. 1962 t. 40 nr 1, s. 8-11.
25. Peck D.S.: A review of stepp- stress testing. Bell Lab. Rec. 1964 t. 42 nr 9, s. 327-329.
26. Koschel H., Jüger A.: Zeittraffende Zuverlässigkeitsprüfungen an Transistoren. NTZ 1964 t. 17 nr 5, s. 237-244.
27. Gantz R., Jesień A.: Badanie jakości tranzystorów metodą wymuszeń stopniowych (step-stress). Biuletyn Inform. Półprzewodniki 1965 t. 2 nr 4/5, s. 52-73.
28. Oleszkiewicz J., Kołodziejcki J., Gładysz H., Mazur J.: Przyspieszone badania niezawodności tranzystorów metodą stopniowanych obciążeń. Niezawodność podzespołów i urządzeń elektronicznych. ITR Warszawa, 1966 nr 2, s. 15-34.

29. Cieszkiewicz J., Kołodziejski J., Gładysz H.: Porównanie wyników badań niezawodności tranzystorów germanowych stopowych i stopowo-dyfuzyjnych uzyskanych metodami przyśpieszonymi i długoterminowymi. *Przegl. Elektroniki* 1967 t. 8 nr 10, s. 496-502.
30. Koschel H.: Die Zuverlässigkeit von Halbleiter-Bauelementen. *Technische Zuverlässigkeit in Einzeldarstellungen* 1966 zes. 3, s. 41-65.
31. Adams J.D., Holden P.L.: What is meaningful integrated-circuit reliability. *Electron. Design* 1965 t.13 nr 24, s. 54, 56-57.
32. Przybył E.: Przyśpieszone badania niezawodności kondensatorów radiotechnicznych. *Przegląd Elektroniki* 1969 t. 10 nr 1, s. 30-42.
33. Earles D.E., Eddins M.F.: Reliability physics (the physics of failure). *Physics of failure in electronics*. Spartan Books, Baltimore, 1963, s. 179-193.
34. Gorton H.C., Duchamp K.P.: Research toward a physics of aging of silicon p-n junctions. *Trans IEEE Compon. Parts* 1964 nr 1, s. 28-32.
35. Aleksenko A.G.: Fizičeskij pochod k probleme nadežnosti mikroelektronnoj apparatury. *Izv. vysš. učebn. Zaved. Radioelektronika* 1968 t. 11 nr 7, s.704-710.
36. Gładysz H.: Wybrane zagadnienia niezawodności elementów półprzewodnikowych. *Nowoczesne podzespoły elektroniczne*. SEP, Warszawa, 1969, s. 115-131.

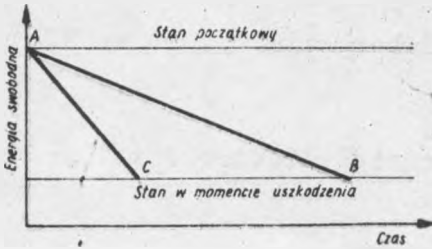
37. Sharpe J.H.: Sense and nonsense in electronic reliability engineering. Proc. IREE Australia 1968 t.29 nr 10, s. 358-362.
38. Valkó I.P.: Über den Zusammenhang zwischen Rauschen und Zuverlässigkeit von Transistoren. Wissensch. Ztsch. Univ. Rostock, Mathemat.-Naturwissensch. Reihe 1963 t. 12 nr 1, s. 1-4.
39. Stansbury A.P., Struble R.A.: Application of noise measurements to the reliability analysis of semiconductor devices. Semiconductor Products and Solid State Technology 1965. t. 8 nr 11, s. 32-35.
40. Ziel van der A., Tong H.: Low-frequency noise predicts when transistor will fail. Electronics 1966 t. 39 nr 24, s. 95-97.
41. Curtis J.G.: Current noise measurement as a failure analysis tool for film resistors. Physics of failure in electronics. Spartan Books, Baltimore, 1963, s. 204-213.
42. Millard G.H.: Measurement of non-linearity in cracked-carbon resistors. Proc. IEE 1959 t. 106B, s. 31-34.
43. Skor E., Pearlstein E.: Sensitive method for the measurement of nonlinearity of electrical conduction. Rev. scient. Instrum. 1964 t. 35 nr 8, s. 962-964.
44. Kirby P.L.: The non-linearity of fixed resistors. Electron. Engng. 1965 t. 37 nr 453, s. 722-726.



45. Peterson V., Harris P.O.: Harmonic testing pinpoints passive component flaws. Electronics 1966 t. 39 nr 14, s. 93-100.
46. Preben L.: Zuverlässigkeitsuntersuchungen an Bauelementen durch Nichtlinearitätsmessungen. Radio Mentor 1967 t. 33 nr 3, s. 179-181; nr 4, s. 263-265.
47. Martensson E.: Non-linearity exposes band electronic component parts. Electron. Components 1967 t. 8 nr 4, s. 371-373.
48. Kirby P.L.: Non-linearity measurements improve resistor reliability. Electron. Components 1967 t. 8 nr 5, s. 511-515.
49. Kirby P.L.: Amélioration de la fiabilité des résistances au moyen d'un "deverminage" par des mesures de non-linéarité. Inter Electronique 1967 t. 22 nr 8, s. 50-54.
50. Kirby P.L.: Nichtlinearitätsmessungen bei der Auslese von Widerständen. Elektronik 1967 t. 16 nr 12, s. 374-376.
51. Anon.: Eine Methode zur Kontrolle der Zuverlässigkeit in der Widerstandsfertigung. Nachrichtentechnik 1968 t. 18 nr 1, s. 482-483.
52. Firma Radiometer. Component linearity test equipment type CIT1 (prospekt).
53. Barlič J.J.: Distribution analysis for reliability improvement. Microelectronics a. Reliability 1968 t. 7 nr 3, s. 237-240.

54. Conrad G.T. Jr, Shook D.C.: A transistor screening procedure using leakage current measurements. J. Research Nat. Bureau of Standards 1965 t. 69C nr 4, s. 319-330.
55. Fox A., Zierdt C.H.: The development of selective degradation screen for detecting potentially unreliable silicon transistors. Proc. 9<sup>th</sup> National Symposium Reliability and Quality Control, Washington, 1963, s. 144-165.
56. Vanous D.O.: GARD - a new era of component testing. IEEE Trans. Parts, Materials, Packaging 1965 nr 1, s. 320-326.
57. Snowball R.F.: New technique measures reliability of electric contacts. Electronics Communications 1967 t. 15 nr 11, s. 37-41; Zarubežnaja Radioelektronika 1968 nr 11, s. 114-123.
58. Vanzetti R.: Infrared techniques enhance electronic reliability. Proc. 9<sup>th</sup> National Symposium Reliability and Quality Control, Washington, 1963, s. 244-256.
59. Feduccia A.J.: Reliability screening using infrared radiation. IEEE Int. Convent. Rec 1964 Part 9, s. 18-23.
50. Vanzetti R.: Infrarot - Mikroskopie. Eine neue Methode der Mikroelektronik. Radio Mentor 1968 t. 34 nr 4, s. 257-260; nr 5, s. 354-358.
51. Hamiter L.: Infrared techniques for the reliability enhancement of microelectronics. Semiconductor Pro-

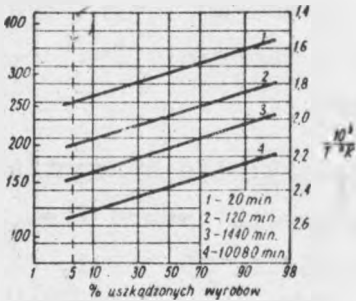
- ducts and Solid State Technology 1967 t. 10 nr 3, s. 41-49.
62. Anon.: Green light for infrared? Electronics 1966 t. 39 nr 2, s. 36-37.
63. Vanzetti R., Mark M.: Infrared - a new approach to thermal measurement for reliability. IEEE Int. Convent. Rec. 1966 Part 9, s. 137-149.
64. Blanks H.S.: Thermographic analysis of electronic components. Proc. IREE Australia 1968 t. 29 nr 10, s. 337-342.
65. McMaster R.C.: Finding malfunctions before they happen. Electronics 1964 t. 37 nr 29, s. 75-81.
66. Clark L.D., McCulloch R.E.: Radiographic inspection of semiconductors and components. Materials Evaluation 1966 t. 24 nr 10, s. 577-582.
67. Roth M.M.: Semiconductor radiography: its strengths, weakness and the controls necessary to assure its efficacy. Materials Evaluation 1968 t. 26, nr 1, s. 8-12.
68. Thornton P.R., Davies I.G., Shaw D.A., Sulway D.V., Wayte R.C.: Device failure analysis by scanning electron microscopy. Microelectronics a. Reliability 1969 t. 8 nr 2, s. 33-53.



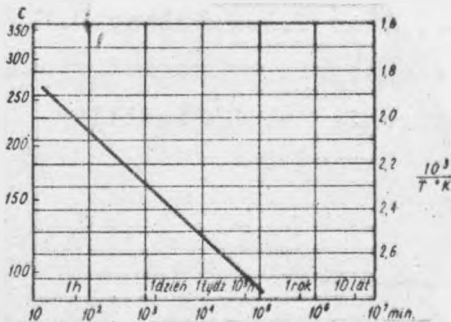
Rys. 1. Zmiana energii swobodnej przy prawidłowym przepięszeniu badań niezawodności



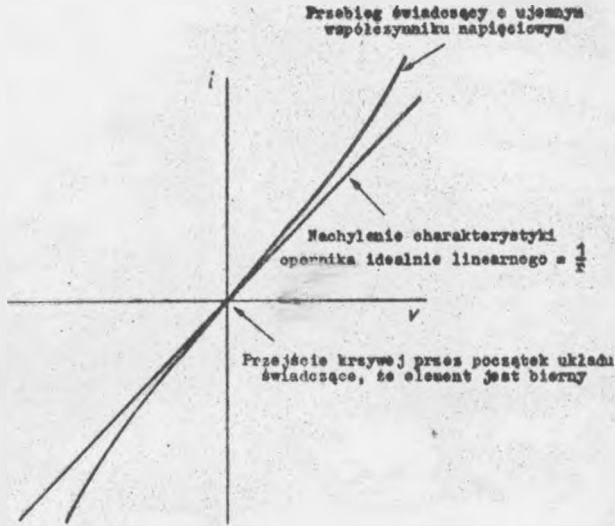
Rys. 2. Krzywa rozkładu uszkodzeń w funkcji narastających obciążeń



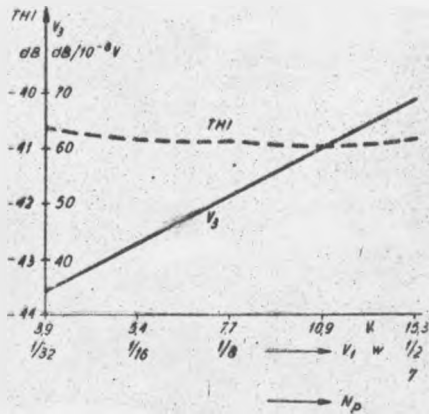
Rys. 3. Ilość uszkodzonych wyrobów w procentach w funkcji temperatury i czasu działania obciążenia



Rys. 4. Zależność trwałości od temperatury wynikająca z rys. 3 przy kryterium trwałości odpowiadającemu 5% uszkodzonych wyrobów

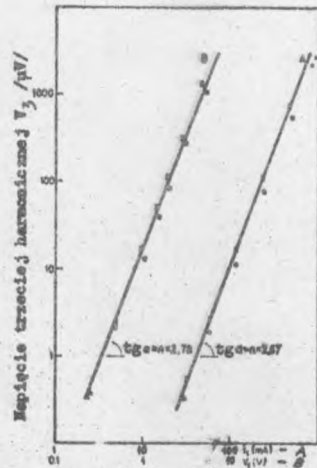


Rys. 5. Charakterystyka nielinierności opornika stałego

Rys. 6. Przebieg napięcia  $V_3$  trzeciej harmonicznej i wskaźnika THI w funkcji przyłożonego napięcia  $V_1$  względnie w funkcji mocy  $N_p$  wydzielonej w oporniku

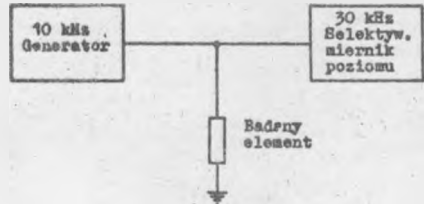
- x - mierzone prsy napięciu podstawowym  
o częstotliwości 10 kHz
- o - mierzone prsy napięciu podstawowym  
o częstotliwości 50 kHz

Rys. 7. Napięcie trzeciej harmonicznej kondensatorów tantalowych w funkcji prądu /A/ i kondensatorów ceramicznych w funkcji napięcia /V/

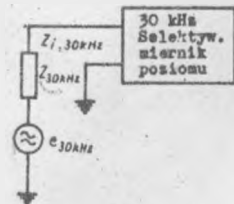


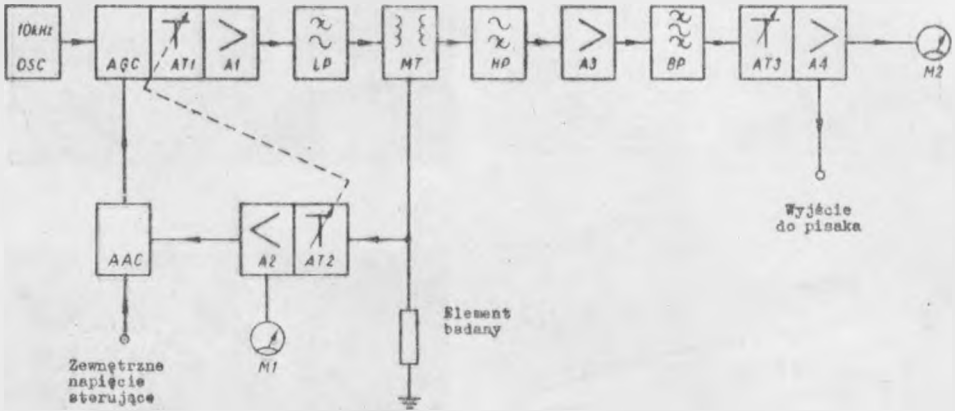
Prąd pomiarowy  $I_1$  /mA/ lub przyłożone napięcie pomiarowe  $V_1$  /V/

Rys. 8. Uproszczony schemat blokowy przyrządu do pomiaru nielinierności

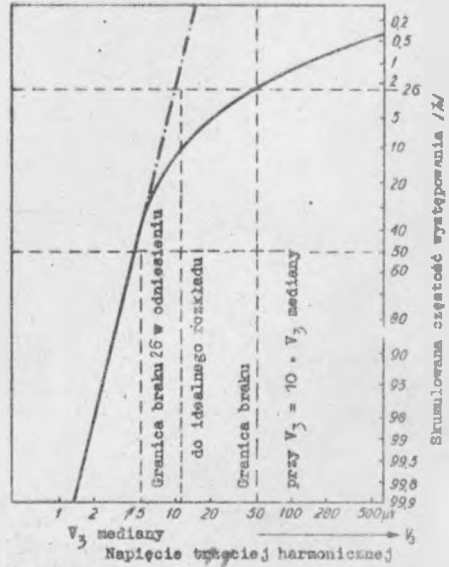


Rys. 9. Układ zastępczy obwodu pomiarowego przyrządu do badań nielinierności



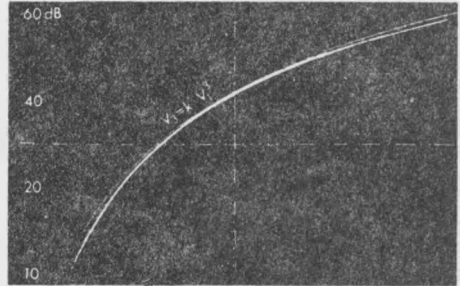


Rys. 10. Szczegółowy schemat blokowy przyrządu do badań nielinierności

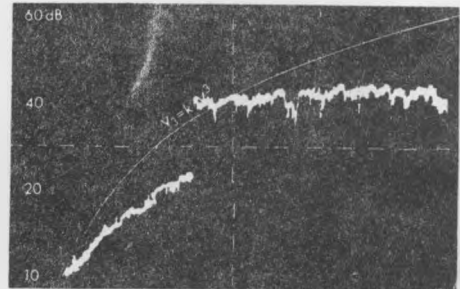


Rys. 11. Przykład rozkładu nielinierności elementów z zaznaczonymi granicami braku

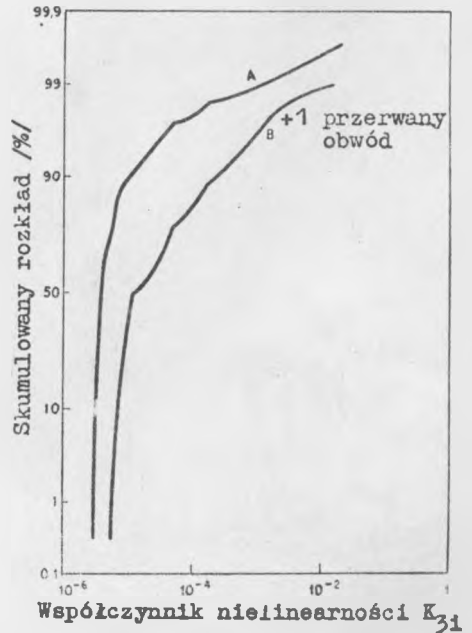
Rys. 12. Dynamiczny pomiar trzeciej harmonicznej opornika warstwowego węglowego przy zmianie napięcia podstawowego od 0 do 100%



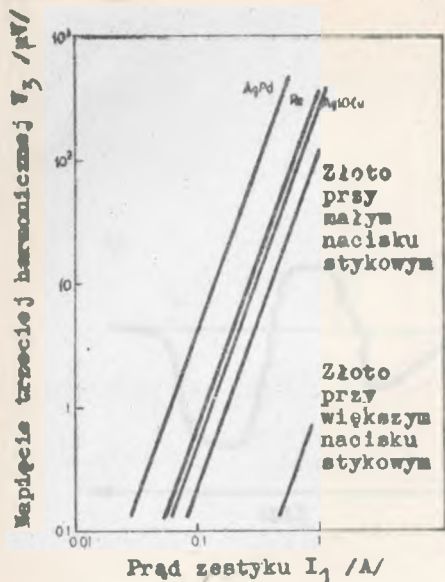
Rys. 13. Dynamiczny pomiar trzeciej harmonicznej kondensatora ceramicznego przy zmianie napięcia podstawowego od 0 do 100%



Rys. 14. Rozkład nielinearności w grupie kondensatorów: A - początkowe wyniki pomiarów; B - wyniki pomiarów po starzeniu

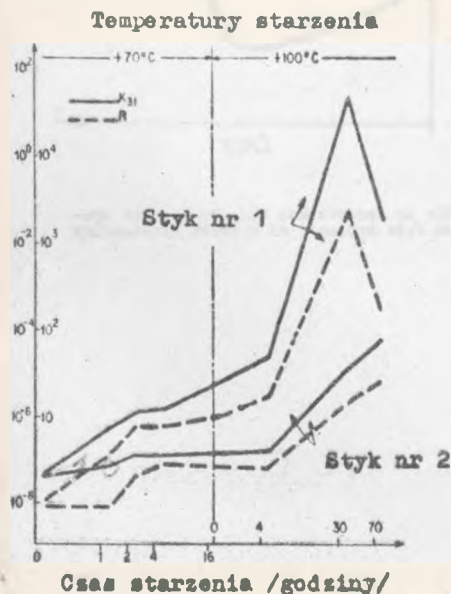




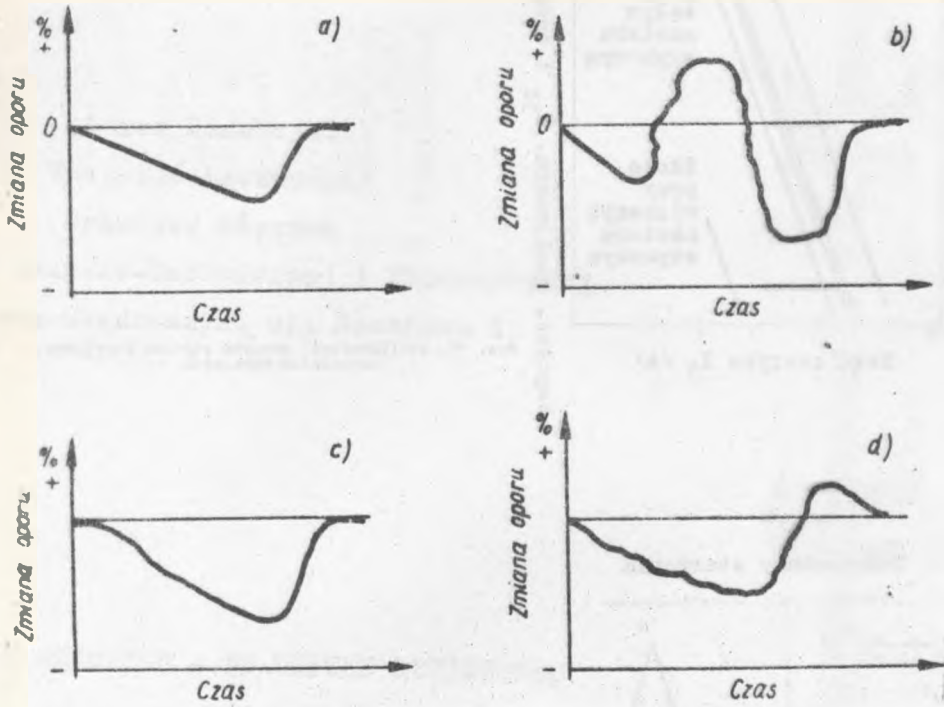


Współcz. nieliniarn.  $K_{31}$  i opór stykowy  $R$  /  $m^2$

Rys. 15. Nieliniarność zestyku styków z różnych materiałów stykowych



Rys. 16. Zmiany nieliniarności i oporu stykowego w funkcji czasu



Rys. 17. Przebieg zmian oporu w czasie przy próbie UARD: a/ opornik bez wad; b/ opornik drutowy ze zwarciami; c/ opornik z wadliwym wyprowadzeniem /sła spoina/; d/ opornik niestabilny

