

Redaktor naukowy

prof. zw. dr hab., inż. Władysław Dybczyński

Recenzenci:

prof. dr hab. inż. Andrzej Krawczyk – 20
dr hab. inż. Tadeusz Kryszczyński, prof. Instytutu Optyki Stosowanej – 21,22
dr hab. Władysław Opydo, prof. w Instytucie Elektrotechniki Przemysłowej – 10
dr hab. inż. Lesław Paradowski, prof. Wat – 13
prof. dr hab. inż. Janusz Piotrowski – 5
prof. dr hab. Jan Rayss – 23, 24, 25
prof. dr hab. inż. Paweł Rolicz – 1
prof. dr hab. Ryszard Strzelecki – 9
prof. dr hab. inż. Zdzisław Teresiak – 8
prof. Marek Tudruj – 11
prof. dr inż. Henryk Tunia – 2, 3, 4, 12
prof. dr inż. Jerzy Tymiński – 7
dr hab. inż. Zbigniew Wróblewski, prof. PWr – 6
prof. nzw. dr hab. Wojciech Żagan – 15, 16, 17, 18, 19, 26, 27, 28
dr hab. Eugeniusz Żukowski, prof. UwB – 14

© Copyright by Politechnika Białostocka 2002

ISSN 0239–5711

Opracowanie, redakcja techniczna i druk:
Dział Wydawnictw i Poligrafii Politechniki Białostockiej

SPIS TREŚCI

Wstęp	9
1. Peterson W.: <i>Metoda punktu stałego w obliczaniu prądów wirowych w przewodzącym środowisku ferromagnetycznym</i>	11
2. Solbut A.: <i>Modelowanie układów napędowych zasilanych z urządzeń przekształtnikowych</i>	23
3. Andrzejewski A.: <i>Stanowisko laboratoryjne do badania układu napędowego z silnikiem indukcyjnym pierścieniowym zasilanym z tyrystorowego regulatora napięcia</i>	35
4. Wiszniewski W.: <i>Napęd z silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi o sterowaniu zewnętrznym</i>	51
5. Bajko B., Lejdy B.: <i>Kulometryczny miernik do pomiaru stężenia jonu chlorkowego w roztworach wodnych</i>	59
6. Lejdy B., Sulkowski M.: <i>Wyłaczniki instalacyjne – sposoby opisu ich niezawodności</i>	73
7. Niebrzydowski J., Holdyński G.: <i>Analiza wpływu asymetrii obciążeń oraz odkształcenia prądów na straty mocy i poziomy napięć w wiejskich sieciach elektroenergetycznych niskiego napięcia</i>	83
8. Skliński R.: <i>Zagrożenie porażeniowe w miejskich sieciach elektroenergetycznych uziemionych przez rezystor</i>	93
9. Sikorski A., Kuźma A.: <i>Analiza pracy przekształtnika w akumulatorowym nośniku energii</i>	103
10. Białostocka A., Łukjaniuk A.: <i>Metoda wyznaczania przyrostu masy w procesie elektropolerowania</i>	115
11. Bycul P.: <i>Niektóre metody dekompozycji danych dla równoległej realizacji operacji na macierzach</i>	123
12. Aleksandrowicz S.: <i>Wybrane aspekty projektowania układu odtwarzania kąta fazowego sieci na bazie pętli PLL z regulatorem PI</i>	133
13. Filipkowski P., Kostro B.: <i>Fizyczny model układu kompresji sygnałów radarowych w oparciu o procesor TMS 32DC 3Q</i>	145

14. Waśkiewicz J.: <i>Przyczyny skrócenia czasu wyłączania kluczy nadprzewodnikowych z warstwą buforową</i>	157
15. Błaszczak U., Rafałowski M.: <i>Problemy fizjologiczne procesu widzenia w aspekcie realizacji obiektywnych metod oceny oślnienia</i>	169
16. Błaszczak U., Rafałowski M.: <i>Aspekty zastosowania kamery TV ze scalonym analizatorem obrazu w urządzeniu do obiektywizacji oceny oślnienia</i>	181
17. Rafałowski M.: <i>Realizacja układu detekcyjnego do pomiarów rozpraszających próbek odbiciowych i transmisyjnych na bazie spektrometru Cary 5</i>	193
18. Hemka L., Rafałowski M.: <i>Wymagania normatywne dla symulatorów światła dziennego D_{65} oraz czynniki warunkujące ich spełnienie w realizacji technicznej</i>	201
19. Hemka L., Rafałowski M.: <i>Wpływ chemicznego napelnienia i geometrii jarznika na charakterystyki widmowe i eksploatacyjne wysokoprężnych lamp wyładowczych</i>	211
20. Hemka L., Rafałowski M.: <i>Sposoby wyznaczania parametrów fizycznych plazmy wysokociśnieniowej, warunkujące parametry eksploatacyjne lampy wyładowczej</i>	221
21. Dorosz J., Nikolajew A.: <i>Rozkład przestrzenny mocy promieniowania światłowodowego jednomodowego</i>	231
22. Dorosz J., Nikolajew A.: <i>Wpływ własności propagacyjnych światłowodów na jego strumień świetlny</i>	245
23. Dorosz J., Supernak T., Mazerski W.: <i>Atmosfera jako optyczny kanał transmisyjny</i>	255
24. Mazerski W., Dorosz J.: <i>Wykorzystanie sieci neuronowych do obróbki sygnałów z czujników światłowodowych</i>	267
25. Kusznier J.: <i>Światłowodowe czujniki temperatury</i>	285
26. Zajkowski M.: <i>Wyznaczanie światłości źródeł światła i opraw oświetleniowych za pomocą goniometru zwierciadlanego</i>	303
27. Zajkowski M.: <i>Symulacja komputerowa obrotowo-symetrycznych źródeł światła oraz opraw z odbłyśnikiem zwierciadlanym metodą Monte Carlo obliczeń świetlnych</i>	315
28. Dybczyński W.: <i>Wpływ metod aproksymacji linii profilowej odbłyśnika na dokładność obliczeń układów reflektorów zwierciadlanych</i>	329

CONTENTS

1. Peterson W.: FIXED-POINT TECHNIQUE IN COMPUTING OF ED-DY CURRENTS IN FERROMAGNETIC CONDUCTING MEDIUM	21
2. Solbut A.: MODELING DRIVING SYSTEMS SUPPLIED BY IN- VERTERS	34
3. Andrzejewski A.: THE TEST STAND OF SCIENTIFIC RESEARCH OF ELECTRIC DRIVE WITH ASYNCHRONOUS MOTOR SUP- PLIED FROM THE TTYRISTOR CONTROLLED CONVERTER	50
4. Wiszniewski W.: DIRECTLY CONTROLLED PERMANENT MAG- NET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE SYSTEMS	58
5. Bajko B., Lejdy B.: COULOMETRIC METER FOR CHLORIDE IONS CONCENTRATION MEASUREMENT IN AQUEOUS SOLUTIONS ...	72
6. Lejdy B., Sulkowski M.A.: METHODS OF RELIABILITY OF THE CIRCUIT BREAKERS IN A LOW VOLTAGE INSTALLATION	81
7. Niebrzydowski J., Holdyński G.: ANALYSIS OF INFLUENCE OF UNBALANCED LOADS AND DEFORMATIONS OF CURRENTS ON LOSSES OF POWER AND VOLTAGE IN RURAL LOW VOL- TAGE NETWORKS	92
8. Skliński R.: ELECTRIC SHOCK HAZARD IN MUNICIPAL 15 KV ELECTRIC POWER SYSTEMS WITH RESISTOR EARTHING	101
9. Sikorski A., Kuźma A.: ANALYSIS OF THE BATTERY ENERGY STORAGE CONVERTER OPERATION	114
10. Białostocka A.M.: THE APPOINT METHOD OF THE MASS INCRE- ASING IN THE ELECTROPLATING METHOD	121
11. Bycul R.P.: SOME DATA DECOMPOSITION METHODS FOR PA- RALLEL IMPLEMENTATION OF MATRIX OPERATIONS	132
12. Aleksandrowicz S.: ANALYSIS OF THE THREE PHASE NET VOL- TAGE SPACE-VECTOR PHASE ANGLE RECREATION USING PLL LOOP AND PI CONTROLLER	144

13. Filipkowski P., Kostro B.: PHYSICAL MODEL OF COMPRESSION SYSTEM OF RADAR SIGNALS BASED ON PROCESSOR TMS320C30	156
14. Wańkiewicz J.: REASON OF SWITCH-OFF TIME DECREASE IN SUPERCONDUCTOR SWITCHES WITH A BUFFER LAYER	166
15. Błaszczak U.J., Rafałowski M.: THE PHYSIOLOGICAL PROBLEMS OF VISION PROCESSES IN THE ASPECTS OF OBJECTIVE METHODS OF GLARE ESTIMATION	180
16. Błaszczak L.U., Rafałowski M.: THE ASPECTS OF USING THE TV CAMERA WITH AN UNIFIED IMAGE ANALIZER IN AN OBJECTIVE GLARE MEASURING DEVICE	192
17. Rafałowski M.: THE MODIFICATION OF THE OPTICAL SYSTEM OF CARY 5 SPECTROMETER TO REFLECTING AND TRANSMITTING SCATTERING SAMPLES MEASUREMENTS	200
18. Hemka L., Rafałowski M.: STANDARD REQUIREMENTS FOR DAYLIGHT SIMULATORS D65 AND FACTORS OF ITS TECHNICAL REALIZATION	209
19. Hemka L., Rafałowski M.: THE INFLUENCE OF THE ARC HOUSING GEOMETRY AS WELL AS ITS CHEMICAL FILLER COMPOSITION ON THE SPECTRAL AND OPERATIONAL CHARACTERISTICS OF HIGH-PRESSURE DISCHARGE LAMPS	220
20. Hemka L., Rafałowski M.: METHODS OF ESTIMATION OF HIGH TEMPERATURE PLASMA PARAMETERS DETERMINING THE EXPLOITATION PARAMETERS OF DISCHARGE LAMPS	230
21. Dorosz J., Nikolajew A.: SPATIAL DISTRIBUTION OF THE SINGLE MODE OPTICAL FIBRE POWER RADIATION	244
22. Dorosz J., Nikolajew A.: THE INFLUENCE OF THE OPTICAL FIBRE PROPAGATION PROPERTIES ON ITS LUMINOUS FLUX	253
23. Supernak T., Mazerski W., Dorosz J.: ATMOSPHERE AS A OPTICAL COMMUNICATION CHANNEL	266
24. Mazerski W., Dorosz J.: THE NEURAL NETWORKS FOR OPTICAL FIBER SENSORS SIGNAL ANALYSIS	283
25. Kusznier J.: OPTICAL FIBRE SENSORS OF TEMPERATURE	301

26. Zajkowski M.: MARKING LUMINOUS INTENSITY OF SOURCES OF LIGHTS AND LIGHTINGS' BINDINGS BEHIND HELP MIRROR GONIOPHOTOMETR	314
27. Zajkowski M.: MONTE CARLO SIMULATION OF LIGHT CALCULATIONS MIRROR OF SOURCES OF LIGHTS AS WELL BINDINGS ROTARY-SYMMETRICAL	328
28. Dybczyński W.: THE INFLUENCE OF APPROXIMATION METHODS OF PROFILE REFLECTORS ON THE ACCURATE CALCULATION OF MIRROR REFLECTORS OPTICAL SYSTEMS	343

WSTĘP

„Carpe diem”

(Horacy)

Oddajemy do rąk Czytelnika kolejny zeszyt naukowy, w którym prezentowane są wyniki prac badawczych pracowników Wydziału Elektrycznego.

Artykuły są częścią osiągnięć naukowych szerokiego grona pracowników naukowo-dydaktycznych naszego Wydziału. Dotyczą bieżących problemów technicznych rozwiązywanych w ramach prac własnych, statutowych i grantów a także prac wykonywanych w ramach współpracy z przemysłem. Zróżnicowana tematyka reprezentuje większość dziedzin działalności naukowej uprawianej na Wydziale. Mamy zatem artykuły z dziedziny elektrotechniki teoretycznej, energoelektroniki, elektroenergetyki, elektroniki i telekomunikacji oraz promieniowania optycznego.

Publikując wyniki swoich badań nasi pracownicy pragną wzbogacić dorobek nauki. Liczą na szeroki krąg odbiorców zainteresowanych tym, co wnoszą do nauki pracownicy z różnych wydziałów elektrycznych.

Serdecznie dziękuję wszystkim P.T. Autorom zamieszczonych prac oraz P.T. Recenzentom za opracowanie opinii. Podziękowanie kieruję też do Pana Profesora Władysława Dybczyńskiego za szczególne zaangażowanie się w przygotowanie tego zeszytu.

Brunon Lejdy

Dziekan Wydziału Elektrycznego

Wiesław Peterson

METODA PUNKTU STAŁEGO W OBLICZANIU PRĄDÓW WIROWYCH W PRZEWODZĄCYM ŚRODOWISKU FERROMAGNETYCZNYM

Streszczenie: Badano prądy wirowe indukowane w długim pręcie ferromagnetycznym przez poprzeczne pole magnetyczne. Z natury rzeczy jest to otwarte zagadnienie brzegowe z warunkiem brzegowym w nieskończoności. Problem analizowano stosując jednocześnie metodę elementów skończonych i metodę rozdzielenia zmiennych. Rozpatrzono stan ustalony. Ze względu na ferromagnetyczny materiał pręta otrzymano układ równań nieliniowych. Rozwiązano je za pomocą metody punktu stałego wykorzystując twierdzenie Brouwera. Pokazano wybrane przykłady rozkładu pola w przekroju pręta. Obliczono straty mocy od prądów wirowych, indukowanych w przewodniku. Wyniki przedstawiono w postaci graficznej.

Słowa kluczowe: elektromagnetyzm, prądy wirowe, przewodniki ferromagnetyczne, metoda punktu stałego

1. Wstęp

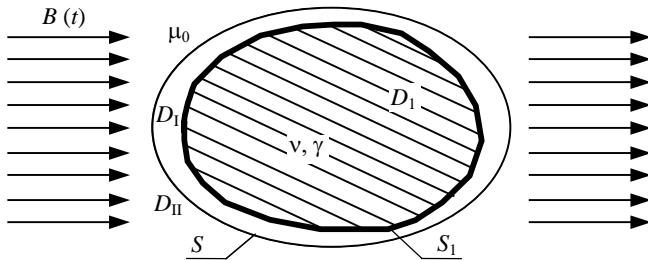
Analiza prądów wirowych ma duże znaczenie w procesie projektowania urządzeń elektrycznych. Prądy indukowane przez pole elektromagnetyczne w stałych elementach maszyn elektrycznych lub kadziach transformatorów zmieniają rozkład pola magnesującego i powodują dodatkowe straty mocy. Efekty wirowe odgrywają ważną rolę w projektowaniu reaktorów, szynoprzewodów, linii przesyłowych, ekranów elektromagnetycznych, urządzeń do nagrzewania indukcyjnego itp. Zainteresowanie tematem sięga XIX wieku, kiedy to rozpatrzono pole elektromagnetyczne w żelaznej sztabie [1]. Prądy wirowe indukowane w przewodniku przez poprzeczne pole magnetyczne z natury rzeczy prowadzą do otwartych zagadnień brzegowych. Przegląd metod rozwiązywania takich problemów w ramach metody elementów skończonych przedstawiono w pracy [2]. W przeciwieństwie do zagadnień liniowych, analiza prądów wirowych w środowisku nieliniowym wymaga obliczeń pola elektromagnetycznego w czasie i przestrzeni. Dotyczy to również stanu ustalonego. W większości publikacji nieliniowości materiałowe są uwzględniane poprzez wieloodcinkową linearyzację charakterystyki magnesowania B-H lub modyfikację reluktywności materiału metodą relaksacyjną, albo za

pomocą iteracyjnej procedury Newtona-Raphsona [3]. Celem niniejszej pracy jest przedstawienie alternatywnej metody analizy pola elektromagnetycznego w środowisku ferromagnetycznym (nieliniowym), opartej na wykorzystaniu twierdzenia Brouwera o punkcie stałym.

2. Model matematyczny

Rozpatrzono przewodzący pręt o dowolnym, ale jednakowym przekroju na całej jego długości (rys. 1), umieszczony w jednorodnym, poprzecznym polu magnetycznym o indukcji

$$\mathbf{B}(t) = B_m \cos(\omega t + \zeta) \cdot \mathbf{1}_x. \quad (1)$$



Rys. 1. Analizowany model

Pręt jest wykonany z ferromagnetyka o nieliniowej charakterystyce magnesowania B-H. Pominięto pętlę histerezy i anizotropię materiału (miękki materiał magnetyczny). Przyjęto, że wymiary przekroju poprzecznego pręta są znacznie mniejsze w porównaniu z jego długością. Przy tych założeniach pole w przewodniku można traktować jako płasko-równoległe. Potencjał wektorowy zdefiniowany jako

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}, \quad (2a)$$

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}, \quad (2b)$$

ma w przedstawionym układzie tylko składową podłużną, która spełnia w obszarze ferromagnetyka nieliniowe równanie dyfuzji

$$\text{div}(\nu \cdot \text{grad } A) = \gamma \frac{\partial A}{\partial t}, \quad (3)$$

a w otaczającej go pustej przestrzeni – równanie Laplace'a

$$\operatorname{div}(\operatorname{grad} A) = 0. \quad (4)$$

Równania (3), (4) w połączeniu z warunkiem brzegowym (1) określają otwarte zagadnienie brzegowe. Do rozwiązania wykorzystano połączenie metody elementów skończonych z metodą rozdzielania zmiennych [4]. Przekrój pręta otoczono konturem S , którego kształt tak dobrano w ortogonalnym układzie współrzędnych (x_1, x_2) , aby możliwe było rozdzielanie zmiennych w obszarze na zewnątrz granicy S . Rozwiązanie to aproksymowano w postaci

$$A_{II}(x_1, x_2, t) = aB(t) \sum_{n=1}^N C_n \Phi_n(x_1, x_2), \quad (5)$$

gdzie:

- a – wielkość związana z kształtem konturu S ,
- $B(t)$ – wymuszenie (1),
- $\Phi_n(x_1, x_2)$ – funkcje własne rozwiązania równania Laplace'a,
- $C_n = C_n(t)$ – współczynniki aproksymacji.

Rozwiązania w obszarze wewnętrznym zawierającym środowisko nieliniowe poszukiwano metodą elementów skończonych. Nad tym obszarem rozpięto siatkę elementów skończonych, na której aproksymowano potencjał wektorowy w postaci:

$$A_I(x, y, t) = aB_m \sum_{m=1}^M A_m(t) N_m(x, y), \quad (6)$$

gdzie:

- $N_m(x, y)$ – funkcje kształtu,
- $A_m(t)$ – współczynniki charakteryzujące zmienność potencjału w czasie.

Wartości współczynników $A_m(t)$ można znaleźć z rozwiązania układu równań Galerkinia:

$$\iint_{D_I} v_r \operatorname{grad} A_I \operatorname{grad} N_p dD + \mu_0 \gamma \iint_{D_I} \frac{\partial A_I}{\partial t} N_p dD = \oint_S \frac{\partial A_{II}}{\partial n} N_p dS, \quad p = 1, 2, \dots, M, \quad (7)$$

gdzie:

- γ – przewodność właściwa,
- $v_r = \mu_0 \nu$ – względna reluktywność materiału.

Równania (6) i (7) przedstawiają sformułowanie problemu przy pomocy metody elementów skończonych. Całka po prawej stronie równań (7) obrazuje związek z rozwiązaniem w obszarze zewnętrznym. Oba rozwiązania spełniają na granicy S warunki:

$$A_I|_S = A_{II}|_S, \quad (8a)$$

$$v_r \frac{\partial A_I}{\partial n} \Big|_S = \frac{\partial A_{II}}{\partial n} \Big|_S. \quad (8b)$$

Korzystając z ortogonalności funkcji własnych $\Phi_n(x_1, x_2)$ można na podstawie warunku (8a) wyrazić współczynniki C_n w zależności od $A_m(t)$, a następnie wyeliminować je z układu równań (7), który po przekształceniach można zapisać w postaci macierzowej:

$$\left(\mathbf{K} + \mathbf{C} \frac{d}{dt} \right) \cdot \mathbf{A} = \mathbf{F} - \mathbf{D} \cdot \mathbf{A}, \quad (9)$$

gdzie:

$$K_{pm} = \int_{D_I} v_r \text{grad} N_m \text{grad} N_p dD,$$

$$C_{pm} = \mu_0 \gamma \int_{D_I} N_m N_p dD,$$

$$\mathbf{A} = \{A_1, A_2, \dots, A_m\}^T.$$

Macierze \mathbf{F} i \mathbf{D} są związane tylko z elementami przylegającymi jednym z boków do brzegu S . Dla pozostałych elementów są one równe zeru.

Rozpatrzono stan ustalony. Wykorzystując różnice skończone w dziedzinie czasu układ równań (9) sprowadzono do postaci algebraicznej:

$$\mathbf{K} \cdot \mathbf{A}_{t+\theta} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C} \cdot (\mathbf{A}_{t+\theta} - \mathbf{A}_t) = \mathbf{F}_{t+\theta} - \mathbf{D} \cdot \mathbf{A}_{t+\theta}, \quad (10)$$

gdzie:

Δt – krok całkowania po czasie,

$\mathbf{A}_{t+\theta} = \mathbf{A}(t_{l+\theta})$ – wektor współczynników $A_m(t)$ w chwili $t = t_{l+\theta}$,

θ – stała.

Zależność (10) została przedstawiona na schemacie: Cranka-Nicholsona (dla $\theta = 1/2$), Galerkina ($\theta = 2/3$), lub na niejawnym schemacie Eulera ($\theta = 1$). Schematy te są absolutnie stabilne dla równań liniowych [5]. Rozwiązanie w stanie ustalonym spełnia poza tym warunek okresowości w dziedzinie czasu, który można zapisać w postaci

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_{L+1}, \quad (11)$$

gdzie:

$L = T / \Delta t$, T – okres odpowiadający częstotliwości wymuszenia (1).

Zależność (11) można traktować jako warunek brzegowy w dziedzinie czasu i zastąpić schemat różnicowy (10) równoważnym zagadnieniem brzegowym (w czasie i przestrzeni), które jest bardziej stabilne. Oznacza to, że do obliczeń można przyjąć znacznie większy krok Δt , którego wielkość jest limitowana jedynie żadaną dokładnością rozwiązania, a nie względami stabilności. Wykorzystując schemat Cranka-Nicholsona oraz antysymetrię wymuszenia (1), schemat krokowy (10) zastąpiono skończonym układem równań algebraicznych:

$$\left[\frac{1}{\Delta t} \mathbf{C} - \frac{1}{2} \mathbf{K}(v_r) \right] \cdot \mathbf{A}_I - \left[\frac{1}{\Delta t} \mathbf{C} + \frac{1}{2} \mathbf{K}(v_r) \right] \cdot \mathbf{A}_{I+1} = -\mathbf{F}_{I+1/2} + \frac{1}{2} \mathbf{D} \cdot (\mathbf{A}_{I+1} + \mathbf{A}_I), \quad (12)$$

które należy rozwiązać jednocześnie dla L momentów czasu ($I=1,2,\dots,L$) na jakie podzielono przedział $[0, T/2]$, gdzie $L = T/2\Delta t$. Równania (12) są nieliniowe, ponieważ elementy macierzy \mathbf{K} zależą od reluktywności względnej materiału, która dla większości ferromagnetyków zmienia się w zależności od modułu wektora indukcji magnetycznej \mathbf{B} . Układ równań (12) rozwiązano metodą punktu stałego opartą na wykorzystaniu twierdzenia Brouwera.

3. Metoda punktu stałego

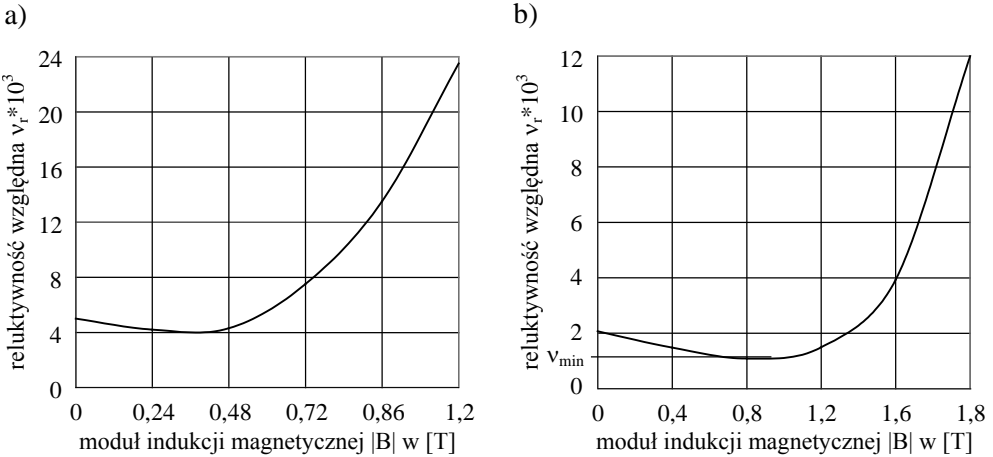
Niech I oznacza odcinek $[0, 1]$. Dla każdej naturalnej liczby n przestrzeń R^n , będąca iloczynem kartezjańskim n zbiorów liczb rzeczywistych, nazywa się n -wymiarową przestrzenią Euklidesową, a przestrzeń I^n będąca iloczynem kartezjańskim n kopii odcinka I – n -wymiarową kostką.

Twierdzenie o punkcie stałym (Brouwera): Dla każdej naturalnej liczby n oraz ciągłego przekształcenia $f: I^n \rightarrow I^n$ istnieje taki punkt $x \in I^n$, że $f(x) = x$ [6].

Nad przekrojem ferromagnetyka rozpięto siatkę elementów skończonych. Jeżeli siatka ta jest dostatecznie gęsta, to można przyjąć, że mamy jednakową wartość reluktywności w całym elemencie. To oznacza, że reluktywność ferromagnetyka może być przedstawiona za pomocą macierzy \mathbf{v} , której elementami są dyskretne wartości reluktywności względnej M_E elementów skończonych w L momentach czasu, na jakie podzielono przedział $[0, T/2]$. Wartości te należą do zbioru, który jest iloczynem kartezjańskim M_E odcinków $[0, 1]$ w L chwilach czasu. Ten zbiór tworzy wielowymiarową kostkę. Podstawiając dyskretne wartości macierzy \mathbf{v} do równań (12) można je rozwiązać metodami algebry liniowej (np. metodą eliminacji

Gaussa), otrzymując w rezultacie wartości współczynników $A_m(t_I)$. Korzystając z aproksymacji (5) oblicza się rozkład potencjału a następnie indukcji magnetycznej (2a) w każdym elemencie skończonym. Znając moduł indukcji magnetycznej można znaleźć odpowiadającą mu wartość reluktywności, korzystając bezpośrednio z charakterystyki materiałowej $\nu_r(|\mathbf{B}|)$ (rys. 2). W ten sposób otrzymano odwzorowanie, które można symbolicznie zapisać w postaci:

$$\mathbf{v}^{(k+1)} = \mathbf{G}(\mathbf{v}^{(k)}). \quad (13)$$



Rys. 2. Charakterystyki materiałowe $\nu_r(|\mathbf{B}|)$ dla: a) żeliwa, b) staliwa

Odwzorowanie to jest ciągle jako superpozycja ciągłych przekształceń i spełnia założenia twierdzenia Brouwera, a zatem posiada punkt stały. Ze względu na skomplikowany charakter odwzorowania (13) punktu stałego szukano wykorzystując procedurę iteracyjną przedstawioną w pracy [7].

4. Przykłady numeryczne

Obliczenia wykonano dla pręta o przekroju kołowym o promieniu $R = 2$ [mm], wykonanego ze staliwa ($\gamma = 6,67$ [MS/m]) lub żeliwa ($\gamma = 3,33$ [MS/m]). Przyjęto, że kontur S pokrywa się z brzegiem przewodnika $r = R$. Wykorzystano elementy trójkątne pierwszego rzędu. Na podstawie ogólnego rozwiązania równania Laplace'a we współrzędnych biegunowych (r, φ) i warunku brzegowego (1) przyjęto

$$A_{II}(r, \varphi, t) = RB_m \cos(\omega t + \zeta) \left[C_0 + \frac{r}{R} \sin \varphi + \sum_{n=1}^N C_n \left(\frac{r}{R} \right)^n \sin(n\varphi) \right]. \quad (14)$$

Lokalny nośnik funkcji bazowych pozwala wyznaczyć wkład pojedynczego elementu skończonego do układu równań (12):

$$\frac{1}{\Delta t} C_{m,n}^e = \frac{\mu_0 \gamma f L \Delta_e f_{m,n} a^2}{6}$$

$$\frac{1}{2} K_{m,n}^e = \frac{\nu_r}{8 \Delta_e} (b_m b_n + c_m c_n), \quad (15)$$

$$F_m^e = \frac{2 S_{m,1}}{6R} \cos(\omega t_{l+1/2} + \zeta),$$

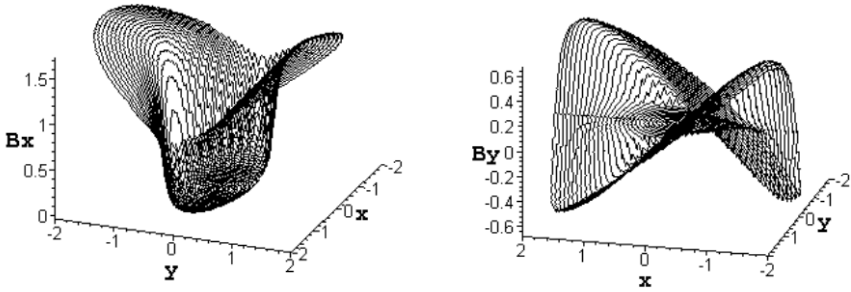
$$D_{m,n}^e = \frac{1}{36\pi R^2} \sum_{j=1}^N j S_{m,j} S_{n,j},$$

gdzie: $f_{m,n} = \begin{cases} 2 & \text{dla } m = n, \\ 1 & \text{dla } m \neq n. \end{cases}$

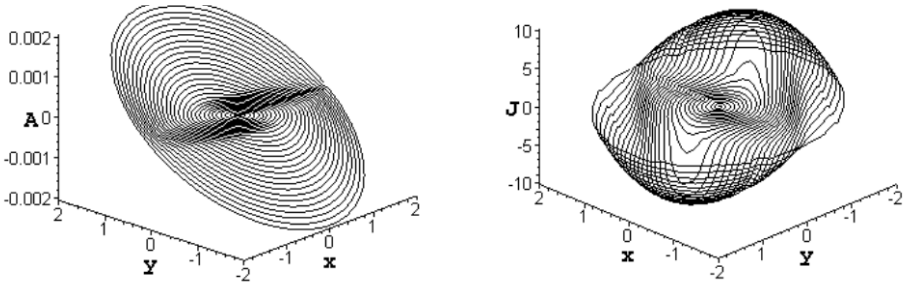
Wybrane rozkłady pola w pręcie przedstawiono na rysunkach od 3 do 6. Na podstawie wzoru Joule'a obliczono straty mocy na prądy wirowe w pręcie:

$$P_r = \frac{P}{P_0} = \frac{4L(\mu_0 \gamma R)^2}{9} \sum_{l=1}^{L/2} \sum_{e=1}^{M_E} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \left\{ f_{i,j} \Delta_e \left[\left(A_i^{2l} - A_i^{2l-1} \right) \left(A_j^{2l} - A_j^{2l-1} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + 2 \left(A_i^{2l+1} - A_i^{2l} \right) \left(A_j^{2l+1} - A_j^{2l} \right) \right] \right\} \quad (16)$$

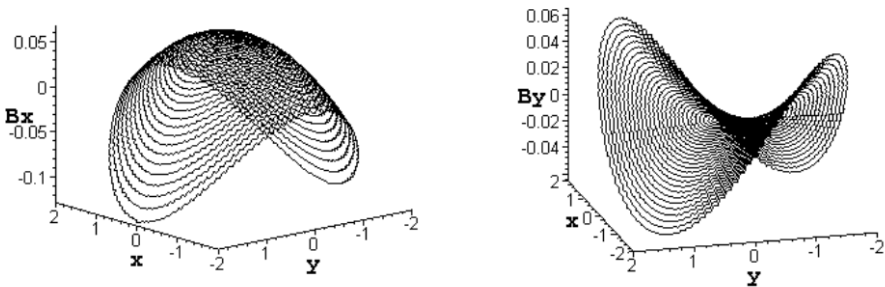
gdzie: $P_0 = \frac{B_m^2}{2\mu_0^2 \gamma} I_c \cdot$



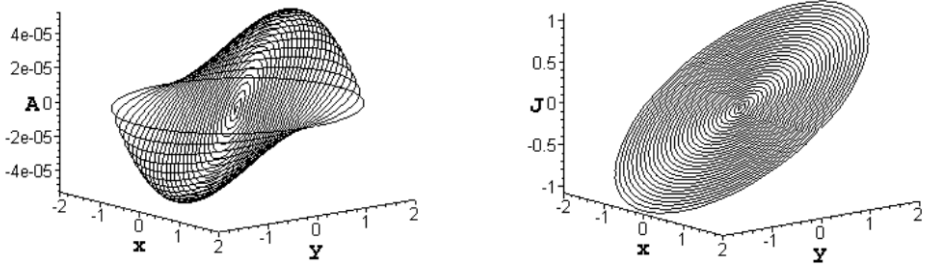
Rys. 3. Składowe B_x i B_y w chwili $t = 0$ w pręcie stalowym umieszczonym w poprzecznym polu magnetycznym o parametrach: $B_m = 0,5$ [T] i $f = 500$ [Hz]



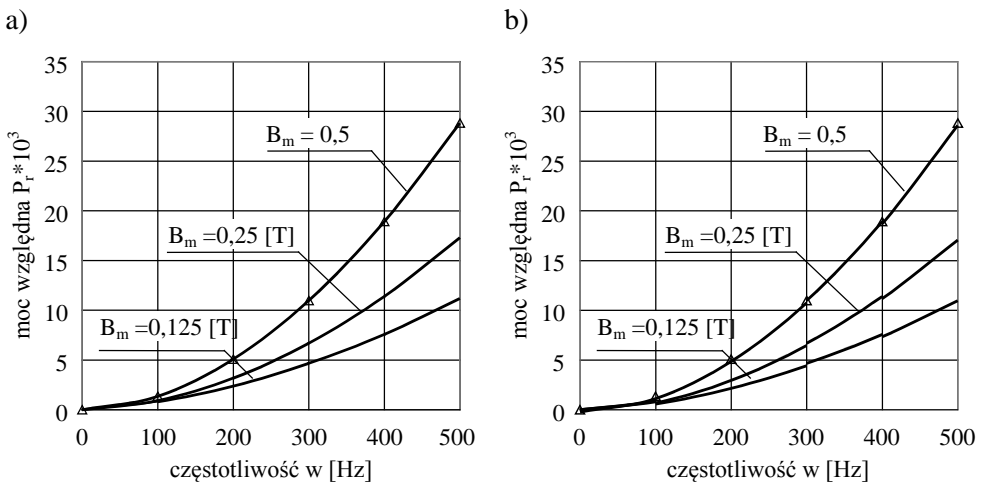
Rys. 4. Potencjał wektorowy i gęstość prądów wirowych w chwili $t = 0$ w pręcie stalowym umieszczonym w poprzecznym polu magnetycznym o parametrach $B_m = 0,5$ [T] i $f = 500$ [Hz]



Rys. 5. Składowe B_x i B_y w chwili $t = T/4$ w pręcie żelaznym umieszczonym w poprzecznym polu magnetycznym o parametrach: $B_m = 0,125$ [T] i $f = 100$ [Hz]



Rys. 6. Potencjał wektorowy i gęstość prądów wirowych w chwili $t = T/4$ w żeliwnym przecie umieszczonym w poprzecznym polu magnetycznym o parametrach : $B_m = 0,125$ [T] i $f = 100$ [Hz]



Rys. 7. Charakterystyki względnych strat mocy na prądy wirowe w przecie: a) stalowym i b) żeliwnym

Wyniki obliczeń przedstawiono w postaci graficznej na rysunku 7. Z przedstawionych wykresów wynika, że względne straty mocy na prądy wirowe w przewodniku ferromagnetycznym zależą m. in. od amplitudy zewnętrznego pola magnesyjącego. Nie występuje to w materiałach o liniowej charakterystyce magnesowania [8]. Jest to związane ze zjawiskiem nasycenia ferromagnetyka. Prądy wirowe powodują, że rozkład pola elektromagnetycznego w przewodniku jest nierównomierny. Pole magnetyczne jest wypychane w kierunku powierzchni przewodnika, gdzie jego wzrost może spowodować nasycenie ferromagnetyka. W rezultacie maleje przenikalność magnetyczna materiału μ i wzrasta zastępcza głębokość wni-

kania pola $\sigma = \sqrt{2/(\omega\mu\gamma)}$. Efekt nasycenia nasila się ze wzrostem natężenia zewnętrznego pola magnesującego.

5. Wnioski

Dokładność obliczeń oszacowano dla przypadku liniowego ($\mu = \text{const}$), dla którego istnieje dokładne rozwiązanie analityczne [9]. Przy obliczaniu strat mocy w przeciętne błęd względny dla siatki złożonej z 3600 elementów nie przekroczył 1,5%.

Przedstawiona metoda analizy pola elektromagnetycznego w środowisku nieliniowym ma pewne zalety. Zbieżność metod relaksacyjnych jest ograniczona przez zjawisko nasycenia ferromagnetyka. Z kolei metoda Newtona-Raphsona wymaga czasochłonnego obliczania macierzy Jacobiego w każdej iteracji. Poza tym jest ona bardzo wrażliwa na wybór początkowego przybliżenia. O ile przy obliczaniu stanów nieustalonych przyjmuje się często jako warunek początkowy stan całkowitego rozmagnesowania ciała ($\mathbf{B} = 0$, lub $\mathbf{H} = 0$), o tyle dla stanu ustalonego taka sytuacja nigdy nie zachodzi. Co więcej, nie jest możliwe oszacowanie stanu namagnesowania ciała w dowolnym momencie cyklu okresowego, jaki charakteryzuje stan ustalony. To sprawia trudności z wyborem początkowego przybliżenia w metodzie Newtona. Często obliczenia inicjuje się inną metodą (np. relaksacyjną) zanim uzyska się zbieżność procedury Newtona-Raphsona. Jak pokazano w niniejszej pracy, alternatywą może być wykorzystanie do obliczeń techniki punktu stałego. Metoda ta nie jest tak wrażliwa na wybór pierwszego przybliżenia rozwiązania jak metoda Newtona. W praktyce wystarczy przyjąć do pierwszej iteracji dowolną wartość $v_r^{(0)} \in [0, 1]$. Metoda jest szczególnie przydatna w przypadkach, gdy pole jest opisane za pomocą układu równań źle uwarunkowanych, co ma np. miejsce w zagadnieniach identyfikacji czy optymalizacji. Standardowe metody rozwiązywania równań nieliniowych okazują się niestabilne w warunkach równań źle uwarunkowanych. Jak wykazano w pracy [10] metoda punktu stałego może być godną uwagi alternatywą.

Literatura

- [1] **Thomson, J.J.:** *On the heat produced by eddy currents in an iron plate exposed to an alternating magnetic field.* Electrician 28 (1892) 599.
- [2] **Chen, Q., Konrad, A.:** *A review of finite element open boundary techniques for static and quasistatic electromagnetic field.* Trans. MAG-33 (1) (1997) 663-676.
- [3] **Tandon, S.C., Armor, A.F., Chari, M.V.K.:** *Nonlinear transient finite elements field computation for electric machines and devices.* IEEE Trans. PAS 102 (5) (1983) 1089-1096.
- [4] **Rolicz, P.:** *Bubnov-Galerkin method for exterior alternating field problems.* J. Appl. Phys. 15 (1982) 2401-2411.
- [5] **Houghes, T.:** *Unconditionally stable algorithms for nonlinear heat conduction.* Compt. Meth. Appl. Mech. Eng. 10 (1977) 135-139.
- [6] Engelking, R.: *General topology.* PWN - Warsaw (1989) (in Polish), English edition, (1977).
- [7] **Peterson W.:** *The fixed point theorem in modeling of eddy current power losses in ferromagnetic conductors placed in TM field.* SAMS 23 (1996) 309-321.
- [8] **Gąsiorowski A. K.:** *Non-symmetrical shaped conductors located in a time-harmonic TM field.* Archiv für Elektrotechnik 69 (1986) 1-9.
- [9] **Baron B.:** *Komputerowa analiza harmonicznego pola elektromagnetycznego we współrzędnych walcowych.* Skrypt Politechniki Śląskiej Nr 1673 – Gliwice 1993.
- [10] **Peterson W.:** *The fixed point theorem in electrophysical identification.* SAMS 27 (1997) 147-159.

FIXED-POINT TECHNIQUE IN COMPUTING OF EDDY CURRENTS IN FERROMAGNETIC CONDUCTING MEDIUM

Summary: Eddy currents induced by a transverse magnetic field in a long ferromagnetic bar are investigated. This problem, by nature, leads to an open boundary field. It is analysed by a finite element method coupled with a separation of variables. A steady state is considered. A nonlinear system of equations is obtained because of a ferromagnetic material of the bar. Equations are solved by a fixed-point technique based on Brouwer's theorem. Selected examples of the field distribution in the conductor cross section are presented. Power losses of eddy currents induced in the conductor are computed. The results are illustrated in a graphic form.

Key words: electromagnetics, eddy currents, ferromagnetic conductors, fixed-point technique

Artykuł zrealizowano w Politechnice Białostockiej w ramach projektu badawczego nr W/WE/9/01.

Adam Sołbut

MODELOWANIE UKŁADÓW NAPĘDOWYCH ZASILANYCH Z URZĄDZEŃ PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH

Streszczenie: Artykuł jest prezentacją rozwiązań programowych, które umożliwiają stosunkowo szybkie przygotowanie programów symulacyjnych, uwzględniających skokowe zmiany funkcji wymuszeń (np. skokowe zmiany napięcia falownika) oraz skokowe zmiany struktury modelu opisującego proces. Przedstawione rozwiązania oparte są na języku C oraz C++, przy czym wskazano tu na konieczność uwzględnienia w czasie przygotowania symulacji elementów związanych z numerycznym rozwiązywaniem równań różniczkowych. Pierwsze proponowane rozwiązanie programowe wykorzystuje moduł napisany w języku C do szybkiego przygotowania programów symulacyjnych w środowisku DOS. W module przygotowano procedury numeryczne oraz procedury graficznej prezentacji wyników symulacji. Drugim proponowanym rozwiązaniem programowym jest biblioteka klas napisanych w języku C++. Jako przykłady pokazano wybrane przebiegi modelowania silnika indukcyjnego zasilanego z falownika MSI oraz przebiegi sterowania impulsowego silnika prądu stałego.

Słowa kluczowe: symulacja, programowanie.

1. Wprowadzenie

Z modelowaniem układów napędowych zasilanych z urządzeń przekształtnikowych wiąże się wiele problemów wynikających ze stosowania klasycznych metod całkowania numerycznego. Metody te przeznaczone są do rozwiązywania zagadnień przy ciągłych funkcjach wymuszeń. W przypadku stosowania przekształtników do zasilania maszyn elektrycznych modelowanie numeryczne może opierać się na większości zjawisk występujących w silniku i przekształtniku. W takiej sytuacji należy uwzględniać w procesie symulacji czas załączeń i wyłączeń kluczy przekształtnika oraz wykonywać całkowanie numeryczne w stosunkowo długim czasie (np. czasie związanym z rozruchem silnika). Uwzględnienie wszystkich ww. wymagań jest związane ze stosowaniem bardzo małego kroku, co znacznie spowalnia czas trwania procesu symulacji a jednocześnie może być powodem powstawania błędów wynikających ze skończonej dokładności reprezentacji liczby zmiennoprzecinkowej na komputerze. Innym sposobem analizy jest rozdzielenie symulacji zagadnień związanych z komutacją oraz innymi zjawiskami o krótkim

czasie trwania oraz pozostałych zagadnień napędowych. Symulację zjawisk krótkotrwałych można z powodzeniem wykonać w pakietach analizy takich jak np. PSpice. W analizie pracy układu napędowego można przyjąć, że przełączenie odbywa się skokowo (w nieskończenie krótkim czasie). W takiej sytuacji należy zmodyfikować klasyczne metody numerycznego rozwiązywania równań różniczkowych, uwzględniając skokowe zmiany funkcji wymuszeń oraz skokowe zmiany modelu matematycznego opisującego układ napędowy (każde załączenie lub wyłączenie klucza powoduje skokową zmianę parametrów modelu lub jego struktury). Znane pakiety przeznaczone do modelowania układów ciągłych (PSI/C, TUTSIM i inne) dając duże możliwości modelowania, mają istotną wadę, która wynika z podstawowej cechy jaką miało być ułatwienie przygotowania procesu symulacji.. Wadą tą jest m.in. brak możliwości kontroli długości kroku całkowania (w momencie tworzenia modelu numerycznego), niezbędnej np. do dokładnego określenia czasu przełączenia kluczy w urządzeniach przekształtnikowych. Kontrola kroku całkowania sprowadza się w tych pakietach co najwyżej do stosowania metod umożliwiających szacowanie błędu całkowania numerycznego dla procesów ciągłych. W przypadku urządzeń przekształtnikowych krok całkowania, wynikający z szacowania błędu, do czasu kolejnej zmiany funkcji wymuszeń, może być znacznie dłuższy. W celu umożliwienia analizy stosuje się metody polegające na znacznym zmniejszeniu kroku całkowania. Jeśli np. rozważamy silnik indukcyjny zasilany z falownika MSI, to aby nie dopuścić do błędów symulacji, musimy pracować z bardzo małym krokiem jedynie po to, by nie „zgubić” żadnej zmiany stanu falownika. Metoda modelowania zaprezentowana w niniejszym artykule umożliwia pełną kontrolę procesu symulacji, dając jednocześnie stosunkowo proste narzędzia wspomagające przygotowanie procesu symulacji w postaci modułu dla języka C. Moduł testowano w różnych wersjach kompilatorów języka C firmy Borland International (od TurboC v.2.1 do Borland C++ v.5.02). Moduł ten przygotowano do środowiska DOS; tak więc zawiera on, oprócz procedur symulacyjnych, możliwość obsługi grafiki oraz umożliwia pracę interaktywną, pozwalającą np. na zmiany parametrów (oraz zmiennych stanu) w czasie symulacji. Drugim rozwiązaniem jest biblioteka klas w języku C++. W tym przypadku, z uwagi na przygotowanie pakietu do dowolnego środowiska operacyjnego (DOS, WINDOWS, UNIX), pakiet zawiera jedynie procedury symulacyjne oraz daje możliwość zapisu wyników symulacji do pliku w formacie tekstowym oraz binarnym. Analiza wyników symulacji może zostać przeprowadzona np. w programie Anagraf lub w dowolnym innym programie, umożliwiającym analizę danych w postaci pliku tekstowego.

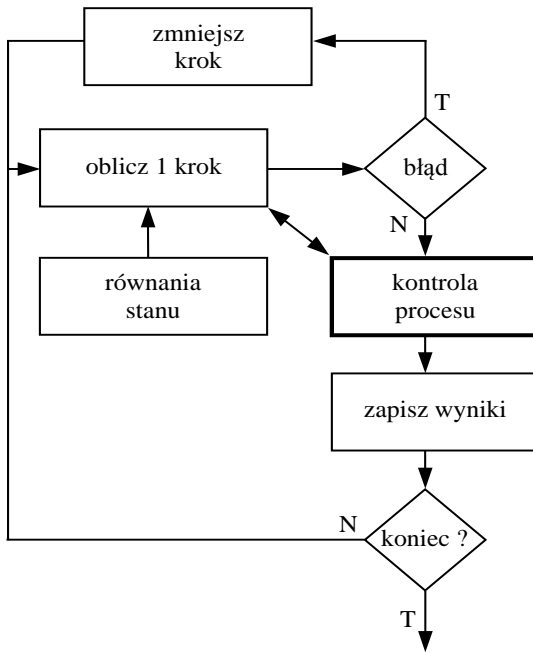
Pakiet Matlab wraz z Simulink-em daje duże możliwości symulacyjne, przy czym mechanizmy związane z dokładnym umieszczeniem procesu symulacji w momencie przełączeń są możliwe do realizacji przy wykorzystaniu mechanizmu nazywanego w tym pakiecie „zero crossing”. Mechanizm ten daje możliwości

ustawienia symulacji blisko punktów, w których następuje przejście przez konkretną wartość zmiennej, lecz jest dostępny pośrednio poprzez używanie wybranych bloków pakietu, takich jak np. abs, sign, switch, integrator i innych. W pakiecie można realizować także własne bloki funkcyjne wykorzystujące ten mechanizm, przy czym do praktycznej realizacji takich funkcji niezbędne są dokładne informacje dotyczące struktury tzw. S-funkcji, tzn. dokładnej analizy sposobu generacji kodu współpracującego z Matlabem, przy czym możliwa jest generacja takiego kodu w językach C, Ada czy też Fortran. Mechanizmy te są silnie rozbudowane. Należy pamiętać, że Matlab jest pakietem pracującym na zasadach interpretera, co powoduje znaczne wydłużenie czasu obliczeń symulacyjnych. Można przyspieszyć symulacje stosując mechanizmy typu Real Time Workshop czy też Matlab Compiler. Łączne koszty pakietu z możliwością wykorzystania wszystkich mechanizmów są stosunkowo wysokie. Problemem jest także możliwość wykorzystania algorytmów symulacyjnych na różnych platformach sprzętowych i programowych.

2. Algorytm symulacji

Klasyczne programy symulacyjne przeprowadzają całkowanie numeryczne na podstawie równań stanu opisujących analizowany proces. Równania stanu są niezbędne do szacowania wartości zmiennych stanu w odległości kroku h od punktu wyjściowego. Po ocenie błędu następuje zmniejszenie kroku i ponowne obliczenie kroku całkowania lub, po poprawnie obliczonym kroku, zapisanie wyników do pliku (lub na ekranie w postaci rysunku). Następują następne kroki aż do uzyskania warunku końcowego jakim jest zwykle narzucony końcowy czas symulacji. Uwzględnienie skokowych zmian funkcji wymuszeń lub skokowych zmian struktury opisującej proces (a więc zmiany postaci równań stanu) możliwe jest na etapie kontroli czasu oraz kontroli wartości zmiennych stanu po wykonaniu każdego kroku całkowania – przed ich zapisem (rys. 1). W zależności od wyników kontroli należy powtórzyć obliczenia dla dokładnie wyznaczonego czasu lub dokonać korekty procesu symulacji.

Istotną elementem przedstawionego na rysunku 1 algorytmu modułu symulacyjnego jest blok kontroli procesu symulacji. W klasycznych programach symulacyjnych po poprawnie obliczonym kroku następuje zapis danych oraz, ewentualnie, obliczenie następnych kroków. W proponowanym rozwiązaniu blok kontroli może być tworzony przez użytkownika modułu



Rys. 1. Algorytm modułu symulacyjnego

3. Kontrola procesu

Kontrola procesu symulacji opiera się na wykorzystaniu możliwości wykonywania czynności związanych z testowaniem warunków przekroczenia czasu przy skokowych zmianach funkcji wymuszeń lub innych elementów modelowanego procesu po prawidłowo wykonanych obliczeniach pojedynczego kroku symulacji. W tym momencie system wywoła odpowiednio przygotowaną funkcję użytkownika, w której możliwe jest dokonywanie korekt procesu kontrolowanych przez takie czynniki, jak:

- czas (np. czas zaistnienia skokowej zmiany funkcji wymuszeń),
- zmienne stanu (np. zmiana struktury modelu po przekroczeniu określonej wartości zmiennej stanu),
- inne zadeklarowane zmienne.

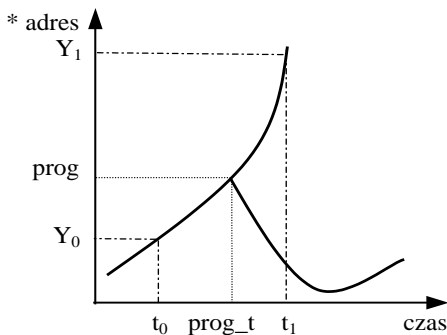
Na potrzeby kontroli procesu moduł dostarcza następujących funkcji pomocniczych:

- a) *int korekta_czas(double prog_t)*,
- b) *int korekta_zmiennej(double *adres, double prog)*,

c) *definiuj_korekta(*adres)*,

d) *int korekta_(prog)*.

Wymienione funkcje zwracają wartość typu całkowitego w zależności od wyników działania. Wartość równa jeden oznacza poprawne wykonanie korekty. Jeśli wartość deklarowanego proggu leży poza granicami wyznaczonymi wartością początkową i końcową zmiennych dla danego kroku całkowania funkcja zwraca zero. *Adres* jest wskaźnikiem na kontrolowaną zmienną, natomiast *prog* jest wartością proggu dla którego wykonywana jest korekta (rys. 2). Na rysunku przedstawiono wszystkie możliwe do wykonania korekty procesu symulacji. Y_0 oraz Y_1 są to wartości kontrolowanej zmiennej dla czasu, odpowiednio, t_0 i t_1 . W sytuacji kontroli czasu (użycie procedury *korekta_czasu(prog_t)*) po obliczeniu wartości zmiennych dla czasu t_1 następuje sprawdzenie, że czas ten przekroczył wartość *prog_t*. W tym momencie następuje cofnięcie procesu symulacji dokładnie do punktu *prog_t* i dopiero wówczas zapis wyników. Może też w tym momencie nastąpić zmiana równań stanu i proces może przebiegać dalej według innej krzywej, pokazanej przykładowo na rysunku 2. Podobnie zachowuje się układ przy kontroli zmiennej. Po stwierdzeniu (w procedurze *kontrola_zmiennej()* lub *kontrola()*), że wartość *prog* leży pomiędzy wartościami Y_0 i Y_1 , następuje szacowanie czasu *prog_t* i ustawienie procesu dokładnie dla podanych warunków. Dalszy etap całkowania numerycznego rozpoczyna się dokładnie od czasu *prog_t* i odpowiadających mu wartości zmiennych stanu.



Rys. 2. Korekta procesu symulacji

4. Budowa programu z użyciem modułu symulacyjnego

W programie symulacyjnym należy przygotować dwie procedury:

- a) procedurę obliczającą pochodne zmiennych stanu (zawierającą zapis równań stanu lub zapis kilku wersji równań stanu opisujących proces),

b) procedurę kontroli procesu, uwzględniającą specyficzne elementy modelowanego procesu, jak np. kontrolę czasu, testowanie warunków na zmienne stanu, ustalenie wartości zmiennych sterujących. W procedurze tej należy wywołać procedurę *rysuj()*. Umożliwia ona wyprowadzenie wyników na ekran i, ewentualnie, zapis wyników symulacji do pliku.

Wszystkie zmienne oraz pochodne muszą być deklarowane w module użytkownika. Należy używać liczb zmiennoprzecinkowych podwójnej precyzji (*double*). Zmienne stanu, pochodne oraz inne wielkości, które chcemy kontrolować, powinny zostać zarejestrowane poprzez użycie następujących procedur rejestracyjnych:

- a) *void zmienne_stanu(double *zmienna, double *pochodna, char *s);*,
- b) *void parametry(double *xp, char *s);*,
- c) *void do_rysowania(double *xr, char *s);*

Parametrami tych procedur są odpowiednie adresy zmiennych stanu (*zmienna*), ich pochodnych (*pochodna*) oraz innych zmiennych (*xr*) i parametrów procesu symulacji (*xp*). Ostatnim parametrem procedur jest wskazanie na nazwy zmiennych zarejestrowanych w programie symulacyjnym. W gotowym programie symulacyjnym dostęp do zarejestrowanych zmiennych odbywa się poprzez odwołania do ww. nazw.

Przebieg procesu symulacji zależy w dużym stopniu od wartości parametrów opisujących proces. W momencie tworzenia i testowania programu symulacyjnego należy oszacować maksymalny krok całkowania numerycznego. W zależności od przyjętej metody całkowania wartość zbyt dużego maksymalnego kroku całkowania może prowadzić do niestabilności numerycznej procesu lub do błędnego całkowania wynikającego np. z błędów w wyznaczeniu kolejnych punktów obliczanej funkcji wymuszeń. Stąd w programie dostępna jest zmienna określająca maksymalny krok całkowania numerycznego *h_max*. Uruchomienie procesu symulacji następuje po wywołaniu procedury:

```
void start_prog(void (*row)(void), void (*eq)(void), void (*opc)(void), char *opis);
```

Parametrami wywołania są kolejno:

- procedura obliczeń pochodnych (równania stanu) – *row()*,
- procedura kontroli procesu – *eq()*,
- procedura pomocnicza *opc()*,
- opis procesu symulacji – *opis*.

Procedura pomocnicza wywoływana jest w momencie zmiany parametrów opisujących proces, co umożliwia uzależnienie maksymalnego kroku całkowania oraz innych zmiennych używanych w programie (nieдоступnych bezpośrednio z wynikowego programu) od parametrów wprowadzanych przez użytkownika. Do działania modułu jest niezbędna jedynie procedura obliczająca równania stanu. W takim przypadku należy zamiast nazw procedur kontroli procesu i procedury pomocni-

czej użyć stałej NULL, dając w ten sposób możliwość użytkowania modułu w „klasycznej” postaci.

W programie dostępne są także globalne zmienne określające czas (zmienna t) oraz krok całkowania (zmienna h). Moduł został przygotowany przy założeniu stosowania modelu pamięci: huge i dostosowany do środowiska DOS. Po uruchomieniu symulacji następuje przejście kontroli nad wszystkimi elementami komputera, stąd w procedurach używanych w procesie symulacji nie należy używać procedur obsługi ekranu, zarówno w trybie tekstowym jak i graficznym. Moduł ma mechanizmy zabezpieczające przed niekontrolowanym zakończeniem pracy w wyniku np. wystąpienia błędów zmiennoprzecinkowych.

5. Sterowanie pracą programów napisanych przy użyciu modułu

Sterowanie pracą programu odbywa się poprzez system prostego menu. Po uruchomieniu programu następuje kolejno przejście przez dwie opcje menu, tzn. przez **WIELKOŚCI DO WYPROWADZENIA** oraz **GRAFIKA I CZAS**. Następnie pojawia się menu w postaci kolejnych poleceń do wyboru:

PARAMETRY
WARUNKI POCZĄTKOWE
DOKŁADNOŚĆ OBLICZEŃ
FUNKCJE DO WYPROWADZENIA
GRAFIKA I CZAS
START SYMULACJI
KONTYNUACJA SYMULACJI
OPCJE PROGRAMU
MNOŻNIKI
EXIT

Wybranie pozycji **PARAMETRY** lub **WARUNKI POCZĄTKOWE** umożliwia odczyt z pliku, zapis do pliku lub edycję wielkości zadeklarowanych w programie jako parametry lub wielkości do wyprowadzenia. Do danych tych odwołujemy się poprzez odszukanie na liście wyboru ich opisów.

Pozycja **DOKŁADNOŚĆ OBLICZEŃ** umożliwia zmianę wartości maksymalnego kroku całkowania oraz względnego i bezwzględnego błędu obliczeń. Jej działanie zależne jest od wybranej metody całkowania numerycznego, przy czym dla metod o stałym kroku całkowania krok jest ustawiany parametrem **KROK MAKSYMALNY**.

Pozycja **FUNKCJE DO WYPROWADZENIA** umożliwia ustalenie, tego które wielkości, przewidziane w programie jako wielkości do rysowania, będą rysowane na ekranie.

Pozycja **GRAFIKA I CZAS** umożliwia ustalenie początkowego i końcowego czasu symulacji oraz parametrów opisujących „okno” graficzne na ekranie, tzn. opis tego okna w liczbach rzeczywistych (minimalne i maksymalne parametry na osi 0X i osi 0Y).

Pozycje **START SYMULACJI** i **KONTYNUACJA SYMULACJI** różnią się między sobą jedynie warunkami startu. **START SYMULACJI** zawsze zeruje czas symulacji i ustawia warunki początkowe na wartości ustalone w opcji **WARUNKI POCZATKOWE**. Po wybraniu tych opcji program przechodzi do procesu symulacji. Komputer pracuje w takim momencie w trybie graficznym. Zatrzymanie procesu symulacji następuje po wciśnięciu klawisza ESC lub po dojściu czasu do wartości ustawionej w opcji **GRAFIKA I CZAS**. Po zatrzymaniu symulacji możliwe są następujące opcje wywoływane wciśnięciem następujących klawiszy:

- k – następuje kontynuacja symulacji; działanie tej opcji zależne jest od sposobu zatrzymania symulacji: jeśli był to klawisz ESC, to kontynuacja jest do uzyskania odpowiedniego czasu w innym przypadku następuje wydłużenie czasu symulacji,
 - p – umożliwia zmianę wartości parametrów bez czyszczenia ekranu graficznego; wybór parametru odbywa się klawiszami GÓRA i DÓŁ; klawiszem ENTER umożliwiamy korektę wybranego parametru, natomiast klawisz ESC umożliwia powrót do graficznego menu umożliwiającego np. kontynuację symulacji; opcja ta umożliwia w jednym rysunku pokazanie wpływu parametrów na własności symulowanego procesu,
 - w – jak wyżej, lecz dotyczy aktualnych wartości zmiennych stanu. Opcja ta umożliwia skokową zmianę zmiennych stanu, np. w celu porównania przebiegów na jednej charakterystyce,
 - s – opcja umożliwia zapis ekranu graficznego do pliku PCX; umożliwia to późniejszą obróbkę wyników symulacji w programach graficznych i edytorach tekstu,
 - c – jak wyżej, lecz dla kolorowego formatu PCX,
- ESC – powoduje przejście sterowania do MENU.

Pozycja **OPCJE PROGRAMU** umożliwia kolejno: ustalenie nazwy pliku, w którym będą zapisywane wyniki symulacji (w celu ich analizy programem **ANAGRAF**), włączenie lub wyłączenie opcji zatrzymania po dojściu czasu do t_{max} . Wyjaśnienia wymaga opcja zatrzymania pracy programu po uzyskaniu czasu maksymalnego. Jeśli chcemy, aby symulacja trwała ciągle, bez naszej ingerencji, to po osiągnięciu t_{max} powinno nastąpić automatyczne przeskalowanie osi 0X oraz wy-

czyszczenie ekranu i kontynuacja symulacji o następny odcinek czasu. Symulacja trwa tutaj aż do wciśnięcia klawisza ESC.

W opcji tej możliwy jest wybór metody całkowania numerycznego.

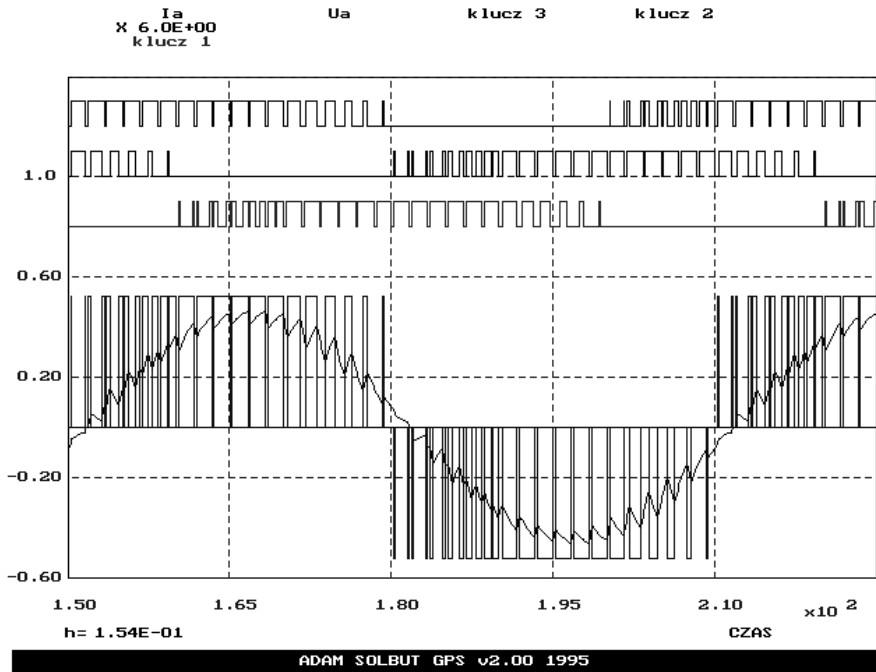
Ostatnia pozycja MENU to **MNOŻNIKI**. Umożliwia ona ustalenie wartości, przez które mają być pomnożone ustalone wielkości do rysowania na ekranie. Opcja ta jest przydatna w momencie, gdy chcemy na jednym rysunku otrzymać różne wielkości o istotnie różniących się wartościach, otrzymywanych w procesie symulacji (np. jednocześnie prąd rzędu kilku amperów i napięcie rzędu kilkuset wolt).

6. Przykłady symulacji

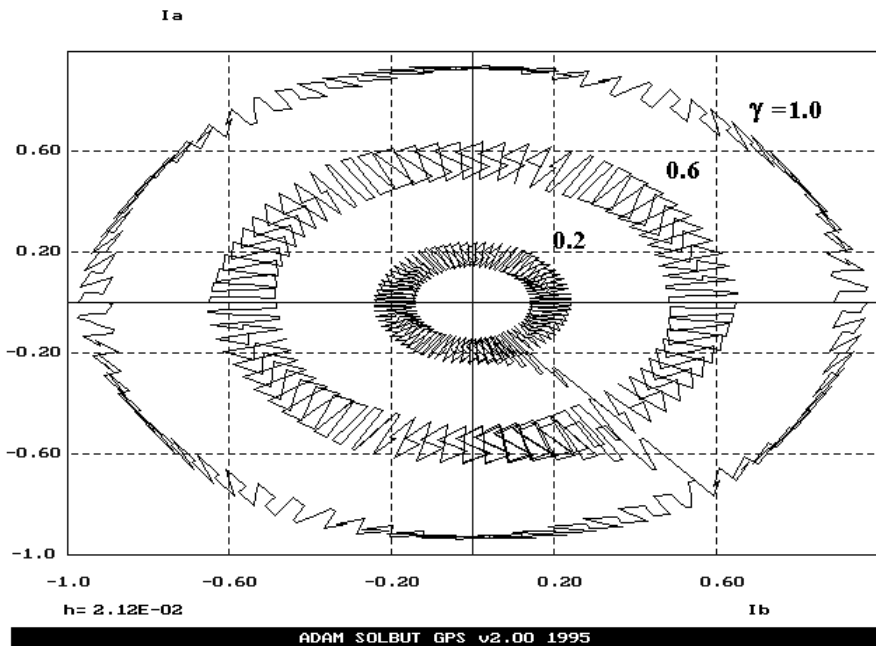
Opisywany moduł symulacyjny wykorzystywany jest do budowy programów symulacyjnych, zarówno dydaktycznych jak i wspomagających prace naukowo-badawcze. Istotne problemy symulacyjne pojawiały się w przypadku prób modelowania zjawisk w silnikach zasilanych z falowników MSI [1]. Zastosowanie proponowanych rozwiązań programowych umożliwiło przeprowadzenie dokładnych symulacji.

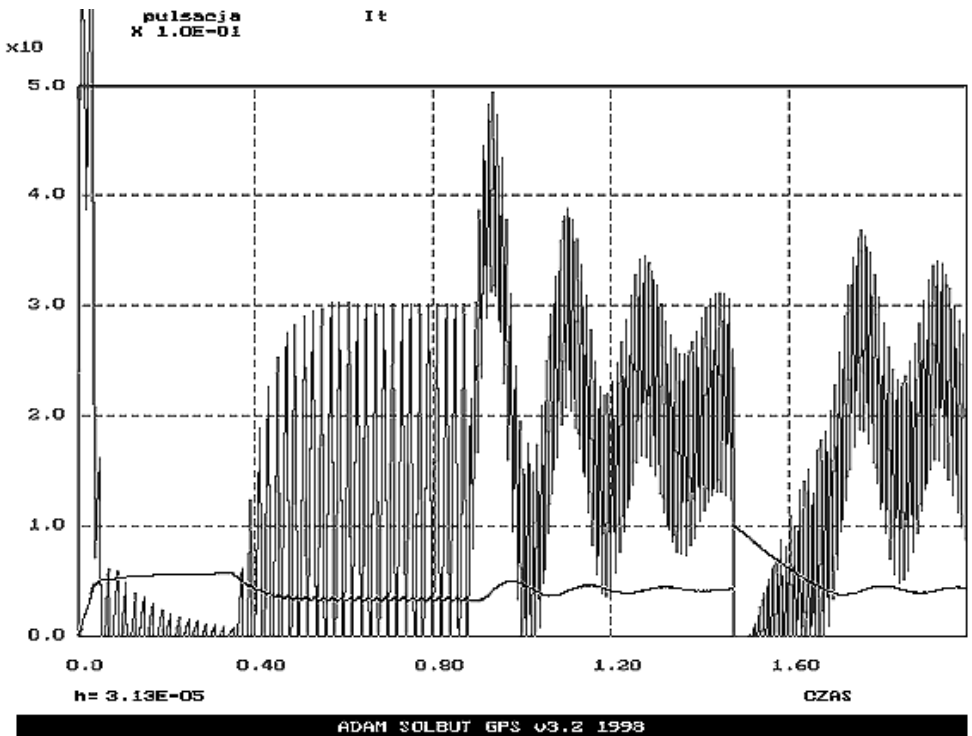
Na rysunku 3 pokazano przykładowe przebiegi wartości chwilowych napięcia i prądu silnika indukcyjnego trójfazowego oraz stanów kluczy falownika MSI. Moduł umożliwia rysowanie wykresów nie tylko w dziedzinie czasu, lecz także w dowolnym układzie współrzędnych. Rysunek 4 przedstawia trajektorię wektora prądu silnika indukcyjnego, zasilanego z falownika MSI. Rysunek 5 prezentuje możliwości pakietu przy skokowych zmianach parametrów i skokowych zmianach zmiennych stanu. Pokazano tu przebiegi prądu i pulsacji silnika prądu stałego, zasilanego impulsowo przy skokowej zmianie momentu obciążenia. W trakcie symulacji została wymuszona skokowa zmiana pulsacji.

Moduł symulacyjny umożliwia zapisywanie wyników do pliku w formacie akceptowanym przez program Anagraf [2]. Możliwa jest dzięki temu pełna analiza danych uzyskanych w procesie symulacji. Rozwiązanie takie daje także możliwość porównywania symulacji oraz pomiarów laboratoryjnych, wykonywanych np. przy pomocy oscyloskopów cyfrowych.



Rys. 3. Wybrane przebiegi czasowe falownika MSI

Rys. 4. Symulowany prąd silnika w układzie $\alpha - \beta$



Rys. 5. Stany przejściowe silnika prądu stałego zasilanego impulsowo

7. Wnioski

Uwzględnienie w procesie symulacji częstych, skokowych zmian funkcji wymuszeń oraz skokowych zmian struktury równań opisujących proces możliwe jest przy zapewnieniu pełnej kontroli procesu symulacji na etapie budowy modelu numerycznego. Zaproponowane rozwiązanie, w postaci modułu dla języka C, daje duże możliwości konstrukcji programów symulacyjnych. Istotnym elementem jest tu możliwość stosowania wszystkich elementów języka użytego do budowy modułu, co daje jednocześnie duże możliwości analizy uzyskanych danych.

W ramach rozwoju mechanizmów wspomagających przygotowanie programów symulacyjnych została przygotowana biblioteka klas napisanych w języku C++. Istniejąca wersja biblioteki umożliwia stosunkowo łatwe przygotowanie symulacji uwzględniających opisane w artykule problemy, przy czym w bibliotece nie umieszczono klas wizualizacji symulacji, pracy interaktywnej oraz możliwości analizy wyników symulacji. Biblioteka zawiera jedynie klasy wspomagające proces symulacji. Bibliotekę testowano w środowisku Windows oraz Linux, przy

czyż stosowano tu kompilatory języka C++ różnych firm (Borland C++5.02, Microsoft Visual C, gnu CC), sprawdzając w ten sposób możliwość jej wykorzystania w dowolnym środowisku przy pełnym zapewnieniu przenośności oprogramowania. Prowadzone obecnie prace zmierzają do umożliwienia wykorzystania tak przygotowanej biblioteki do generowania programów wykorzystujących możliwości pracy współbieżnej wątków i procesów we współczesnych systemach operacyjnych.

Literatura

- [1] **Solbut A, Aleksandrowicz S.:** *Modelowanie falownika MSI w oparciu o Generator Programów Symulacyjnych*. Konferencja Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice ZKwE'97, Poznań/Kiekrz 7-9 kwietnia 1997, s. 273-276.
- [2] **Solbut A.:** *Komputerowe wspomaganie badań laboratoryjnych*. Konferencja Naukowo-Techniczna: „Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice”. ZKwE'96, Poznań/Kiekrz 1996.
- [3] „Simulink. Dynamic System Simulation for Matlab”, The Math Works Inc. 1999-2000.

MODELING DRIVING SYSTEMS SUPPLIED BY INVERTERS

Summary: The modules written in language C and C++, enabling easy preparation of the simulations programs is presented in the article. It is particularly useful during the processes of simulation when sudden changes of the excitation function (for example sudden changes of the converter voltage) and the model structure changes describing the modeled process. As the presentation of the module properties some results of the simulation process of the drive systems with AC and DC motors fed by converter controlled by Pulse Width Modulation (PWM) are showed

Key words: simulations, programming

Artykuł został opracowany w ramach pracy własnej W/WE/14/00.

Andrzej Andrzejewski

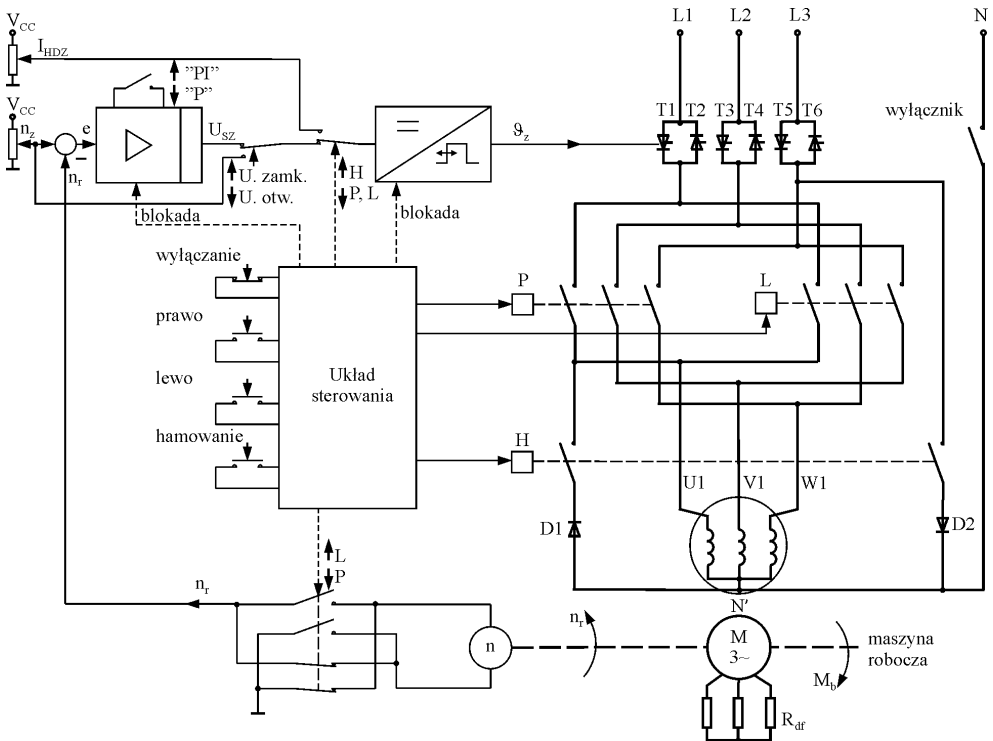
STANOWISKO LABORATORYJNE DO BADANIA UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM PIERŚCIENIOWYM ZASILANYM Z TYRYSTOROWEGO REGULATORA NAPIĘCIA

Streszczenie: W artykule zostało opisane stanowisko laboratoryjne do badania układu napędowego z silnikiem indukcyjnym pierścieniowym, zasilanym z tyrystorowego regulatora napięcia. W obwód wirnika silnika indukcyjnego pierścieniowego włączono dodatkowy rezystor trójfazowy. Rezystor dodatkowy zapewnia większą wartość poślizgu krytycznego niż jeden. Zastosowanie rezystora nie powoduje zmniejszenia momentu maksymalnego silnika. Ponadto silnik wytwarza duży moment rozruchowy. Przy tak ukształtowanej charakterystyce mechanicznej silnika indukcyjnego istnieje możliwość regulacji prędkością obrotową poprzez sterowanie napięciem zasilającym. Regulacji nie podlega częstotliwość napięcia zasilającego, lecz jego wartość skuteczna. Przekształtnikiem, za pomocą którego jest regulowana wartość skuteczna napięcia, jest tyrystorowy regulator napięcia. Wymieniony przekształtnik można zakwalifikować do układów klasy AC/AC. Przekształtnik jest fragmentem obwodu regulacji prędkości. Zastosowanie prądniczki tachometrycznej jako czujnika prędkości oraz regulatora prędkości umożliwiło uzyskanie sztywnych charakterystyk mechanicznych układu napędowego. Regulator można ustawić opcjonalnie jako typu P lub PI. W układzie zastosowano ciekawe rozwiązanie umożliwiające zadawanie prędkości silnika w obu kierunkach wirowania. Przewidziano możliwość hamowania dynamicznego prądem stałym silnika indukcyjnego. Prąd hamowania dynamicznego jest płynnie regulowany. Na stanowisku laboratoryjnym można badać właściwości statyczne oraz właściwości dynamiczne napędu.

Słowa kluczowe: napęd elektryczny, regulacja prędkości

1. Wstęp

W układach napędowych z silnikami indukcyjnymi istnieje wiele metod regulacji prędkości obrotowej [2]. Najpopularniejsze i najczęściej stosowane są metody oparte na zmianie częstotliwości napięcia zasilającego [1, 3]. Do przeprowadzenia procesu dydaktycznego potrzebne jest stanowisko laboratoryjne eksponujące właściwości układu napędowego z silnikiem indukcyjnym zasilanym z tyrystorowego regulatora napięcia. Schemat układu napędowego przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat stanowiska laboratoryjnego

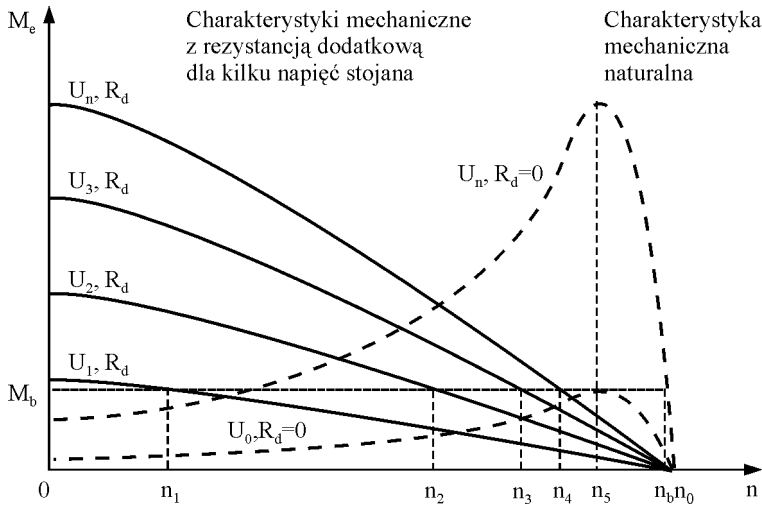
Prędkość obrotową silnika indukcyjnego pierścieniowego można regulować także poprzez sterowanie tylko wartością skuteczną napięcia zasilającego [3]. Metoda ta nie znajduje zastosowania w napędach z silnikami indukcyjnymi klatkowymi. Wymagany jest silnik indukcyjny pierścieniowy o odpowiednio ukształtowanej charakterystyce mechanicznej. Z wymienioną metodą wiążą się ciekawe właściwości układu napędowego, które zostały opisane w artykule.

2. Opis stanowiska laboratoryjnego

2.1. Silnik i jego właściwości

W układzie napędowym zastosowano silnik indukcyjny pierścieniowy typu: SZUDe36B o danych znamionowych: $P_n = 1,5 \text{ kW}$, $U_n = 220/380 \text{ V}$, $I_n = 7,4/4,1 \text{ A}$, $n_n = 920 \text{ obr/min}$, $U_{20} = 52 \text{ V}$, $I_{20} = 21 \text{ A}$. Silnik został poddany regulacji napięciem zasilającym. Charakterystyki mechaniczne silnika dla kilku napięć zasilających przyjmują kształt jak na rysunku 2. W wyniku zmniejszania napięcia zasilającego silnika indukcyjnego zostaje zmniejszony moment krytyczny, oraz zostaje zwiększone nachylenie charakterystyk mechanicznych. Przy obciążeniu silnika momentem obrotowym M_b powstają prędkości pracy ustalonej silnika $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_b$. Gdy silnik ma charakterystykę mechaniczną naturalną, zakres regulacji prędkości jest bardzo mały. Regulacja prędkości może odbywać się od prędkości biegu jałowego $n_{b,j}$ lub prędkości n_b wynikającej z obciążenia silnika momentem M_b do prędkości n_5 , przy której silnik wytwarza moment krytyczny [1]. Aby uzyskać duży zakres regulacji prędkości, należy zwiększyć poślizg krytyczny silnika tak, żeby był on co najmniej równy lub większy od jedności. Zwiększenie poślizgu krytycznego silnika indukcyjnego pierścieniowego można uzyskać poprzez włączenie w obwód wirnika rezystora symetrycznego trójfazowego R_d . W takich warunkach pracy silnika prędkość można regulować w zakresie od 0 do n_4 .

Włączenie rezystora w obwód wirnika polepsza właściwości regulacyjne, ale pogarsza sprawność całkowitą układu napędowego. Układ napędowy rozprasza energię elektryczną na rezystancjach dodatkowych włączonych w obwód wirnika silnika pierścieniowego.



Rys. 2. Charakterystyki mechaniczne silnika pierścieniowego dla kilku wartości napięcia zasilającego

3.2. Przekształtnik zasilający silnik

Przekształtnikiem zasilającym silnik jest tyrystorowy regulator napięcia. Przekształtnik można zaliczyć do układów klasy AC/AC, których napięcie wyjściowe ma stałą częstotliwość, lecz zmienną wartość skuteczną pierwszej harmonicznej. Istnieje możliwość zasilania silnika trój- lub czteroprzewodowo. Schemat podłączenia silnika do przekształtnika przedstawiono na rysunku 3.

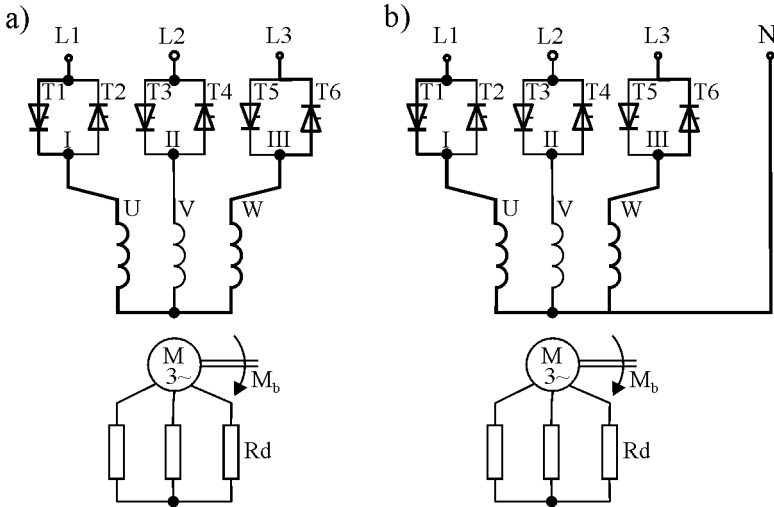
Na rysunku 3a. jest przedstawiona wersja układu, w której stojan badanej maszyny asynchronicznej jest zasilany trójprzewodowo. Jest to najpopularniejsza wersja układu sterowania napięciowego. W tym wariantcie wartości chwilowe prądów fazowych muszą spełniać warunek:

$$i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} = 0, \tag{1}$$

a napięcia fazowe na poszczególnych uzwojeniach stojana nie są, w ogólnym przypadku, równe fazowym napięciom wyjściowym regulatora przekształtnikowego. W wariantcie przedstawionym na rysunku 3b wyjściowe napięcia fazowe regulatora równe są napięciom fazowym stojana, lecz prądy fazowe nie spełniają w ogólnym przypadku warunku (1). Ponieważ wartości chwilowe napięć wyjściowych regulatora, nawet przy symetrycznym sterowaniu zaworów, nie spełniają warunku:

$$U_n + U_v + U_w = 0, \quad (2)$$

w prądzie fazowym stojana pojawić się może składowa zerowa (w notacji właściwej wektorom przestrzennym [1]).



Rys. 3. Schematy ideowe badanych konfiguracji zasilania silnika

Układ napędowy przedstawiony na rysunku 3 nie jest układem nawrotnym. Aby można było zadać prędkość w obu kierunkach, pomiędzy silnikiem a zasilaczem został umieszczony układ stycznikowy przełączający obwód zasilania silnika. Schemat stanowiska laboratoryjnego jest przedstawiony na rysunku 2. Poprzez przełączanie styczników P oraz L zmieniany jest kierunek wirowania pola magnetycznego. Za pomocą przełączeń układu stycznikowego można zmodyfikować układ napędowy do układu jak na rysunku 4 do zasilania stojana silnika prądem stałym. Wówczas przy włączonym rezystorze dodatkowym w obwodzie wirnika silnika pierścieniowego możliwe jest hamowanie dynamiczne prądem stałym. Stanowisko laboratoryjne umożliwia badanie dwu konfiguracji napędu z punktem neutralnym silnika nie podłączonym lub podłączonym do przewodu neutralnego sieci. W obydwu konfiguracjach układu napędowego w przewodzeniu uczestniczą tylko dwa tyrystory T1, T6 i dwa uzwojenia stojana silnika indukcyjnego U1, W1. W układzie płynie prąd przerywany. Taki charakter wymuszania prądu wiąże się z przepięciami komutacyjnymi indukowanymi przez uzwojenia stojana. Aby wyeliminować przepięcia komutacyjne w układzie, zastosowano diody D1, D2, które przewodzą prąd w chwilach wyłączenia prądu. Układ zbudowano w taki sposób,

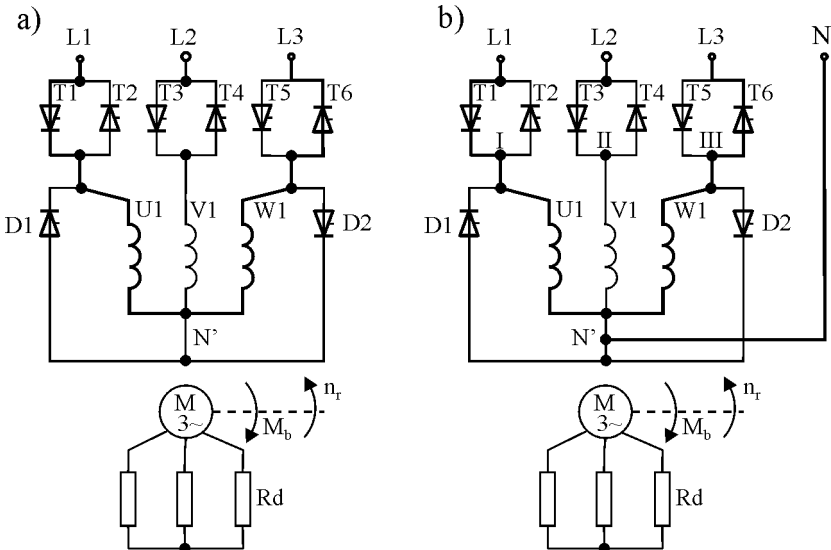
aby można było realizować hamowanie dynamiczne dla różnych prądów stałych wzbudających silnik indukcyjny. Wartość prądu stałego można regulować płynnie, zadając ją z potencjometru. Od wartości prądu stałego wzbudającego stojan zależy wartość strumienia stojana, a także wartość momentu krytycznego. Moment krytyczny przy hamowaniu dynamicznym prądu stałego można obliczyć z zależności [4]:

$$M_{kh} = \frac{m_1 \cdot (k \cdot I_L)^2 \cdot X_{\mu sr}^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot (X_{\mu sr} + X'_w)} \quad (3)$$

gdzie:

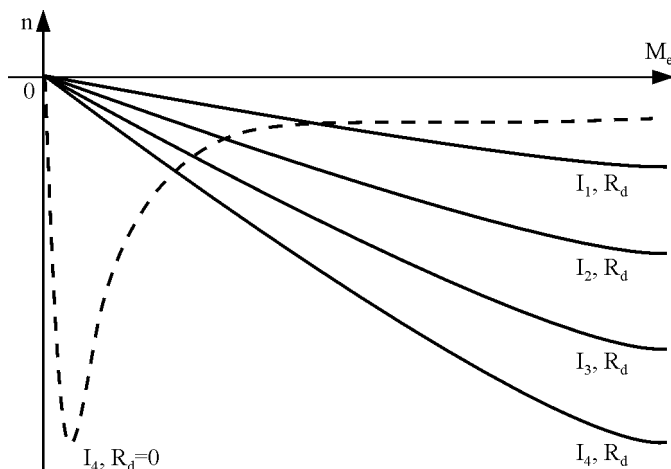
- m_1 – liczba faz wirnika,
- k – współczynnik zależny od sposobu połączenia stojana, wartość skuteczna prądu stałego płynącego przez stojan,
- $X_{\mu sr}$ – średnia wartość reaktancji poprzecznej,
- X'_w – reaktancja rozproszenia wirnika sprowadzona na stronę stojana,
- ω_0 – prędkość kątowna wirowania pola magnetycznego przy zasilaniu znamionowym.

Z wyżej przedstawionej zależności wynika, że moment krytyczny zależy w kwadracie od prądu stałego wzbudającego silnik.



Rys. 4. Schemat obwodu głównego układu napędowego podczas hamowania dynamicznym prądem stałym

Charakterystyki mechaniczne podczas hamowania dynamicznego prądem stałym dla czterech wartości prądu przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Charakterystyki mechaniczne z rezystancją dodatkową dla kilku prądów stojana

Z charakterystyk mechanicznych przedstawionych na rysunku 5 oraz zależności:

$$\sigma_{kh} = \frac{R'_w + R'_d}{(X'_{\mu sr} + X'_w)} \quad (4)$$

wynika, że przy zmianie wartości skutecznej prądu stałego poślizg krytyczny hamowania nie ulega zmianie [4].

3.3. Układ sterowania napędem

Sterowanie napędem odbywa się według programu zapewniającego poprawną i bezawaryjną pracę. Za pomocą układu sterowania zadawane są następujące stany pracy napędu: praca silnikowa w wybranym kierunku wirowania oraz hamowanie dynamiczne prądem stałym. Przełączanie stanów pracy: włączenie, przełączenie kierunku wirowania, hamowanie, wyłączenie może odbywać się tylko według ściśle określonego schematu z zachowaniem odpowiednich odstępów czasowych z kontrolą zadziałania elementów wykonawczych. Na przykład załączenie hamowania z pracy silnikowej odbywa się w następujących etapach:

1. Zablokowanie załączenia pracy silnikowej w lewo lub prawo.
2. Zablokowanie układu wyzwalania impulsów.
3. Oczekiwanie na wygaszenie prądu płynącego przez stojan.
4. W stanie bezprądowym przyłączenie za pomocą stycznika diod D1, D2, których zadaniem jest filtrowanie przepięć komutacyjnych generowanych przez uzwojenia stojana.
5. Kontrola załączenia stycznika hamownia.
6. Przełączenie źródła zadawania prądu stałego wzbudzającego stojan.
7. Odblokowanie układu wyzwalania impulsów.
8. Układ pełni dodatkowo funkcje kontrolne i diagnostyczne.

Układ na bieżąco, kontroluje istnienie napięcia zasilającego. Jeżeli nie ma napięcia zasilającego, układ automatycznie przechodzi w tryb wyłączenia awaryjnego. Przy każdym wyłączeniu, nawet awaryjnym, istnieje konieczność zasilania styczników w obwodzie prądowym do chwili wygaszenia prądu tyrystorów.

3.4. Układ zadawania prędkości

Na stanowisku laboratoryjnym istnieje możliwość badania właściwości układu napędowego w dwu konfiguracjach: w układzie otwartym i w układzie zamkniętym regulacji prędkości.

3.4.1. Układ otwarty regulacji prędkości

W układzie otwartym zadawany jest tylko kąt wysterowania tyrystorów. Układ nie jest objęty pętlą regulacji prędkości. W układzie otwartym istnieje możliwość pracy silnikowej oraz hamowania dynamicznego. Charakterystyki mechaniczne silnika indukcyjnego dla kilku napięć zasilających przy pracy silnikowej przedstawiono na rysunku 2, natomiast charakterystyki mechaniczne dla kilku prądów stałych przy hamowaniu dynamicznym przedstawiono na rysunku 5.

3.4.2. Układ zamknięty regulacji prędkości

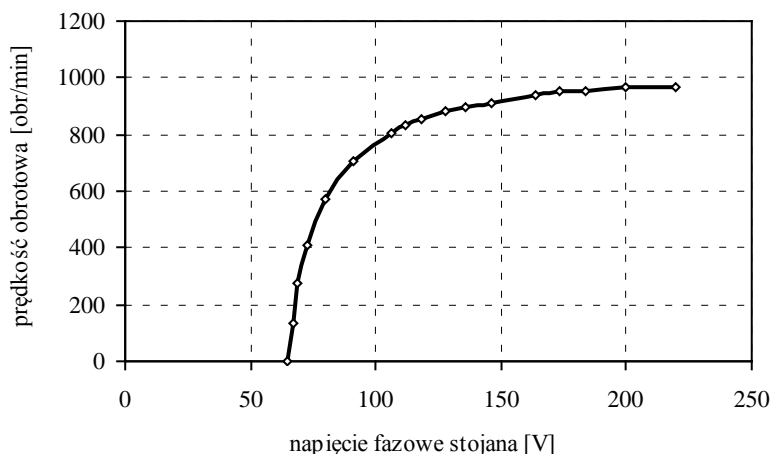
W węźle sumacyjnym od sygnału prędkości zadanej n_z jest odejmowany sygnał prędkości pomiarowej n_r , uzyskany z prądnicy tachometrycznej. Różnica sygnałów stanowi uchyb prędkości. Uchyb jest wejściem regulatora prędkości. Regulator prędkości może być ustawiany opcjonalnie jako układ typu P lub PI. Na

wyjściu regulatora prędkości jest zadana wartość napięcia zasilającego. Sygnał napięcia zadanego jest następnie przetworzony przez układ wyzwalania impulsów na ciąg impulsów załączających tyrystory T1 – T6, w odpowiednich chwilach czasowych.

4. Badania laboratoryjne

4.1. Układ otwarty

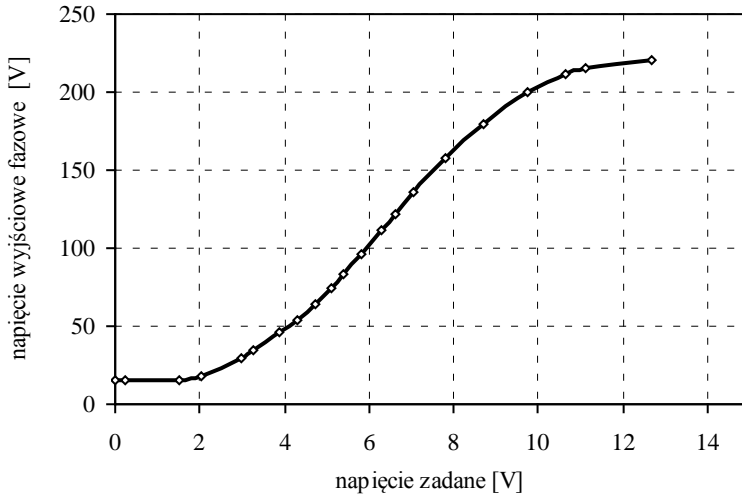
Układ napędowy składa się z elementów nieliniowych, na przykład: przekształtnika oraz silnika. Charakterystykę regulacyjną silnika jako zależność prędkości obrotowej od napięcia zasilającego przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6. Charakterystyka regulacyjna silnika indukcyjnego pracującego na biegu jałowym

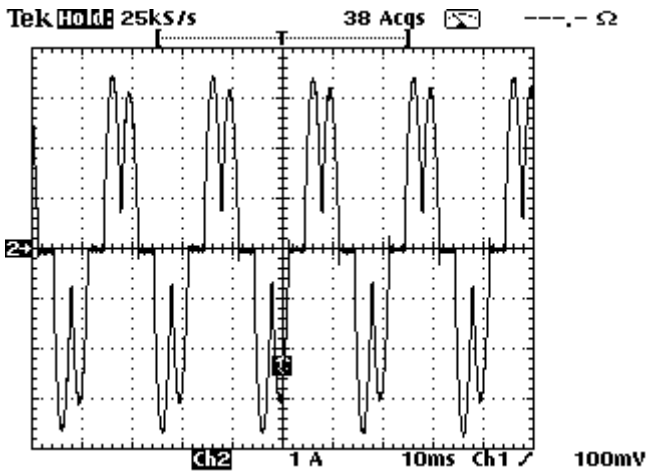
Silnik rozpędzi się, gdy zostanie zasilony napięciem zapewniającym większą wartość momentu elektromagnetycznego rozruchowego od momentu oporowego pochodzącego od tarcia statycznego w łożyskach i tarcia szczotek o pierścieniu wirnika.

Przekształtnik, z którego jest zasilany silnik asynchroniczny, ma charakterystykę regulacyjną nieliniową przedstawioną na rysunku 7.

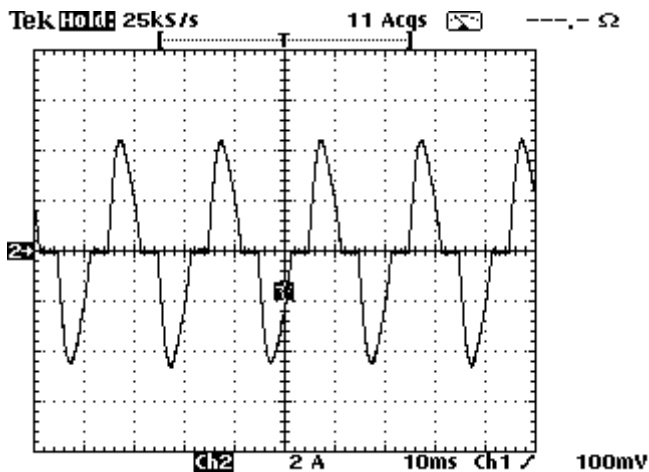


Rys. 7. Charakterystyka regulacyjna układu wyzwalania impulsów

Napięcie wyjściowe przekształtnika jest sterowane poprzez zadawanie kąta załączenia tyrystorów. Z takim sposobem regulacji napięcia wiąże się przerywane przewodzenie tyrystorów. Przykładowe oscylogramy prądu fazowego stojana silnika zasilanego z tyrystorowego regulatora napięcia zostały zamieszczone na rysunku 8 oraz 9.

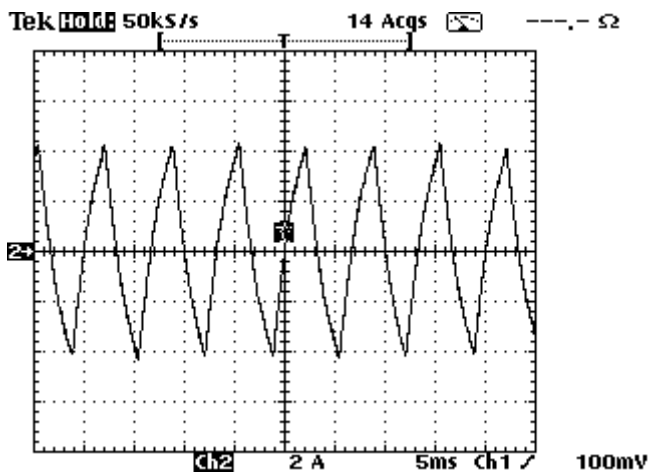


Rys. 8. Prąd fazowy stojana silnika indukcyjnego obciążonego, bez połączonego przewodu neutralnego



Rys. 9. Prąd fazowy stojana silnika indukcyjnego obciążonego, z połączonym przewodem neutralnym

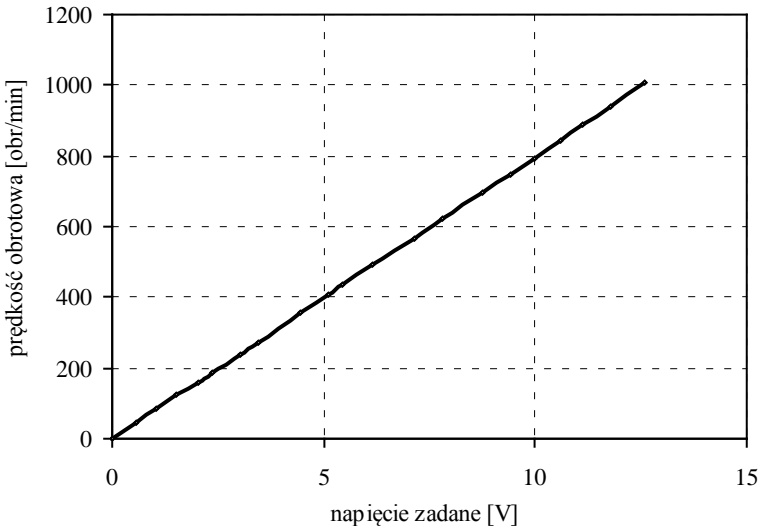
W przypadku czteroprzewodowego zasilania silnika w przewodzie neutralnym płynie prąd, którego oscylogram został przedstawiony na rysunku 10.



Rys. 10. Prąd w przewodzie neutralnym silnika obciążonego

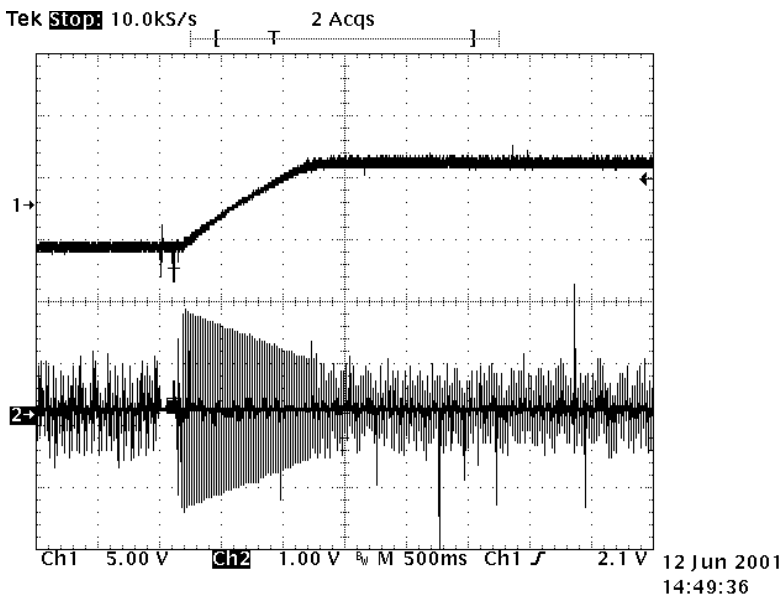
4.2. Układ zamknięty regulacji prędkości

W wyniku zamknięcia układu napędowego pętlą regulacji prędkości charakterystyka regulacyjna układu została zlinearyzowana. Charakterystykę regulacyjną układu napędowego umieszczono na rysunku 11.

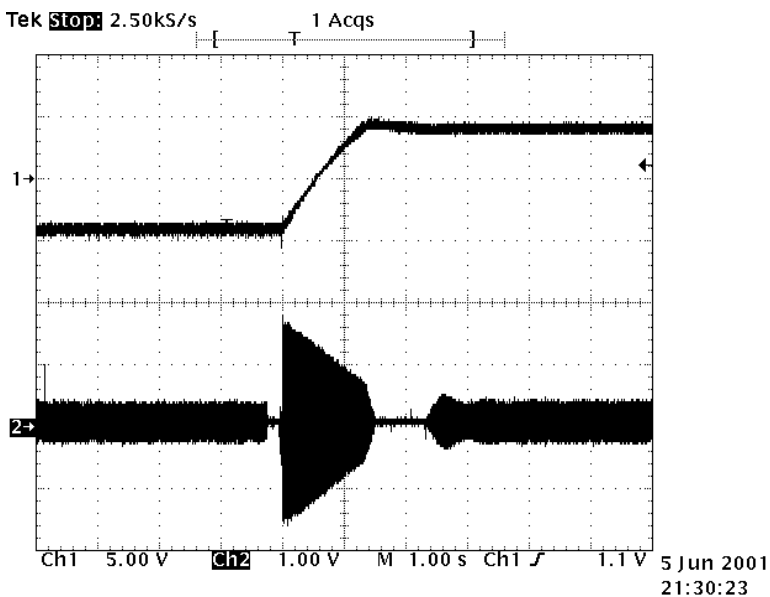


Rys. 11. Charakterystyka regulacyjna układu napędowego z regulatorem prędkości typu PI

Na zbudowanym stanowisku laboratoryjnym istnieje możliwość ustawiania typu regulatora prędkości jako P lub PI. Typ regulatora wpływa na dokładność stabilizacji prędkości. W przypadku gdy regulator prędkości jest regulatorem typu P, charakterystyki mechaniczne są ustępliwe. Ustępliwość charakterystyk mechanicznych zależy od wzmocnienia regulatora prędkości. Im większe jest jego wzmocnienie, tym mniejszy uchyb ustalony i sztywniejsze są charakterystyki mechaniczne. Ustawienie regulatora prędkości na PI wiąże się z wprowadzeniem do układu regulacji astatyzmu pierwszego rzędu, który wyeliminuje uchyb ustalony prędkości. Charakterystyki mechaniczne z regulatorem prędkości typu PI są sztywne [3]. Typ regulatora wpływa także na jakość procesów przejściowych. Na rysunkach 12 i 13 przedstawiono nawroty układu napędowego, przy różnych typach regulatora prędkości P lub PI. W kanale 1 oscyloskopu rejestrowano prędkość, natomiast w kanale 2 prąd fazowy stojana. Na rysunku 12 przedstawiono nawrót układu napędowego z regulatorem prędkości typu P. Oscylogram prędkości ma przebieg aperiodyczny.



Rys. 12. Nawrót układu napędowego z regulatorem prędkości typu P

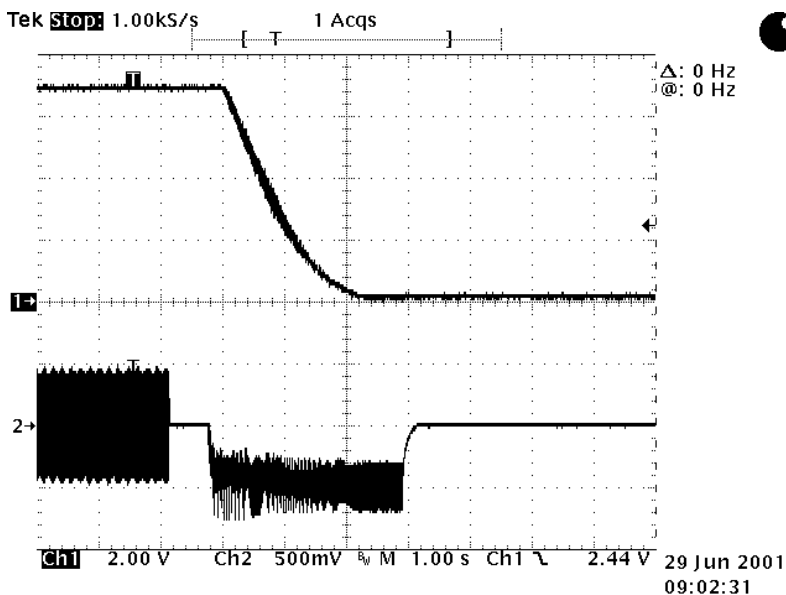


Rys. 13. Nawrót układu napędowego z regulatorem prędkości typu PI

Z analizy rysunku 13 wynika, że w układzie napędowym z regulatorem prędkości typu PI regulator blokuje przekształtnik na czas 0,72 s. Odpowiedź układu jest oscylacyjna z jednym przeregulowaniem. Na każdym z powyższych oscylogramów występuje przerwa bezprądowa, w której odbywają się przełączenia styczników zmieniających konfigurację obwodu głównego.

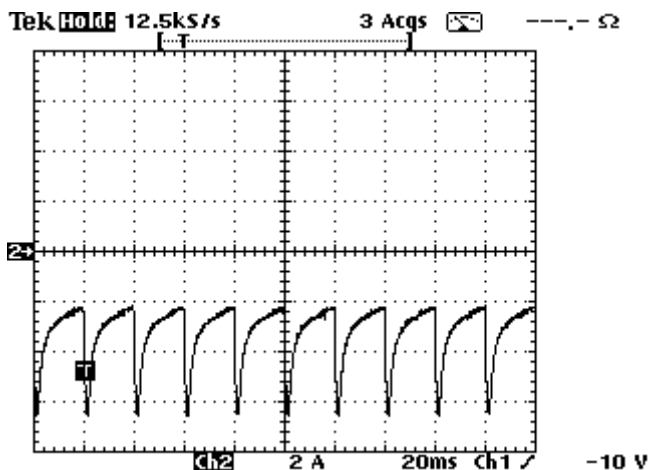
4.3. Hamowanie dynamiczne prądem stałym

W układzie napędowym istnieje możliwość włączenia hamowania dynamicznego prądem stałym. Układ sterujący stycznikami został zaprogramowany tak, aby możliwe było hamowanie silnikiem w stanie ustalonym długotrwałym oraz w stanie przejściowym przez włączenie hamowania bezpośrednio z pracy silnikowej. Do zrealizowania hamowania niezbędne są przełączenia w układzie nie tylko w obwodzie prądowym, ale także w obwodzie sterowania i w obwodzie wyzwiania impulsów. Wszystkie przełączenia odbywają się w stanie bezprądowym, tak jak to pokazano na rysunku 14. Zadawanie prądu stałego odbywa się z drugiego źródła.



Rys. 14. Hamowanie dynamiczne prądem stałym

Podczas hamowania dynamicznego przez stojan płynie prąd stały, którego oscylogram przedstawiono na rysunku 15.



Rys. 15. Oscylogram prądu w fazie stojana podczas hamowania dynamicznego prądem stałym

Pulsujący prąd hamowania wywołuje pulsacje momentu elektromagnetycznego. Pulsacje momentu nie są odczuwane z powodu filtrujących właściwości momentu bezwładności układu napędowego.

Podsumowanie

Stanowisko laboratoryjne cechuje wysokie walory dydaktyczne i poznawcze. Można na nim pokazać podstawowe właściwości regulacyjne układu napędowego z silnikiem asynchronicznym pierścieniowym, zasilanym z tyrystorowego regulatora napięcia połączony w dwóch typowych konfiguracjach. Można badać podstawowe właściwości statyczne i dynamiczne układu napędowego. Przedstawiono ciekawą koncepcję metod regulacji prędkości w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi.

Literatura

- [1] **Puchała A.:** *Dynamika maszyn i układów elektromechanicznych*. WNT, Warszawa, 1977.
- [2] **Drozdowski P.:** *Wprowadzenie do napędów elektrycznych*. Skrypt P.K. Kraków, 1998.
- [3] **Tunia H. Kaźmierkowski M. P.:** *Podstawy automatyki napędu elektrycznego*. PWN, Poznań, 1978.
- [4] **Romaniuk S. Sosnowski M.:** *Zbiór zadań z napędu elektrycznego*. Skrypt P.B. Białystok, 1984.

THE TEST STAND OF SCIENTIFIC RESEARCH OF ELECTRIC DRIVE WITH ASYNCHRONOUS MOTOR SUPPLIED FROM THE THYRISTOR CONTROLLED CONVERTER

Summary: In this paper, the test stand of scientific research of electric drive with asynchronous motor supplied from the thyristor-controlled converter was described. The additional three-phase resistor was put in circuit of rotor of asynchronous motor. Additional resistor guaranteed the critical slip major than one. The application of resistor didn't decrease of maximum torque of motor. Moreover, motor produced large starting torque. This shape of torque-speed characteristic of asynchronous motor made possible adjustment of rotational speed by control of supply voltage. The frequency of voltage didn't subject to control but only his root-mean-square value. The RMS value was controlled by thyristor controlled converter. This converter was qualified to class AC/AC of control systems. The converter was the component of control system of rotational speed. The application of rate generator, like a sensor of rotational speed, and speed controller, made possible obtain stiffness characteristics of electric drive. There was set the type of controller like P or PI. In this system, there was applied interesting solution made possible to set rotational speed of motor in two directions. There was a possibility the DC braking of asynchronous motor. The DC current of braking is adjusted fluently. On this test stand, there was researched of static and dynamic characteristics.

Key works: electric drive, rotational speed control

Artykuł zrealizowano w ramach pracy własnej W/WE/7/01.

Wiesław Wiszniewski

NAPĘD Z SILNIKIEM SYNCHRONICZNYM Z MAGNESAMI TRWAŁYMI O STEROWANIU ZEWNĘTRZNYM

Streszczenie: W artykule przedstawiony jest układ napędowy z silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi regulowany częstotliwościowo, przeznaczony do sterowanych zewnętrznie grupowych napędów współbieżnych. Podany jest opis budowy zrealizowanego układu napędowego oraz wyniki badań laboratoryjnych układu. Z badań wynika duża przydatność silników synchronicznych z magnesami trwałymi do napędów współbieżnych. Napędy z tymi silnikami charakteryzują się szerokim zakresem regulacji prędkości kątowej, prostym układem sterowania oraz dobrymi właściwościami dynamicznymi.

Słowa kluczowe: silnik synchroniczny, tranzystorowy falownik napięcia, napęd współbieżny

1. Wstęp

Typowym sterowaniem silnika synchronicznego z magnesami trwałymi, zarówno z sinusoidalnym jak i trapezoidalnym rozkładem pola, jest sterowanie wewnętrzne, dzięki któremu silnik traci skłonność do wypadania z pracy synchronicznej i kołysań wału w stanach dynamicznych. Mankamentem układu sterowania wewnętrznego jest jednak ustępliwość charakterystyk mechanicznych silnika oraz brak możliwości pracy silników w napędach grupowych. Dlatego też w przypadku wymaganej większej liczby silników pracujących współbieżnie celowe jest stosowanie silników synchronicznych regulowanych częstotliwościowo w układzie sterowania zewnętrznego [1]. Rozwiązanie takie zapewnia idealną współbieżność, ponadto zadajnik częstotliwości może być analogowy lub cyfrowy, w zależności od wymaganej dokładności nastawiania prędkości kątowej. Celem niniejszego opracowania jest określenie przydatności silnika synchronicznego z magnesami trwałymi do pracy we współbieżnych napędach grupowych oraz dokonanie wstępnej optymalizacji statycznej i dynamicznej napędu.

2. Optymalizacja statyczna i dynamiczna napędu

Gdy założymy, że przebiegi napięcia, prądu i strumieni skojarzonych w silniku synchronicznym są sinusoidalne i symetryczne, to wielkości te, w układzie współrzędnych związanym z wirnikiem, w stanie ustalonym przyjmują wartości stałe. Współrzędne wektora napięcia stojana w jednostkach względnych wyrażają się [2]:

$$u_d = r_s i_d + \omega_m \psi_q \quad (2.1)$$

$$u_q = r_s i_q - \omega_m \psi_d$$

gdzie:

r_s – rezystancja uzwojenia stojana

ω_m – prędkość kątowna wału silnika

i_d, i_q – składowe prądu stojana

ψ_d, ψ_q – składowe strumienia skojarzonego stojana

W stanie ustalonym $\omega_m = \omega_s$, zatem amplituda napięcia stojana określona jest zależnością:

$$u_s = \sqrt{(r_s i_d + \omega_s \psi_q)^2 + (r_s i_q - \omega_s \psi_d)^2} \quad (2.2)$$

Uwzględniając, że moment rozwijany przez silnik wynosi:

$$m = \psi_q i_d - \psi_d i_q \quad (2.3)$$

napięcie stojana można przedstawić następująco:

$$u_s = \sqrt{(r_s i_s)^2 + 2m r_s \omega_s + (\omega_s \psi_s)^2} \quad (2.4)$$

Przy założeniu, że $r_s = 0$, powyższe równanie upraszcza się do postaci:

$$u_s = \omega_s \psi_s \quad (2.5)$$

Ponieważ silnik ma pracować ze stałym znamionowym strumieniem skojarzonym stojana ($\psi_s = 1$), to:

$$u_s = \omega_s \quad (2.6)$$

Zatem dla zachowania stałego znamionowego strumienia skojarzonego stojana (wymóg optymalizacji statycznej) amplitudę napięcia stojana u_s należy zmieniać proporcjonalnie do pulsacji (częstotliwości) stojana ω_s .

W przypadku napędów indywidualnych możliwe jest dokonywanie optymalizacji dynamicznej mającej na celu likwidację kołysań i wypadania z synchronizmu przy udarowych zmianach obciążenia poprzez oddziaływanie na częstotliwość napięcia. Równowaga silnika synchronicznego nie zostanie zachwiana, mimo udarowych zmian momentu obciążenia, jeżeli pierwsza pochodna pulsacji napięcia stojana równoważy zmiany momentu obciążenia [2]:

$$T_M \frac{d\omega_s}{dt} = -\Delta m_0 \quad (2.7)$$

gdzie:

T_M – stała czasowa mechaniczna,

ω_s – pulsacja napięcia stojana,

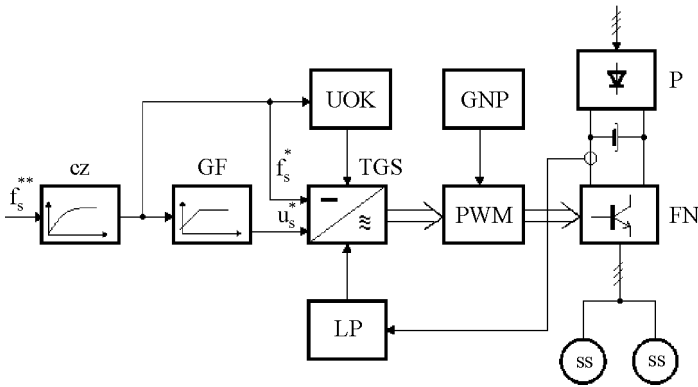
Δm_0 – skok momentu obciążenia.

Równanie (2.7) powinno być spełnione tylko w początkowej chwili wystąpienia udaru obciążenia, a później pochodna $d\omega_s / dt$ powinna zmniejszać się tak, aby nie spowodować oscylacji kąta obciążenia. Po osiągnięciu przez silnik nowego stanu ustalonego pochodna $d\omega_s / dt$ osiąga wartość zero. Przedstawiony sposób sterowania może zapewnić aperiodyczny przebieg kąta obciążenia w stanach dynamicznych, a tym samym likwidację kołysań wału silnika i wypadania z pracy synchronicznej.

3. Budowa układu napędowego z silnikiem synchronicznym o sterowaniu zewnętrznym

Układ napędowy przedstawiony na rysunku 1 przeznaczony jest do sterowania silników synchronicznych z magnesami trwałymi poprzez zmianę częstotliwości i amplitudy napięcia stojana. Wartość zadana częstotliwości f_s^{**} określa częstotliwość napięcia stojana silnika, a tym samym jego prędkość kątową. Właściwości dynamiczne podczas rozruchu i hamowania kształtowane są przez inercyjny człon zadający CZ. Wartość zadana amplitudy napięcia stojana określana jest w generatorze funkcji GF na podstawie zadanej częstotliwości. Generator ten realizuje charakterystykę napięcie–częstotliwość z zapewnieniem stałości strumienia w maszynie. Trójfazowy generator napięcia sinusoidalnego TGS sterowany jest sygnałami

f_s^* i u_s^* , określającymi częstotliwość i napięcie stojana. Silnik i przemiennik częstotliwości są chronione przed przeciążeniami przez limiter prądu LP, który w przypadku wzrostu prądu ponad wartość dopuszczalną powoduje zmniejszenie wartości zadanej napięcia. Sygnały z generatora napięć sinusoidalnych oraz z generatora napięcia piłokształtnego GNP podawane są do bloku realizującego sinusoidalną modulację napięcia silnika PWM. W układzie napędowym istnieje możliwość nawrotu, ponieważ przy przechodzeniu sygnału prędkości zadanej f_s^* przez zero następuje zmiana kolejności faz w trójfazowym generatorze napięć sinusoidalnych. Realizowane jest to przez układ określania kierunku UOK. Falownik napięcia zbudowany jest z wykorzystaniem tranzystorowego modułu typu PM25RSB120 firmy Mitsubishi. Częstotliwość modulacji falownika wynosi 5kHz.

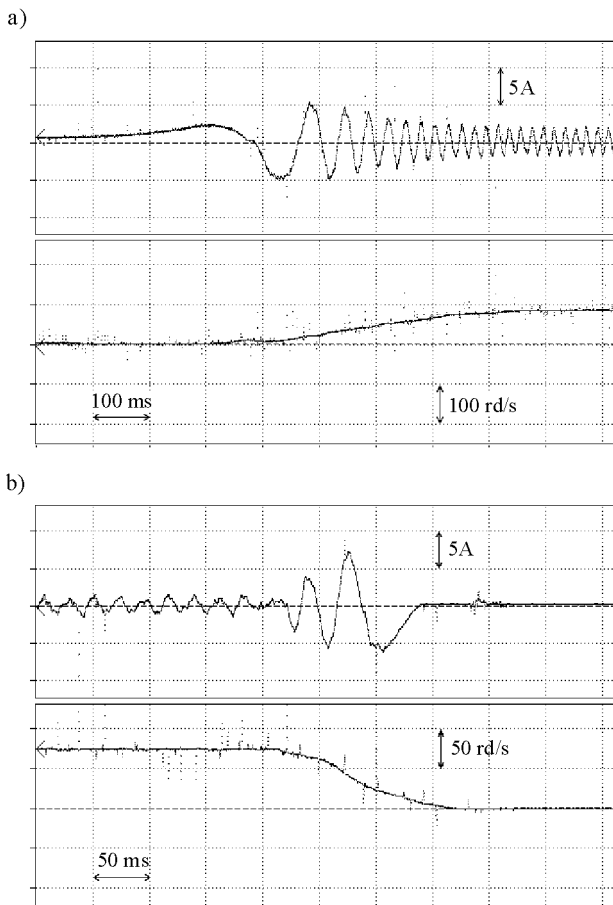


Rys. 1. Schemat blokowy układu napędowego z silnikami synchronicznymi o sterowaniu zewnętrznym: CZ – człon zadający, GF – generator funkcji, TGS – trójfazowy generator napięcia sinusoidalnego, UOK – układ określania kierunku wirowania, LP – limiter prądu, PWM – układ realizujący sinusoidalną modulację napięcia, GNP – generator napięcia piłokształtnego

4. Badania laboratoryjne

Badania laboratoryjne wykonane zostały w układzie napędowym, wyposażonym w silnik synchroniczny z magnesami trwałymi o sinusoidalnym rozkładzie pola typu RTMc85-1,3 produkcji IEL w Warszawie. Silnik ten charakteryzuje się momentem znamionowym 1,3 Nm, momentem maksymalnym 7,8 Nm oraz znamionową prędkością obrotową 3000 obr./min. (przy $f_s^* = 150$ Hz). Silnik synchroniczny podczas badań obciążony był prądnicą prądu stałego, co umożliwiło uży-

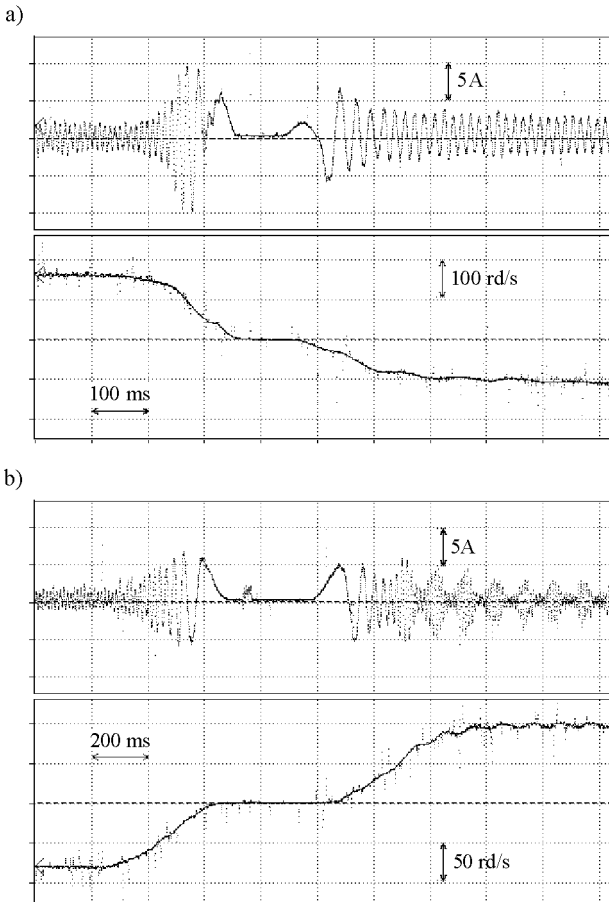
skanie skoku momentu obciążenia oraz wyznaczenie charakterystyk statycznych układu napędowego. Głównym celem badań laboratoryjnych było określenie odporności silnika na wypadanie z pracy synchronicznej podczas skoków momentu obciążenia oraz przy szybkich zmianach wartości częstotliwości napięcia stojana.



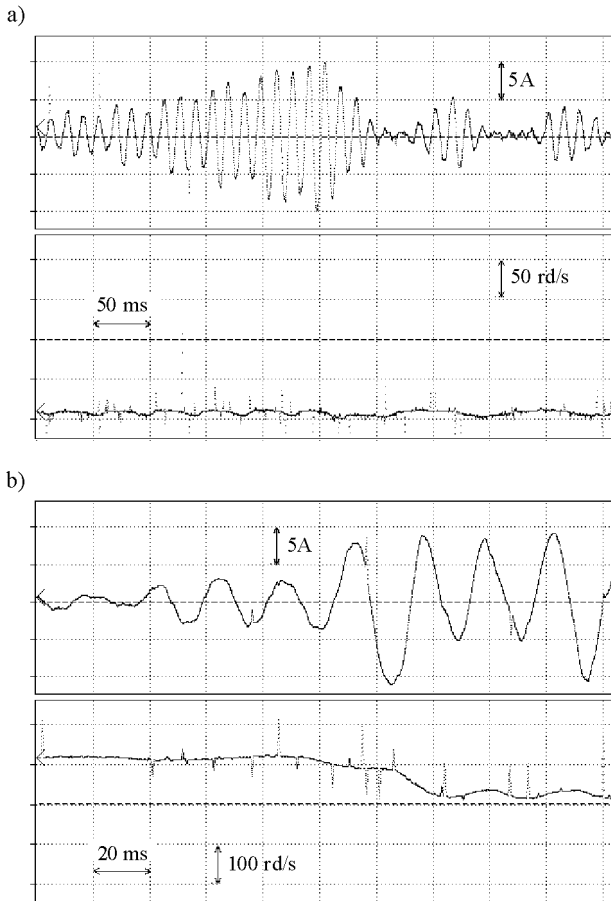
Rys. 2. Przebiegi czasowe prądu stojana i prędkości kątowej silnika synchronicznego: a) rozruch, b) hamowanie

Na rysunku 2 przedstawione są oscylogramy prądu stojana i prędkości kątowej silnika synchronicznego podczas rozruchu i hamowania. Zmiany prądu stojana oraz prędkości kątowej są płynne, a o dynamice napędu decyduje stała czasowa członu zadającego. Oscylogramy przedstawione na rysunku 3 wykonane zostały w czasie nawrotu silnika synchronicznego. Nawrót charakteryzuje się długim czasem martwym, wynoszącym około 150 ms (prąd silnika jest wówczas równy zero).

Jest to spowodowane nieliniową charakterystyką trójfazowego generatora sinusoidalnego, który dla małych sygnałów f^* i u_s^* nie generuje sygnałów sinusoidalnych. Czas nawrotu silnika można łatwo skrócić przez skorygowanie charakterystyki generatora. Ponadto na rysunku 3b można zauważyć zjawisko zanikających kołysań wału silnika po nawrocie. Na rysunku 4 przedstawione są oscylogramy prądu stojana i prędkości kątownej silnika w czasie wystąpienia skoku momentu obciążenia. Skok obciążenia zarejestrowany na rysunku 4a nie doprowadza do wypadnięcia silnika z pracy synchronicznej, a powoduje jedynie gasnące kołysania wału silnika, natomiast skok obciążenia zarejestrowany na rysunku 4b jest na tyle duży, że doprowadza do wypadnięcia silnika z synchronizmu.



Rys. 3. Przebiegi czasowe prądu stojana i prędkości kątownej silnika synchronicznego podczas nawrotu: a) brak kołysań wału silnika po nawrocie, b) występowanie kołysań wału silnika



Rys. 4. Przebiegi czasowe prądu stojana i prędkości kątowej silnika synchronicznego przy skoku momentu obciążenia: a) silnik nie wypada z synchronizmu, b) silnik wypada z synchronizmu

5. Uwagi i wnioski

Zastosowanie sterowania zewnętrznego do silnika synchronicznego z magnesami trwałymi o sinusoidalnym rozkładzie pola przyniosło dobre rezultaty. Napęd charakteryzuje się pewną pracą w szerokim zakresie regulacji prędkości kątowej oraz stosunkowo dobrą dynamiką (rozwój do prędkości 1000 obr./min. nie przekracza 300 ms), ponadto napęd jest rewersyjny. Występujące sporadycznie w stanach dynamicznych kołysania wału silnika mają charakter zanikający i nie doprowadzają do poważniejszych zaburzeń w pracy napędu. Zastosowany w napędzie

limiter prądu ogranicza prąd w układzie napędowym jedynie w stanach awaryjnych, tj. wtedy, gdy silnik wypada z pracy synchronicznej.

Literatura

- [1] **Kaźmierkowski M. P., Tunia H.:** *Automatic control of converter – fed drives*, Elsevier – PWN, Warszawa, 1994.
- [2] **Tunia H., Kaźmierkowski M. P.:** *Automatyka napędu przekształtnikowego*, PWN, Warszawa, 1987.
- [3] **Kaczmarek T., Zawirski K.:** *Układy napędowe z silnikiem synchronicznym*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 2000.

DIRECTLY CONTROLLED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE SYSTEMS

Summary: This paper refers to drive unit based on frequency adjusted synchronous motor with permanent magnets built for the purposes of externally controlled synchronous group drives. The description and the results of the laboratory researches of such system are also included. Synchronous motor with permanent magnets was considered to be very useful for use within synchronous drives, drives built on such motors are characterised by very wide pulsation adjustment range, very simple control system and relatively good dynamic properties.

Key words: synchronous motor, inverter, synchronous drive

Bogusław Bajko, Brunon Lejdy

KULOMETRYCZNY MIERNIK DO POMIARU STĘŻENIA JONU CHLORKOWEGO W ROZTWORACH WODNYCH

Streszczenie: W artykule przedstawiono zasadę pomiaru stężenia jonów chlorkowych metodą miareczkowania kulometrycznego. Metody kulometryczne polegają na pomiarze ładunku elektrycznego, który przepływając przez roztwór elektrolitu powoduje reakcje elektrochemiczne. W artykule przedstawiono statyczne i dynamiczne równanie przetwarzania kulometrycznego miernika do pomiaru stężenia jonów chlorkowych w roztworach wodnych. Przedstawiono również analizę i wyniki badań doświadczalnych wybranych parametrów jakościowych procesu pomiarowego.

Słowa kluczowe: metody elektrochemiczne, jon chlorkowy, pomiar stężenia, metoda miareczkowania kulometrycznego

1. Obszary zastosowania pomiaru stężenia jonów chlorkowych w aspekcie wymaganego zakresu pomiarowego i rozdzielczości pomiaru

Pomiaru stężenia jonu chlorkowego dokonuje się w wielu dziedzinach nauki i techniki, zwłaszcza w badaniach materiałowych, energetyce i ochronie środowiska.

Żelazo i stal łatwiej korodują przy współdziałaniu jonów chlorkowych. Wykluczenie zatem obecności tych jonów jest bardzo ważne w wielu sytuacjach przemysłowego wykorzystania stali. Jedną z nich jest wznoszenie budowli żelbetonowych. Największe niebezpieczeństwo stanowi tu kwas solny, powstały z chlorowodoru wydzielającego się z PCW podczas pożarów, ponieważ przenika on przez pory betonu do stali konstrukcyjnej, przyspieszając jej korozję. Efekt ten nasila się w temperaturze powyżej 60°C. Zjawisko intensyfikacji procesów korozji przez jon chlorkowy wynika z faktu, że jon Cl^- w roztworze wodnym może zostać wprowadzony w obszar tuż przy zbrojeniu konstrukcji i penetrować warstwę antykorozyjną, co prowadzi do jej destabilizacji i w konsekwencji do nasilenia korozji. Zjawisko penetracji warstwy antykorozyjnej wzmagają się znacznie w przypadku wystąpienia obu wymienionych czynników naraz. Korozja może również być wy-

nikiem oddziaływania środowiska zewnętrznego, otaczającego konstrukcję żelbetową (np. woda morska, stosowanie środków do odladzania jezdni), jak również może być wynikiem niewłaściwego doboru składników, z których konstrukcja została wykonana. Nie można jednoznacznie ustalić maksymalnej granicy zawartości chlorków w betonie, ponieważ na tę wartość wpływa wiele czynników, takich jak: pH cieczy wypełniającej pory, skład fazowy i chemiczny cementu, oddziaływanie środowiska zewnętrznego itp. Zakres mierzonego w betonie stężenia jonu Cl^- zawiera się w przedziale: 1–100 mg/l [1].

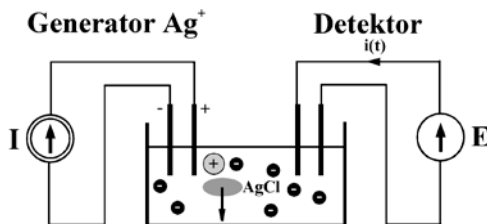
Analiza zawartości chlorków konieczna jest również w procesach węglowodorowych w przemyśle petrochemicznym. Ma ona na celu umożliwienie ochrony cennych katalizatorów metalicznych, zapewnienie odpowiedniej jakości produktów, zapobieganie korozji, kontrolę ilości chloru w olejach oraz monitorowanie procesów produkcyjnych. Także szybkość korozji stali przy produkcji olejów i gazów zależy głównie od zawartości jonu chlorkowego. Specyfika tej gałęzi przemysłu wymaga analizy próbek o różnych stanach skupienia, a kontrola często musi przebiegać w czasie rzeczywistym. Zakres mierzonego stężenia jonów chlorkowych wynosi tu 0,5–10000 mg/l.

Nadmierna zawartość jonu chlorkowego jest istotnym problemem w energetyce ciepłej. Wszelkie nieprawidłowości w eksploatacji urządzeń uzdatniania wody i brak kontroli składu wody w obiegach prowadzą do zakłóceń i awarii, spowodowanych tworzeniem się osadów lub zachodzących procesów korozyjnych. Na ogół tych procesów nie da się jednoznacznie od siebie oddzielić. Procesy korozyjne zachodzące w jednym miejscu obiektu są przyczyną powstawania osadów i wtórnych procesów korozyjnych w samym kotle. Specyfika pomiaru stężenia chlorków w energetyce polega na tym, że w zależności od miejsca pobrania próbki do analizy spotykamy się z różnymi wartościami stężenia Cl^- , które zawierają się w przedziale: 0,05–25000 mg/l [2].

Podsumowując powyższe rozważania można stwierdzić, że zakres mierzonych wartości stężenia jonu chlorkowego w próbkach przemysłowych, poza pewnymi specyficznymi przypadkami, wynosi najczęściej od 0,5 mg/l do 10 g/l. Rozdzielczość zakresu pomiarowego dla dolnych wartości stężenia powinna wynosić 1 $\mu\text{g/l}$. Do badań przygotowuje się próbki o zawartości jonów chlorkowych 100–1000 μg , jednakże w niektórych przypadkach może być ona mniejsza niż 1 μg .

2. Metoda miareczkowania kulometrycznego w zastosowaniu do pomiaru stężenia jonu chlorkowego

Jedną z metod mających zastosowanie do pomiaru stężenia jonu chlorkowego jest metoda miareczkowania kulometrycznego [3, 4]. Wszystkie metody kulometryczne oparte są na prawach elektrolizy Faraday'a i polegają na pomiarze ładunku elektrycznego, który przepływając przez roztwór elektrolitu powoduje reakcje elektrochemiczne (rys. 1).



Rys. 1. Schemat układu do miareczkowania kulometrycznego jonów chlorkowych

Źródło prądowe I , wymuszając przepływ prądu (tzw. prąd generacyjny) przez elektrolit poprzez parę elektrod srebrnych, powoduje powstanie na powierzchni anody jonów Ag^+ , które przechodzą do elektrolitu, tworząc z jonami Cl^- nierozpuszczalny AgCl . Ubytek jonów Cl^- jest rejestrowany przez tzw. detektor punktu końcowego. Całkowite stężenie jonów chlorkowych zawartych w badanej próbce można określić na podstawie pomiaru czasu niezbędnego do zmiareczkowania wszystkich jonów Cl^- [3]:

$$t_p = \frac{V_p \cdot F}{I} \cdot c_{\text{Cl}} \quad (1)$$

gdzie:

t_p – całkowity czas miareczkowania,

F – stała Faraday'a (96487 C/mol),

I – prąd generacyjny,

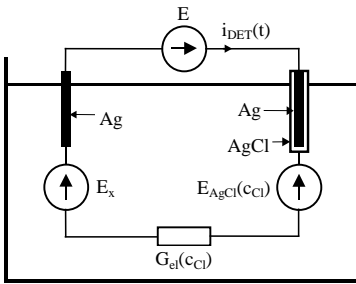
V_p – dozowana objętość próbki,

c_{Cl} – stężenie molowe jonów chlorkowych w próbce.

Zależność (1) – wyprowadzana bezpośrednio z równań Faraday’a – jest statycznym równaniem przetwarzania realizowanego przez kulometryczny miernik stężenia jonów chlorkowych.

W praktyce badaną próbkę dodajemy do określonej objętości tzw. elektrolitu podstawowego, który między innymi stabilizuje przewodność między elektrodami generatora jonów srebrowych; elektrolit podstawowy dobiera się tak, by jego przewodność właściwa wynosiła 10 do 100 mS/cm oraz by nie zawierał jonów chlorkowych i srebrowych, a także innych interferujących w reakcjach substancji. W trakcie procesu pomiarowego elektrolit jest mieszany.

Kluczowym zagadnieniem procesu miareczkowania kulometrycznego jest precyzyjne i jednoznaczne określenie punktu końcowego reakcji elektrochemicznej. Detektor punktu końcowego (rys. 2) [3] składa się z dwóch elektrod detekcyjnych, spolaryzowanych ze źródła napięciowego E , zaś sygnałem detekcyjnym jest prąd $i_{DET}(t)$. Detekcyjna elektroda srebrna o wyższym potencjale – pokryta chlorkiem srebra – tworzy półogniwo chlorosrebrowe $Ag|AgCl|Cl^-$. Siła elektromotoryczna tego



Rys. 2. Schemat zastępczy układu elektrod detekcyjnych

półogniwa E_{AgCl} zmienia swoją wartość wraz ze zmianą stężenia jonów chlorkowych Cl^- , powodując tym samym zmianę prądu detekcyjnego $i_{DET}(t)$. Między elektrodą o niższym potencjale, a roztworem powstaje siła elektromotoryczna E_X niezależna od stężenia jonów Cl^- .

Zmiany prądu detekcyjnego $i_{DET}(t)$ w czasie miareczkowania kulometrycznego opisane są równaniem [3]:

$$i_{DET}(c_{Cl}, t) = G_0 \cdot \left[E + E_X + \frac{R \cdot T}{z_- \cdot F \cdot \log(e)} \cdot \log \left(\frac{V_p}{(V_p + V_e)} \cdot c_{Cl} - \frac{I}{F \cdot (V_p + V_e)} \cdot t \right) \right] \quad (2)$$

gdzie:

$i_{DET}(t)$ – prąd w obwodzie elektrod detekcyjnych,

c_{Cl} – stężenie molowe jonów Cl^- w próbce na początku miareczkowania,

t – czas miareczkowania,

G_0 – przewodność elektrolitu między elektrodami detekcyjnymi,

- E – siła elektromotoryczna zewnętrznego źródła w obwodzie elektrod detekcyjnych,
- E_X – suma pozostałych sił elektromotorycznych sił niezależnych od stężenia jonów chlorkowych,
- R – uniwersalna stała gazowa,
- T – temperatura roztworu,
- z_- – wartościowość jonu tworzącego potencjał półogniwa
(dla $\text{Cl}^- : z_- = 1$),

- F – stała Faraday’a,
- V_P – objętość próbki,
- V_e – objętość elektrolitu podstawowego,
- I – prąd w obwodzie elektrod generacyjnych.

Krzywe prądu detekcyjnego (krzywe miareczkowania) $i_{DET}(t)$ zmierzają asymptotycznie do nieskończoności w czasie t opisanym równaniem (1).

Prąd detekcyjny jest przetwarzany na sygnał napięcia detekcyjnego $u_{DET}(t)$ przez przetwornik prąd-napięcie. Napięcie $u_{DET}(t)$ jest następnie porównywane, za pomocą komparatora z napięciem U_K , będącym progiem komparacji. Próg ten powinien być tak dobrany, by nastąpiło całkowite zmiareczkowanie jonów chlorkowych bez generowania nadmiarowych jonów srebrnych. W momencie osiągnięcia przez napięcie detekcyjne wartości równej progowi komparacji powinno nastąpić wyłączenie generatora jonów Ag^+ i obliczenie wyniku pomiaru stężenia jonów Cl^- .

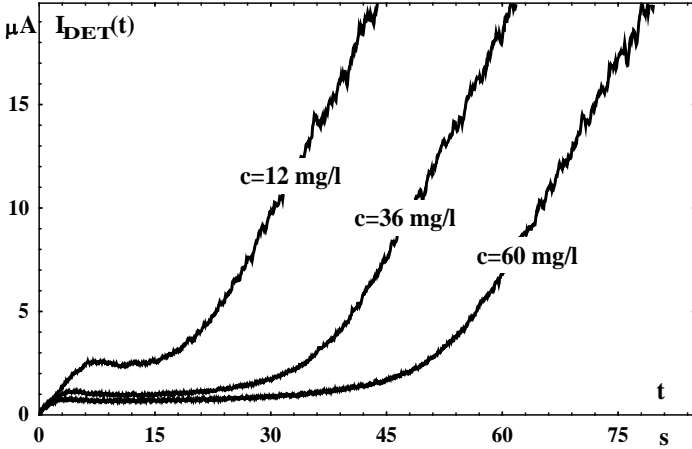
3. Analiza wybranych parametrów jakościowych procesu pomiarowego

3.1. Dobór wartości napięcia na elektrodach detekcyjnych

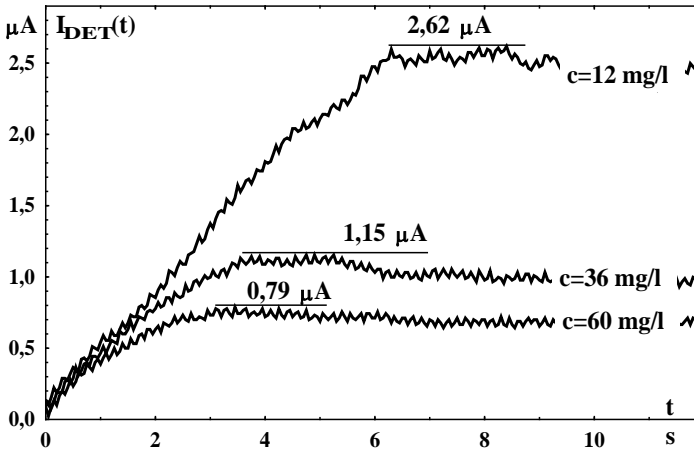
W przyjętej koncepcji realizacji układu detekcyjnego istotnym parametrem jest wartość napięcia zasilającego elektrody detekcyjne (napięcie E na rys. 2).

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że w przebiegach sygnału detekcyjnego dla różnych wartości napięć zasilających elektrody detekcyjne występują istotne różnice. Na rysunkach 3 i 4 przedstawione zostały przykładowe przebiegi czasowe prądu detekcyjnego dla różnych wartości stężenia jonu chlorkowego przy napięciu na elektrodach $E=150$ mV. W początkowych fazach prze-

biegów prądu detekcyjnego (rys. 4) widoczne są lokalne maksima, różne co do wartości dla poszczególnych wartości stężenia. Problem obserwowanych maksimów jest o tyle istotny, że wartość prądu detekcyjnego określona w tym momencie czasowym wiąże się z progiem komparacji wartości prądu, wyznaczającym koniec miareczkowania jonów chlorkowych. Z pomiarowego punktu widzenia korzystne jest, by ekstremum to było możliwie najmniejsze.

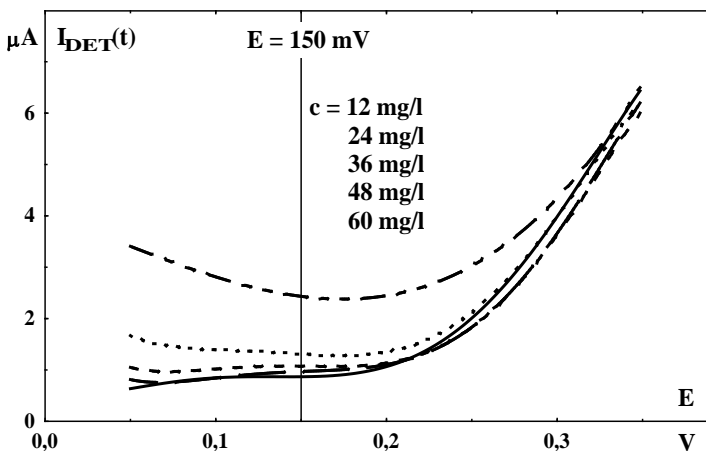


Rys. 3. Przykładowe przebiegi czasowe prądu detekcyjnego (I_{DET}) dla różnych wartości stężenia jonu chlorkowego (c) przy napięciu między elektrodami detekcyjnymi $E = 150 \text{ mV}$

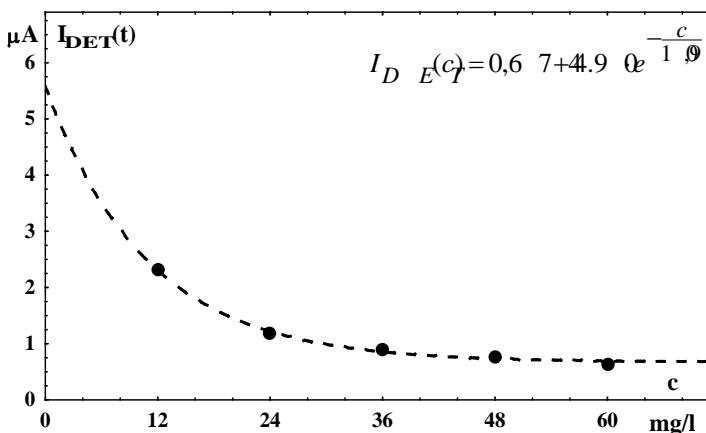


Rys. 4. Lokalne maksima prądu detekcyjnego (I_{DET}) dla różnych wartości stężenia jonu chlorkowego (c) przy napięciu między elektrodami detekcyjnymi $E = 150 \text{ mV}$

Na rysunku 5 przedstawiono rodzinę charakterystyk zależności prądu detekcyjnego I_{DET} od napięcia E dla różnych stężeń jonu chlorkowego. Z charakterystyk tych wynika, że optymalnym napięciem między elektrodami detekcyjnymi jest wartość 150-180 mV dla przedziału stężenia jonów chlorkowych 0-40 mg/l, natomiast dla stężenia $c \geq 40$ mg/l: $E \leq 150$ mV. Do dalszych eksperymentów przyjęto wartość napięcia zasilającego elektrody detekcyjne $E = 150$ mV. Na rysunku 6 pokazano zależność prądu detekcyjnego w funkcji stężenia jonów chlorkowych w próbce dodawanej do elektrolitu podstawowego dla $E = 150$ mV.



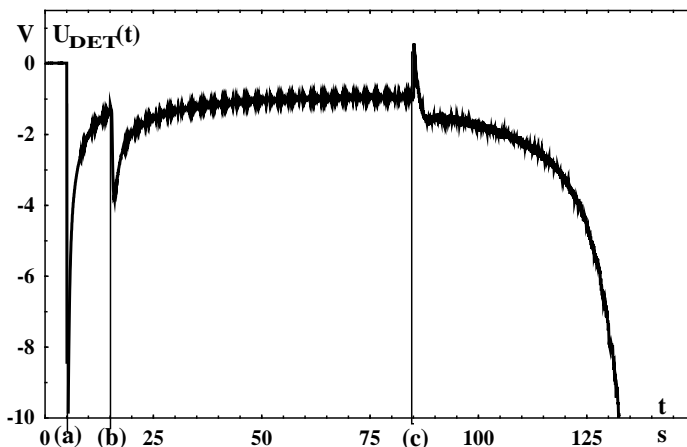
Rys. 5. Rodzina charakterystyk $I_{DET} = f(E)$ dla różnych wartości stężenia jonu chlorkowego (c)



Rys. 6. Zależność natężenia prądu detekcyjnego (I_{DET}) od stężenia jonów chlorkowych (c) przy napięciu $E = 150$ mV

3.2. Mieszanie elektrolitu podstawowego w procesie przygotowawczym

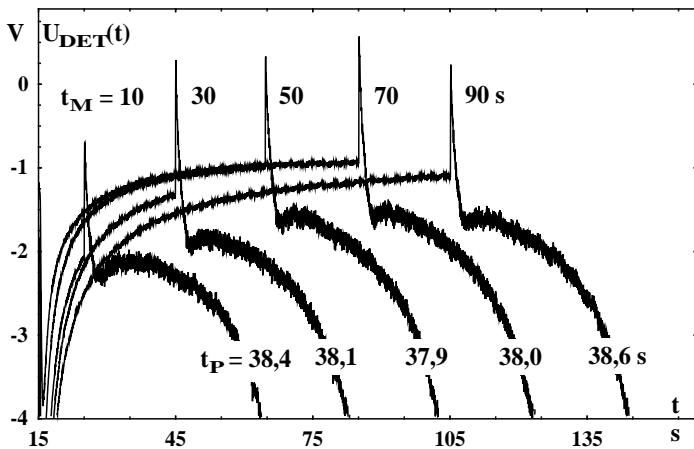
W celu zbadania wpływu czasu mieszania elektrolitu podstawowego na przebieg prądu (napięcia) detekcyjnego oraz na czas miareczkowania jonów chlorkowych znajdujących się w elektrolicie podstawowym wykonano szereg pomiarów dla różnych czasów trwania procesu przygotowania (czas między włączeniem mieszadła a włączeniem prądu generacyjnego – rys. 7).



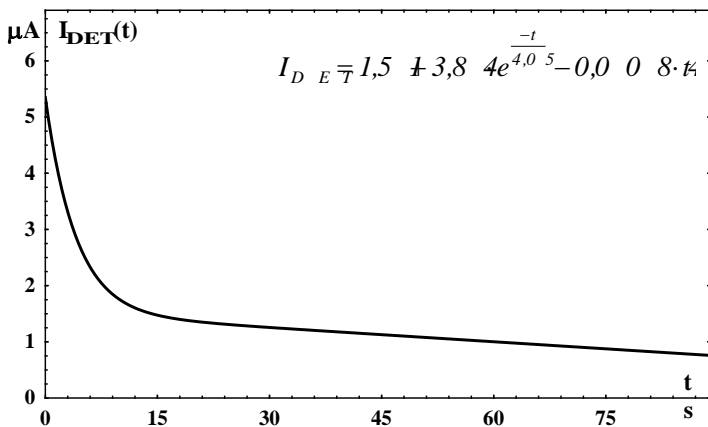
Rys. 7. Przebieg napięcia detekcyjnego w różnych fazach procesu pomiarowego: (a) – zanurzenie elektrod w elektrolicie podstawowym, (b) – włączenie mieszadła, (c) – włączenie prądu generacyjnego

Na rysunku 8 przedstawiono zbiór zarejestrowanych przebiegów napięcia detekcyjnego dla różnych czasów wstępnego mieszania elektrolitu t_M (bez włączonego generatora jonów Ag^+). Podane na rysunku czasy miareczkowania jonów chlorkowych t_P otrzymano przy ustawionym progu komparacji $U_K = -4$ V. Za pomocą estymacji nieliniowej określony został model dynamiczny procesu mieszania, przedstawiony na rysunku 9.

Stała czasowa procesu mieszania wynosi $T = 4,05$ s (rys. 9). Przyjmując kryterium dojścia do stanu ustalonego $t = 4T$ uzyskamy minimalny czas mieszania $t_{M\min} = 16,2$ s; można zatem przyjąć $t_M = 20$ s. Należy zatem włączyć prąd generacyjny po upływie 20 sekund od chwili rozpoczęcia mieszania.



Rys. 8. Przebiegi napięcia detekcyjnego (U_{DET}) dla różnych czasów mieszania elektrolitu (t_M) przy jednakowej prędkości obrotowej mieszadła; t_P – wyniki pomiarów czasu miareczkowania

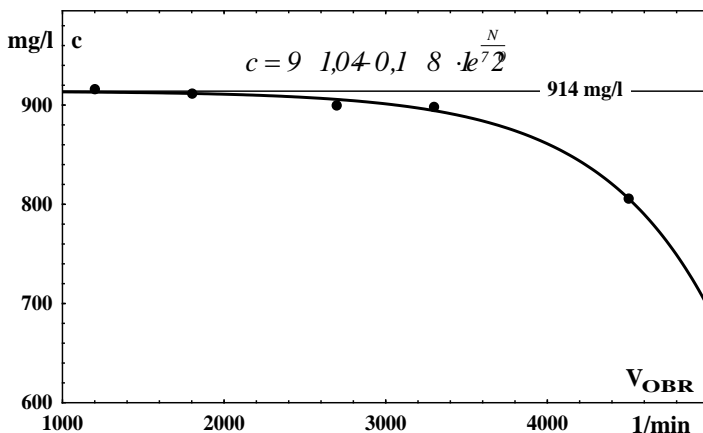


Rys. 9. Aproksymacja przebiegu prądu detekcyjnego inercją I. rzędu oraz składową niestacjonarną

3.3. Badanie wpływu prędkości obrotowej mieszadła na charakter przebiegu prądu w układzie elektrod detekcyjnych

W trakcie badań modelu miernika stwierdzono zależność między prędkością obrotową mieszadła a rezultatami pomiarów stężenia jonu chlorkowego, co zostało

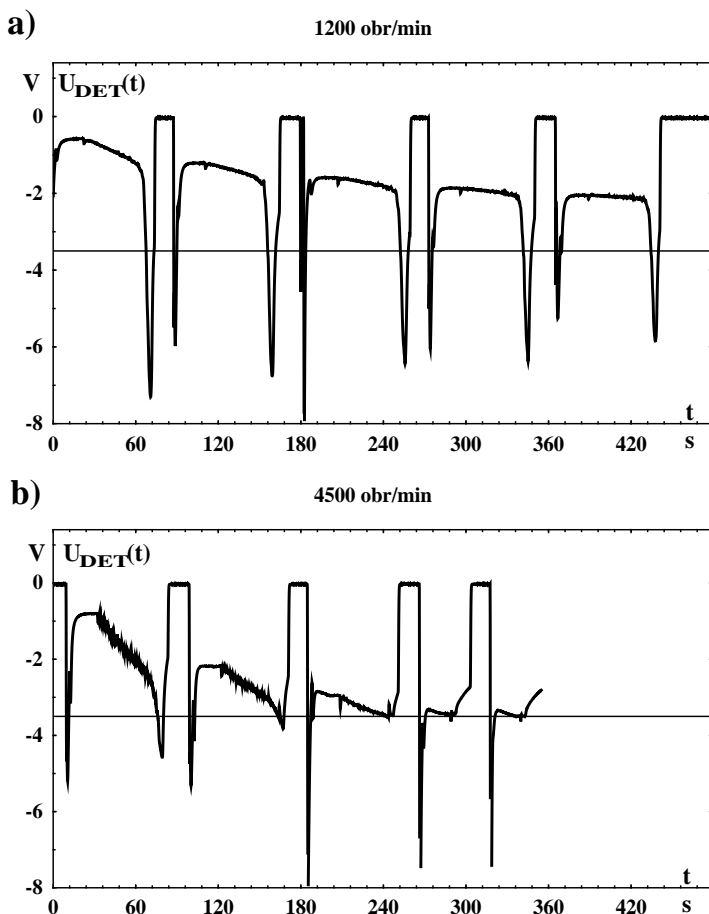
przedstawione na rysunku 10. Jak widać, przy wzroście obrotów mieszadła wyniki pomiarów zmniejszają się. Zależność ta jest szczególnie widoczna dla prędkości obrotowych mieszadła większych niż 1800 obr/min. Można to tłumaczyć wzrostem prawdopodobieństwa dotarcia jonu Ag^+ do katody bez połączenia się z jonem Cl^- .



Rys. 10. Zależność średniej wartości stężenia jonu chlorkowego (c) od prędkości obrotowej mieszadła (V_{OBR}) przy pomiarze próbki wzorcowej o stężeniu 914 mg/l Cl^-

Ponadto zmiana prędkości obrotowej ma wpływ na kształt przebiegu sygnału napięcia detekcyjnego U_{DET} . Na rysunku 11 przedstawiono przebiegi napięcia detekcyjnego dla różnych prędkości obrotowych mieszadła (1200 i 4500 obr/min) przy poziomie komparacji sygnału z elektrod detekcyjnych $U_K = -3.5$ V.

Na powyższych rysunkach jest widoczne obniżanie się przebiegów napięcia na elektrodach detekcyjnych wraz z kolejnymi pomiarami. Obniżenie to zachodzi szybciej w miarę zwiększania prędkości obrotowej mieszadła. Powoduje to powstawanie dodatkowych błędów pomiaru oraz zmniejsza liczbę pomiarów, jakie można wykonać bez zmiany elektrolitu podstawowego.



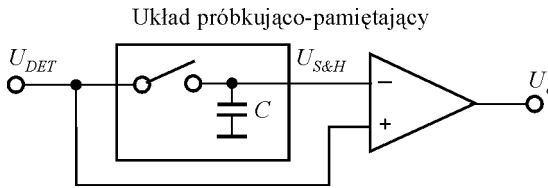
Rys. 11. Przebieg napięcia detekcyjnego U_{DET} dla kolejnych pomiarów stężenia jonu chlorkowego (bez zmiany elektrolitu podstawowego) dla prędkości obrotowej mieszadła 1200 obr/min (a) i 4500 obr/min (b)

3.4. Korekcja napięcia detekcyjnego

Niekorzystnym zjawiskiem, zaobserwowanym w analizowanym urządzeniu, jest ciągle obniżanie się poziomu napięcia detekcyjnego U_{DET} w momencie rozpoczęcia reakcji miareczkowania wraz z kolejnym pomiarem wykonywanym na tym samym elektrolicie podstawowym.

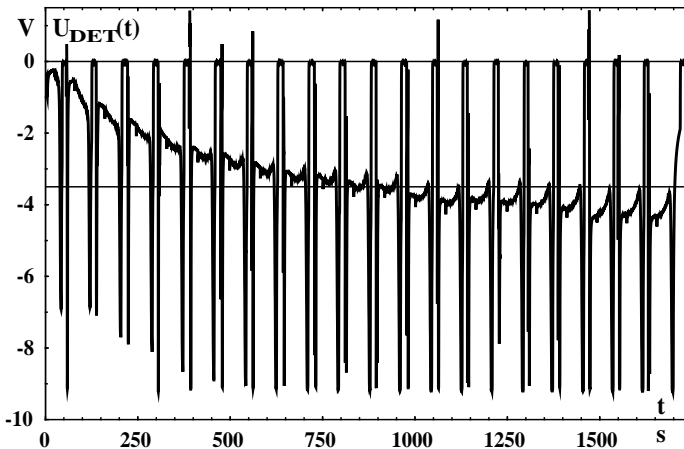
Zjawisko to może być w znacznym stopniu wyeliminowane poprzez utrzymanie stałego progu komparacji, niezależnego od stanu początkowego reakcji elektro-

chemicznych zachodzących na anodzie układu detekcyjnego. Zrealizowano to za pomocą układu przedstawionego na rysunku 12, normującego wartość napięcia detekcyjnego w chwili rozpoczęcia miareczkowania do 0 V.



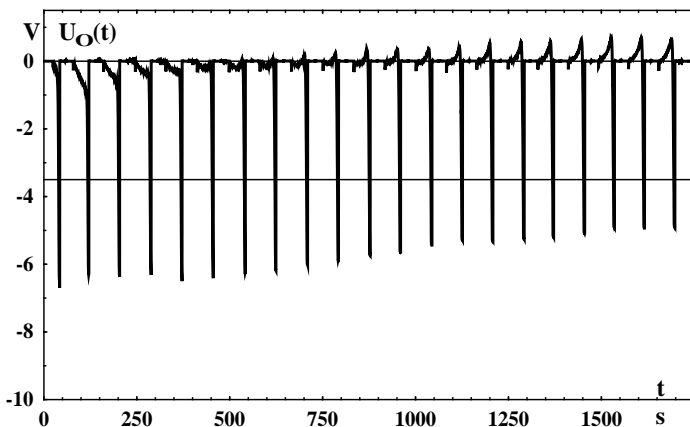
Rys. 12. Układ korekcji napięcia detekcyjnego

Sposób funkcjonowania układu polega na zapamiętaniu przez układ próbkująco-pamiętający wartości napięcia detekcyjnego U_{DET} na 1 sekundę przed włączeniem prądu generacyjnego. Napięcie U_o na wyjściu przedstawionego układu jest różnicą napięcia detekcyjnego U_{DET} oraz napięcia $U_{S\&H}$ zapamiętanego przez układ próbkująco-pamiętający. W chwili włączenia prądu generacyjnego napięcie U_o jest praktycznie równe zero, niezależnie od liczby wykonanych wcześniej pomiarów czy też od wybranego zakresu pomiarowego.



Rys. 13. Przebieg napięcia detekcyjnego U_{DET} przed korekcją dla serii pomiarów stężenia jonu Cl^- w próbce wzorcowej ($c = 12 \text{ g/l}$)

Przebiegi napięcia detekcyjnego, potwierdzające słuszność zastosowanego układu, zostały przedstawione na rysunku 14.



Rys. 14. Przebieg napięcia detekcyjnego U_o po wyjściu układu korekcyjnego dla serii pomiarów stężenia jonu Cl^- w próbce wzorcowej ($c = 12 \text{ g/l}$)

Konsekwencją zastosowania opisanego układu jest zwiększenie maksymalnej liczby pomiarów, jakie można wykonać na jednym elektrolicie podstawowym.

4. Podsumowanie

Przedstawiona analiza jest jedynie częścią złożonej problematyki doboru parametrów konstrukcyjnych modelu miernika stężenia jonów chlorkowych. Analiza ta stanowiła podstawę do zaprojektowania i skonstruowania w Katedrze Telekomunikacji i Aparatury Medycznej Politechniki Białostockiej trójzakresowego miernika oznaczonego symbolem XCl 002. Urządzenie to umożliwia przeprowadzanie pomiarów stężenia jonów Cl^- w trzech podzakresach: 10,0 do 120 mg/l, 100 do 1200 mg/l oraz 1,20 do 12,0 g/l.

Badania wykonanego modelu miernika są podstawą do określenia jego podstawowych parametrów metrologiczno-eksploatacyjnych, takich jak:

- współczynnik zmienności nie większy niż 0,5% w każdym z zakresów pomiarowych,
- próg wykrywalności: 1,26 mg/l,
- błąd nieliniowości mniejszy niż 1%.

Uzyskane wyniki pomiarów potwierdzają słuszność przyjętej koncepcji budowy i działania miernika XCl 002 i stanowią dobrą podstawę do dalszych prac związanych z analizą możliwości pomiarów stężenia jonów chlorkowych w roz-

tworach wodnych, w szczególności pomiarów śladowego stężenia w warunkach przemysłowych, energetyce i ochronie środowiska.

Literatura

- [1] **Wieczorek G.:** *Wpływ chlorków na korozję stali zbrojeniowej w betonie*. WITB, Warszawa, 1993.
- [2] **Sierakowski E., Mrożek J.:** *Kontrola wody i pary w energetyce*. Wydano w ramach działalności szkoleniowo-promocyjnej ZPBE „ENERGOPOMIAR”, Warszawa, 1998.
- [3] **Holiczer W.:** *Kulometryczna metoda pomiaru stężenia jonów chlorkowych – model matematyczny przetwornika pomiarowego i jego wstępna weryfikacja*. VI Konferencja „Czujniki Optoelektroniczne i Elektroniczne” COE 2000, Gliwice, 2000.
- [4] **Bajko B.:** *Metoda kulometryczna i potencjometryczna w zastosowaniu do pomiaru stężenia jonu chlorkowego*. Sympozjum Elektrycznych Pomiarów Dokładnych EPD'2000, Gliwice, 2000.

COULOMETRIC METER FOR CHLORIDE IONS CONCENTRATION MEASUREMENT IN AQUEOUS SOLUTIONS

Summary: This paper describes principle of measurement a chloride ions concentration by coulometric titration method. Coulometric methods depends on measurement of electric charge, which causes electrochemical reactions during a passage through the electrolytic solution. There are presented a static and a dynamic equations of processing for coulometric meter of chloride ion concentration in aqueous solutions. There are also presented analysis and results of experimental research for selected qualitative parameters of measuring process.

Key words: electrochemical methods, chloride ion, concentration measurement, coulometric titration method

Brunon Lejdy, Marcin A. Sulkowski

WYŁĄCZNIKI INSTALACYJNE – SPOSOBY OPISU ICH NIEZAWODNOŚCI

Streszczenie: Problemy dotyczące niezawodności wyłączników instalacyjnych niskiego napięcia są istotne ponieważ wyłączniki dzięki swoim właściwościom funkcjonalnym spełniają w instalacjach elektrycznych coraz nowsze funkcje. Dlatego też celowe jest opracowanie modeli matematycznych uszkodzeń opartych na metodach probabilistycznych, uwzględniających czynniki eksploatacyjne i techniczne występujące w procesie użytkowania tych urządzeń. W referacie przedstawiono sposoby opisu niezawodności wyłączników instalacyjnych nn oraz pierwsze spostrzeżenia i wnioski dotyczące niezawodności tych wyłączników, wynikające z badań przeprowadzanych w Katedrze Elektroenergetyki Politechniki Białostockiej.

Słowa kluczowe: instalacja elektryczna, wyłącznik instalacyjny, niezawodność, probabilistyka

1. Wstęp

Niezawodność jest jedną z cech jakości urządzeń i oznacza zdolność urządzeń do spełniania postawionych zadań w określonych warunkach i w określonym czasie.

Wyłącznik instalacyjny działa niezawodnie wówczas, gdy wszystkie wymierne cechy urządzenia mieszczą się w pewnych określonych przedziałach wartości. Po przekroczeniu któregośkolwiek przedziału przez choćby jedną cechę wymierną urządzenia następuje uszkodzenie urządzenia, zwane bardzo często awarią. Przekroczenie przedziałów tych cech można traktować jako zdarzenia losowe, niezawodność zaś trzeba rozumieć jako prawdopodobieństwo poprawnego spełniania przez urządzenie swych zadań przez wyznaczony okres lub liczbę cykli łączeniowych, w określonych warunkach środowiskowych.

2. Zadania wyłączników instalacyjnych

Wyłączniki instalacyjne należą do grupy urządzeń przetężeniowych, które wykorzystuje się do zabezpieczeń odbiorników i przewodów zasilających te odbiorniki oraz w ochronie przeciwporażeniowej jako jeden z elementów ochrony przed dotykiem pośrednim. Jeden wyłącznik instalacyjny może pełnić w instalacji elektrycznej wszystkie wymienione funkcje.

Właściwy dobór urządzeń zabezpieczających podyktowany jest zagrożeniami, które powodują różnorodne skutki. Zagrożeniami takimi są przeciążenia i zwarcia w instalacji elektrycznej.

Na możliwość wystąpienia zwarcia, a tym samym przepływów prądów wielokrotnie większych od prądów znamionowych narażone są wszystkie odbiorniki oraz przewody. Powinny więc być one wyłączone w odpowiednim czasie, gdyż w przeciwnym wypadku może nastąpić wzrost temperatury tych elementów ponad temperaturę dopuszczalną przy zwarcu.

Zabezpieczenia zwarciovowe powinny być instalowane na początku obwodów odbiorczych. Chronią one wówczas przed skutkami zwarć odbiorniki oraz przewody zasilające. W obu przypadkach powinny być spełnione warunki skutecznego zabezpieczenia jednym urządzeniem zabezpieczającym – urządzeniem przetężeniowym, którym może być wyłącznik instalacyjny. Pierwszym krokiem jest więc dobór zabezpieczenia odbiornika, a następnie sprawdzenie czy to zabezpieczenie chroni również od skutków zwarć przewody zasilające.

Zabezpieczenia przeciążeniowe odbiorników mogą być umieszczone w dowolnym miejscu między źródłem zasilania a odbiornikiem. Z reguły umieszczone są one również na początku obwodu odbiorczego i najczęściej stanowią one element wyłącznika instalacyjnego.

Dobrane do zabezpieczenia odbiornika wyłączniki instalacyjne wykorzystuje się także w ochronie przeciwporażeniowej – w ochronie przed dotykiem pośrednim przez zastosowanie samoczynnego wyłączenia zasilania. W momencie analizy skuteczności ochrony przeciwporażeniowej parametry wyłącznika instalacyjnego są narzucone poprzez fakt ich doboru jako zabezpieczenia odbiornika. Sprawdza się więc czy dobrane i stosowane w instalacji odbiorczej wyłączniki instalacyjne będą poprawnie działać w ochronie przeciwporażeniowej.

Ostatnią funkcją, która pojawia się w eksploatacji tych wyłączników jest ich praca w charakterze łączników manewrowych. Podczas tej pracy wyłączniki instalacyjne podlegają nowym rodzajom narażeń, różniących się zdecydowanie od tych, jakie spotykamy podczas ich eksploatacji w charakterze zabezpieczenia od skutków zwarć i przeciążeń. Dlatego też podstawowym parametrem jaki należy uwzględnić przy doborze wyłączników instalacyjnych jako łączników manewrowych jest ich trwałość łączeniowa.

3. Wskaźniki niezawodności

Powszechnie używaną cechą niezawodności jest nieuszkodzalność. W przypadku urządzeń nienaprawialnych, za jakie ma się wyłączniki instalacyjne niskiego napięcia, stan zdatności można opisać między innymi za pomocą następujących wskaźników nieuszkodzalności:

- prawdopodobieństwo poprawnej pracy do momentu uszkodzenia wyłącznika

$$R(t) = P(T > t) = \int_t^{\infty} f(t) dt = 1 - F(t).$$

Empiryczną postać estymatora prawdopodobieństwa poprawnej pracy do momentu uszkodzenia wyłącznika można wyznaczyć z zależności

$$\hat{R}(t_m) = \frac{n - m + 1}{n + 1},$$

gdzie:

- n – liczba badanych wyłączników instalacyjnych,
- m – liczba wyłączników instalacyjnych, które uległy uszkodzeniu w danym przedziale czasu $(0, t_m)$.
- prawdopodobieństwo uszkodzeń wyłączników instalacyjnych (dystrybuanta uszkodzeń)

$$F(T) = P(T \leq t) = \int_0^t f(t) dt = 1 - R(t).$$

- intensywność uszkodzeń wyłączników instalacyjnych (funkcja ryzyka)

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = -\frac{1}{R(t)} \frac{d(R(t))}{dt}$$

- średnia intensywność uszkodzeń w przedziale czasu $(0, t)$

$$\overline{\lambda}(t) = \frac{1}{t} \int_0^t \lambda(t) dt = -\frac{\ln R(t)}{t}.$$

Innym, często stosowanym wskaźnikiem niezawodności, jest czas poprawnej pracy T , liczony w godzinach czasu pracy, do momentu uszkodzenia powodującego stan niezdatności. Jest on zmienną losową ciągłą, opisywaną funkcją gęstości prawdopodobieństwa $f(t)$. Korzystając z funkcji $f(t)$ można określić wartość oczekiwaną czasu poprawnej pracy urządzenia.

$$E(t) = \int_0^{\infty} t \cdot f(t) dt$$

W praktyce stan niezawodności określany jest na podstawie skończonej liczby realizacji zmiennych losowych. Jeżeli dysponujemy wynikami badań nad trwałością łączeniową n wyłączników instalacyjnych, to średni czas ich działania możemy określić z zależności:

$$\bar{t} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_{si}$$

gdzie: t_{si} – czas poprawnej pracy i -tego wyłącznika instalacyjnego.

Jednak w praktyce trwałość wyłączników instalacyjnych nie wyraża się za pomocą czasu poprawnej pracy łączeniowej, lecz liczbą wykonanych cykli łączeniowych do momentu ich niezdatności. Przekroczenie przez wyłącznik instalacyjny stanu granicznego, określonego dopuszczalnymi parametrami podawanymi przez producenta, jest równoważne jego uszkodzeniu. Prawdopodobieństwo $P(t_s \geq T_{\max})$, że czas poprawnej pracy t_s będzie większy niż wymagany czas pracy określany przez producentów (trwałość łączeniowa) T_{\max} , nazywa się funkcyjnością i jest miarą niezawodności. Stąd często spotyka się, że wielkość tę nazywa się niekiedy niezawodnością urządzenia i oznacza jako R . W przypadku, gdy argumentem jest liczba cykli łączeniowych, zamiast funkcyjności używa się pojęcia operacyjności.

W wyniku badań przeprowadzonych w laboratorium Katedry Elektroenergetyki Politechniki Białostockiej można stwierdzić, że podawana przez producentów trwałość wyłączników instalacyjnych wydaje się stanowczo zaniżona. Pomimo kilkakrotnego przekroczenia liczby cykli łączeniowych, określonej przez producenta jako trwałość łączeniowa, wyłączniki w pełni spełniają stawiane przed nimi zadania. Występuje pewna degradacja własności charakteryzujących wyłączniki, lecz występuje ona na takim poziomie, że ich dalsza eksploatacja nie powoduje zagrożenia dla ludzi i mienia przez nie zabezpieczonego, a wszystkie wymagania stawiane wyłącznikom instalacyjnym przez normę PN-90/E-93002 „Wyłączniki nadprądowe do instalacji domowych i podobnych” są spełnione. Prowadzi to do wstępnych wniosków, że prawdopodobieństwo przekroczenia dopuszczalnej liczby cykli łączeniowych przez wyłączniki instalacyjne będzie bardzo duże.

Wyznaczenie jednego wskaźnika niezawodności umożliwia wyznaczenie pozostałych funkcjonalnych i liczbowych wskaźników, przy czym informacje o trwałości wyłączników instalacyjnych mogą pochodzić zarówno z badań przeprowadzanych w laboratorium, jak i z obserwacji zachowania się urządzeń podczas ich

eksploatacji (badania ankierskie wśród użytkowników wyłączników instalacyjnych). Informacje te powinny zawierać opis warunków, w jakich badane wyłączniki pracują oraz dokładne dane o rodzaju uszkodzeń.

4. Modele matematyczne stosowane do opisu niezawodności

Podstawowym zagadnieniem w badaniach trwałościowych jest ustalenie takiego rozkładu prawdopodobieństwa czasu poprawnej pracy urządzenia, czyli czasu do momentu uszkodzenia, aby odpowiadający mu przebieg funkcji intensywności uszkodzeń miał taki sam charakter jak przebieg oszacowania tej funkcji otrzymany z przeprowadzonych badań. Otrzymany wówczas rozkład przyjmuje się za matematyczny model niezawodności tego urządzenia. W teorii niezawodności można wyróżnić dwa sposoby określania modeli niezawodnościowych:

- statystyczny, obejmujący modelowanie i badanie uszkodzeń bez analizy procesu ich powstawania,
- fizyczny, zajmujący się przyczynami powstających uszkodzeń urządzenia na podstawie analizy procesów fizykochemicznych w nim zachodzących.

Zjawiska fizykochemiczne zachodzące w urządzeniu można przy tym przedstawić za pomocą modeli matematyczno-fizycznych:

- modelu opisowego, w którym w możliwie dokładny sposób opisuje się obserwowane zjawisko, nie wnikając w jego przyczyny (np. modele probabilistyczne),
- modelu przyczynowo-skutkowego, w którym określa się wielkości fizyczne, wpływające na badane zjawisko.

W badaniach niezawodnościowych opartych na statystycznej koncepcji badań dobieramy model niezawodności stawiając założenia co do postaci rozkładu prawdopodobieństwa, a następnie doświadczalnie weryfikując te założenia na podstawie wyników badań. Nie może to jednak stanowić podstawy opracowania metody oceny trwałości wyłączników, opartej na skróconych badaniach laboratoryjnych. Badania statystyczne mogą bowiem tylko wyeliminować istnienie pewnych związków przyczynowych, lecz nie mogą udowodnić ich istnienia. Stwierdzona statystycznie na przyjętym poziomie istotności α zgodność określonego rozkładu teoretycznego z rozkładem empirycznym jest warunkiem koniecznym, lecz niewystarczającym do przyjęcia tego rozkładu jako modelu badanego urządzenia, ponieważ najczęściej określony rozkład empiryczny można aproksymować na przyjętym poziomie istotności kilkoma rozkładami teoretycznymi. Skutkiem tego może być różnorodność hipotez dotyczących rozkładów trwałości wyłączników.

Ustalenie w miarę dokładnego modelu niezawodności wyłączników instalacyjnych, umożliwiającego opracowanie metody przydatnej do oceny trwałości tych urządzeń, wymaga szczegółowej analizy zjawisk fizykochemicznych, zachodzą-

cych podczas ich eksploatacji. Poznanie przebiegu tych zjawisk oraz ich wpływu na pogarszanie się, czyli degradację własności wyłączników, zwłaszcza tych, które warunkują poprawność działania ochrony przeciwporażeniowej, umożliwi wyrowadzenie określonego rozkładu statystycznego uszkodzeń, a także znalezienie zależności parametrów tego rozkładu od wielkości fizycznych charakteryzujących wyłączniki instalacyjne.

Do stworzenia modelu niezawodnościowego niezbędne jest jednak określenie i wybór parametrów prognozujących ich niezawodność, przydatnych do budowy modeli niezawodnościowych tych wyłączników na podstawie skróconego programu badań eksploatacyjnych. Wybrane parametry prognozujące powinny spełniać następujące wymagania:

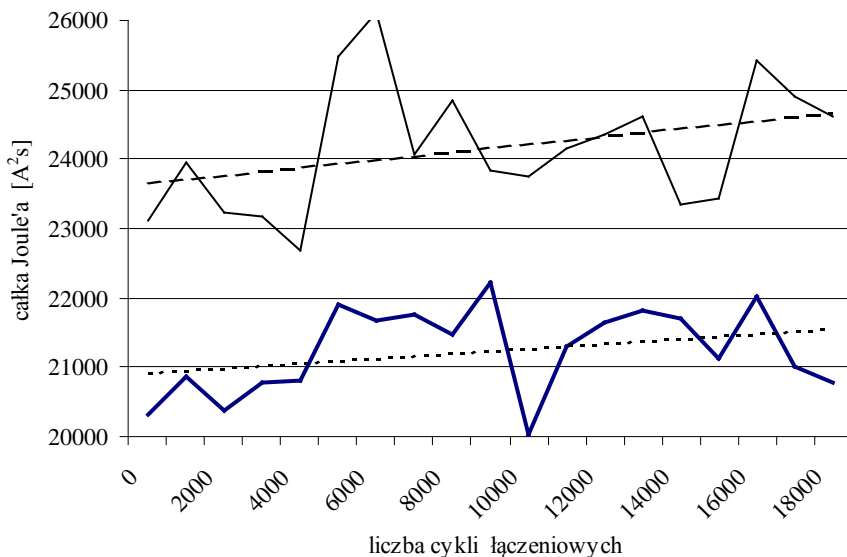
- wykazywać silną korelację pomiędzy czasem pracy wyłącznika, a postępującą z jego upływem degradacją własności urządzenia,
- być łatwo mierzalne, tzn. takie, które można wyznaczyć za pomocą nieskomplikowanych procedur pomiarowych.

Na podstawie wstępnych badań można stwierdzić, że najlepszym parametrem, który spełnia wyżej wymienione wymagania stawiane parametrom prognozującym, jest ilość energii przeniesionej przez wyłącznik instalacyjny, powodującej jego zadziałanie. Wartość tej energii jest silnie skorelowana z liczbą cykli łączeniowych, wykonanych przez dany wyłącznik, i zależność ta jest zależnością liniową, co jest bardzo pożądane przy tworzeniu modeli niezawodnościowych urządzeń.

Przykładowe charakterystyki przedstawiające zależność ilości energii koniecznej do zadziałania wyłącznika instalacyjnego od liczby cykli łączeniowych przedstawiono na rysunku 1. Wyniki te dotyczą jednego wyłącznika instalacyjnego jednobiegunowego o charakterystyce czasowo-prądowej B i prądzie znamionowym $I_n = 16 \text{ A}$.

Ponadto dokładność modelu w bardzo dużym stopniu zależy od zapisu matematycznego zmian parametrów prognozujących w funkcji czasu, a dokładniej liczby cykli łączeniowych. Poprawność tak zbudowanego modelu weryfikuje się rozkładami empirycznymi trwałości wyłączników z zastosowaniem odpowiednich testów zgodności. Poprawność ta zależy przede wszystkim:

- od dokładności zapisu matematycznego zmian parametrów prognozujących w funkcji liczby cykli łączeniowych i od postaci otrzymanej na tej podstawie funkcji niezawodności,
- od liczby danych empirycznych uzyskanych z badań laboratoryjnych, stosowanych w estymacji parametrów modelu niezawodności,
- od stopnia informatywności parametrów przyjętych za prognozujące.



Rys. 1. Przebiegi zmian wartości ilości energii koniecznej do zadziałania wyłącznika instalacyjnego przy prądzie $I_1 = 5I_n$ oraz prądzie $I_n = 2,55I_n$ wyłącznika instalacyjnego o charakterystyce B16 — — — — $I = 5I_n$, — — — — $I = 2,55I_n$, - - - - - liniowy $I = 5I_n$, - - - - - liniowy ($I = 2,55I_n$)

Wydaje się, że w razie niepełnej znajomości procesów fizycznych powstawania uszkodzeń oraz w przypadku ich dużej złożoności, wynikającej z różnorodnej i skomplikowanej budowy wewnętrznej wyłączników instalacyjnych, bardziej przydatne w opisie trwałości tych urządzeń będą modele niezawodnościowe, opracowane z zastosowaniem metod komputerowej symulacji cyfrowej procesów powstawania uszkodzeń.

Modele te, zwane symulacyjnymi, pozwalają na analizę trwałości wyłączników instalacyjnych, dla których mamy niewiele danych eksperymentalnych lub co do których uzyskanie tych danych jest kosztowne i długotrwałe. Zastosowanie symulacji komputerowej (symulacja Monte Carlo) jest celowe również wtedy, gdy należy uwzględnić charakter losowy niektórych zmiennych lub wszystkich wielkości modelu. Symulacyjne modele niezawodnościowe wyłączników instalacyjnych wymagają wyznaczenia funkcji gęstości prawdopodobieństwa rozkładu dla poszczególnych parametrów prognozujących w funkcji liczby cykli łączeniowych oraz określenia zmian tych parametrów w funkcji cykli łączeniowych. Jest to szczególnie ważne, gdy mamy do czynienia z wielokrotnym generowaniem zmiennych losowych podczas procesu symulacji. Wielokrotna symulacja procesów losowych zgo-

dnie z zastosowanym algorytmem modelu niezawodnościowego pozwala na wyznaczenie niezawodności wyłączników instalacyjnych. Często przeprowadzenie wielu badań laboratoryjnych w rzeczywistości nie jest możliwe ze względów technicznych i ekonomicznych.

5. Wnioski

Na podstawie dotychczasowej analizy można sformułować następujące wnioski:

1. Dotychczas brak precyzyjnych kryteriów oceny niezawodności wyłączników instalacyjnych.
2. Stosowane obecnie wskaźniki niezawodności nie uwzględniają warunków eksploatacyjnych i technicznych występujących w procesie użytkowania tych urządzeń.
3. Modele niezawodnościowe powinny uwzględniać nową funkcję przypisywaną wyłącznikom instalacyjnych, jaką jest zastosowanie ich w charakterze łączników manewrowych.

Literatura

- [1] **Jaworski M.:** *Prognozowanie trwałości warystorów tlenkowych ZnO z bieżącej produkcji*. Rozprawa doktorska. Politechnika Wrocławska, Wrocław, 1999.
- [2] **Kornatka M.:** *Prognozowanie trwałości zestyków styczników elektromagnetycznych z bieżącej produkcji*. Rozprawa doktorska. Politechnika Częstochowska, Wrocław, 2000.
- [3] **Lesiński S.:** *Jak opisać niezawodność łączników niskonapięciowych*. Przegląd elektrotechniczny nr 6/1985.
- [4] **Lesiński S.:** *Niezawodność urządzeń elektrycznych*. Wyd. Politechniki Łódzkiej, Łódź, 1989.
- [5] **Markiewicz H.:** *Instalacje elektryczne*. WNT, Warszawa, 1999.
- [6] **Markiewicz H.:** *Bezpieczeństwo w elektroenergetyce*. WNT, Warszawa, 1999.
- [7] **Migdalski J.:** *Poradnik niezawodności – podstawy matematyczne*. Wyd. „WE-MA”, Warszawa, 1982.
- [8] **Wróblewski Z.:** *Wielowariantowa metoda prognozowania niezawodności styczników elektromagnetycznych prądu przemiennego z bieżącej produkcji*. Prace Naukowe Instytutu Elektroenergetyki Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 1988.

- [9] **Wróblewski Z.:** *Uogólniony model matematyczno-fizyczny niezawodności zestyków styczników elektromagnetycznych prądu przemiennego*. Archiwum Elektro-techniki – z. 1-4, 1989.
- [10] PN-90/E-93002 „Wyłączniki nadprądowe do instalacji domowych i podobnych”.

METHODS OF RELIABILITY OF THE CIRCUIT BREAKERS IN A LOW VOLTAGE INSTALLATION

Summary: Problems of reliability of circuit breakers in a low voltage installation is important, because they perform new functions in the electrical installations. Therefore the paper presents descriptive methods of reliability of the circuit breakers. This paper presents also first observations and conclusions relating from the study which has been made in Faculty of Electrical Engineering of Białystok Technical University.

Key words: electrical, installation, miniature circuit-breaker, reliability, calculus of probability

Artykuł zrealizowano w ramach pracy badawczej W/WE/12/01.

Jerzy Niebrzydowski, Grzegorz Hołdyński

ANALIZA WPŁYWU ASYMETRII OBCIĄŻEŃ ORAZ ODKSZTAŁCENIA PRĄDÓW NA STRATY MOCY I POZIOMY NAPIĘĆ W WIEJSKICH SIECIACH ELEKTROENERGETYCZNYCH NISKIEGO NAPIĘCIA

Streszczenie: W referacie przedstawiono wyniki badań pomiarowych prowadzonych w wiejskich sieciach elektroenergetycznych, wyniki symulacji komputerowej rozplywu prądów odkształconych, jak również wyniki analizy wpływu asymetrii i wyższych harmonicznych na straty mocy w liniach oraz poziom napięcia u odbiorców energii elektrycznej.

Słowa kluczowe: wyższe harmoniczne, asymetria obciążenia

1. Wstęp

Wzrastająca liczba odbiorników pobierających z sieci prądy odkształcone, co zaobserwowano w ciągu ostatnich lat w gospodarstwach rolnych, zmusza do rozszerzenia badań nad zjawiskiem występowania wyższych harmonicznych również w odniesieniu do sieci wiejskich. Odkształcenia prądów i napięć na terenach wiejskich należy jednak rozpatrywać w połączeniu z charakterystycznym dla tych terenów zjawiskiem znacznych niesymetrii obciążenia. W warunkach takich ważną rolę zaczyna odgrywać przewód neutralny, w którym najbardziej uwidacznia się efekt nakładania się obydwu opisywanych zjawisk, objawiający się zwiększeniem zarówno wartości jak i poziomu odkształceń prądu płynącego w tym przewodzie. Pobór prądu odkształconego w połączeniu z przeciążeniem przewodu neutralnego powoduje zwiększenie sumarycznych strat mocy oraz spadków napięcia w sieci zasilającej [1].

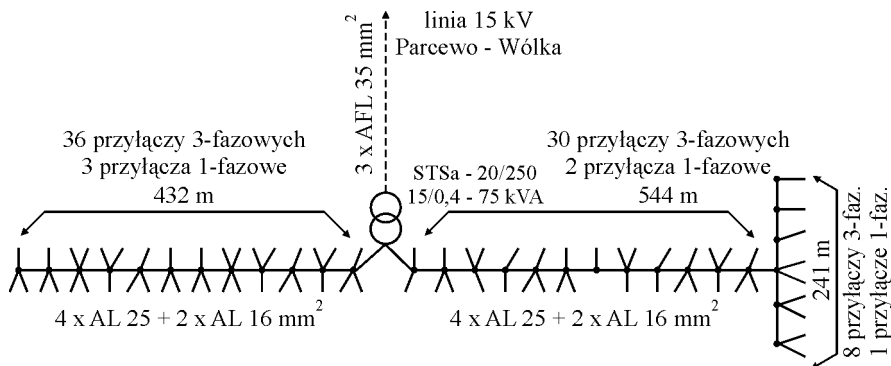
2. Charakterystyka badanej sieci

Obiektem badań była elektroenergetyczna sieć niskiego napięcia zasilająca odbiorców we wsi Spiczki, położonej w odległości 8 km na południowy wschód od

Bielska Podlaskiego w województwie podlaskim. Wieś liczy 60 gospodarstw o łącznej powierzchni 755,8 ha, w tym 682 ha powierzchni użytków rolnych, co stanowi 90,2% powierzchni ogólnej. Wieś zamieszkuje 129 mieszkańców (łącznie z dziećmi), z czego przy produkcji rolnej zatrudnionych jest 115 osób.

Całkowita moc zainstalowana u odbiorców wynosi 1198,19 kW, z czego na odbiorniki w gospodarstwach domowych przypada 357,19 kW, co stanowi 29,8%. Odbiorniki przeznaczone do produkcji rolnej mają moc zainstalowaną 841 kW (70,2 %). Odbiorcy zasilani są dwoma obwodami (jednotorowymi liniami napowietrznymi niskiego napięcia w układzie płaskim), wyprowadzonymi w dwóch kierunkach z napowietrznej stacji słupowej typu STSa 20/250, która jest wyposażona w transformator TON 40/20 o mocy znamionowej 75 kVA.

Uproszczony schemat omawianej sieci przedstawia rysunek 1.



Rys. 1. Schemat sieci nn w miejscowości Spiczki

3. Procedura badań i analiz

Badania obejmowały jednoczesny pomiar parametrów energii elektrycznej w stacji transformatorowej zasilającej wieś oraz u najbardziej oddalonego od stacji odbiorcy, który zasilany jest linią napowietrzną niskiego napięcia z przewodami AL 4×50 mm², o długości 664 m. Całkowita moc zainstalowana u badanego odbiorcy wynosi 23,56 kW.

Wszystkie wielkości elektryczne rejestrowano przy pomocy dwóch analizatorów sieci AR4 i AR5 firmy Circutor, pozwalających jednocześnie zmierzyć następujące wielkości:

- napięcie fazowe,
- prądy fazowe,
- moce czynne w poszczególnych fazach oraz moc trójfazową,
- moce biernie w poszczególnych fazach oraz moc trójfazową,

- współczynniki mocy,
- częstotliwość sieci,
- zawartość poszczególnych harmoniczných (do 30 harmoniczných) oraz współczynniki zawartości wyższych harmoniczných w napięciu (THD_U) i w prądzie (THD_I).

Rejestracja mierzonych wielkości odbywała się w sposób ciągły z dziesięciominutowym uśrednianiem i zapisem wyników. Każdy zapis składa się ze średnich, minimalnych i maksymalnych, wartości wszystkich mierzonych wielkości w okresie pomiędzy zapisami.

Analiza przyrostu strat mocy powodowanych występowaniem niesymetrii obciążeń przeprowadzona w referacie została oparta na następujących zależnościach:

$$\delta(\Delta P_n) = \frac{\Delta P_{L1} + \Delta P_{L2} + \Delta P_{L3} + \Delta P_N - 3 \cdot \Delta P_{sr}}{3 \cdot \Delta P_{sr}} \quad (1)$$

$$\delta(\Delta Q_n) = \frac{\Delta Q_{L1} + \Delta Q_{L2} + \Delta Q_{L3} + \Delta Q_N - 3 \cdot \Delta Q_{sr}}{3 \cdot \Delta Q_{sr}} \quad (2)$$

gdzie:

- $\delta(\Delta P_n), \delta(\Delta Q_n)$ – względne przyrosty strat mocy czynnej i biernej powodowanych niesymetrią,
- $\Delta P_{L1}, \Delta P_{L2}, \Delta P_{L3}, \Delta P_N$ – straty mocy czynnej w poszczególnych fazach oraz w przewodzie neutralnym,
- $\Delta Q_{L1}, \Delta Q_{L2}, \Delta Q_{L3}, \Delta Q_N$ – straty mocy biernej w poszczególnych fazach oraz w przewodzie neutralnym,
- $\Delta P_{sr}, \Delta Q_{sr}$ – średnia arytmetyczna strat mocy czynnej i biernej w poszczególnych fazach.

Podstawowym założeniem do obliczania strat mocy wywołanych odkształceniem prądów, przyjętym na podstawie pracy [2], była następująca zależność rezystancji i reaktancji linii od częstotliwości:

$$R_h \approx \sqrt{h} \cdot R_1 \quad (3)$$

$$X_h \approx h \cdot X_1 \quad (4)$$

gdzie:

- R_h, X_h – rezystancja i reaktancja dla h -tej harmoniczných,
- R_1, X_1 – rezystancja i reaktancja dla pierwszej harmoniczných,
- h – numer harmoniczných.

W wyniku przyjęcia przedstawionych wyżej założeń straty mocy, wywołane występowaniem wyższych harmonicznych, można wyznaczyć z następujących zależności:

$$\Delta P_{RMS} = \sum_{h=1}^n \sqrt{h} \cdot R_1 \cdot I_h^2 \quad (5)$$

$$\Delta Q_{RMS} = \sum_{h=1}^n h \cdot R_1 \cdot I_h^2 \quad (6)$$

gdzie:

I_h – prąd h -tej harmonicznej,

R_1, X_1 – rezystancja i reaktancja dla pierwszej harmonicznej,

h – numer harmonicznej.

Obliczenia względnych przyrostów strat mocy powodowanych odkształceniem prądów oparto na następujących zależnościach:

$$\delta(\Delta P_h) = \frac{\Sigma \Delta P_{RMS} - \Sigma \Delta P_{hl}}{\Sigma \Delta P_{hl}} \quad (7)$$

$$\delta(\Delta Q_h) = \frac{\Sigma \Delta Q_{RMS} - \Sigma \Delta Q_{hl}}{\Sigma \Delta Q_{hl}} \quad (8)$$

gdzie:

$\Sigma \Delta P_{RMS} = \Delta P_{L1 RMS} + \Delta P_{L2 RMS} + \Delta P_{L3 RMS} + \Delta P_{N RMS}$ – suma strat mocy czynnej w poszczególnych fazach oraz w przewodzie neutralnym dla prądów odkształconych,

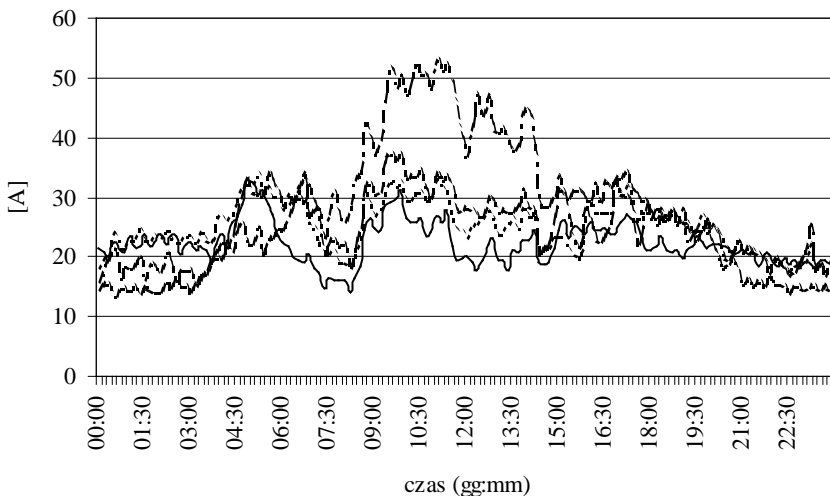
$\Sigma \Delta Q_{RMS} = \Delta Q_{L1 RMS} + \Delta Q_{L2 RMS} + \Delta Q_{L3 RMS} + \Delta Q_{N RMS}$ – suma strat mocy biernej w poszczególnych fazach w przewodzie neutralnym dla prądów odkształconych,

$\Sigma \Delta P_{hl} = \Delta P_{L1 hl} + \Delta P_{L2 hl} + \Delta P_{L3 hl} + \Delta P_{N hl}$ – suma strat mocy czynnej w poszczególnych fazach oraz w przewodzie neutralnym dla pierwszej harmonicznej,

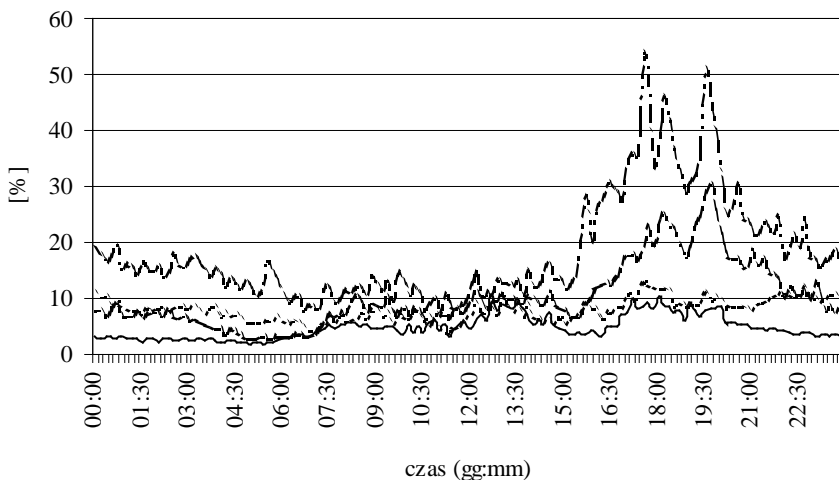
$\Sigma \Delta Q_{hl} = \Delta Q_{L1 hl} + \Delta Q_{L2 hl} + \Delta Q_{L3 hl} + \Delta Q_{N hl}$ – suma strat mocy biernej w poszczególnych fazach oraz w przewodzie neutralnym dla pierwszej harmonicznej.

4. Wyniki pomiarów i analiz

Na podstawie otrzymanych wyników badań wyznaczono średnie dobowe (uśredniane w ciągu tygodnia) przebiegi wszystkich mierzonych wielkości. Na rysunku 2 przedstawiono średni dobowy przebieg prądów w przewodach fazowych oraz w przewodzie neutralnym, zarejestrowanych w stacji transformatorowej. Na rysunku 3 przedstawiono przebieg wartości współczynnika zawartości wyższych harmonicznych (THD) w poszczególnych fazach oraz w przewodzie neutralnym.



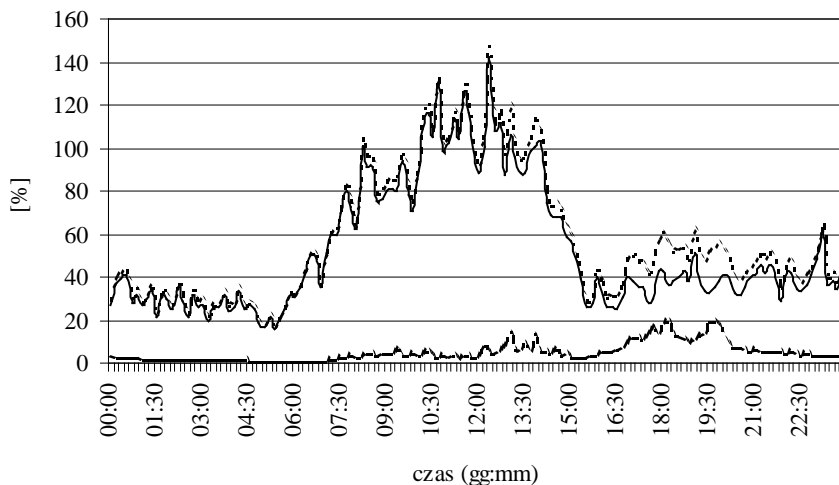
Rys. 2. Średni dobowy przebieg prądu w poszczególnych fazach oraz w przewodzie neutralnym: ——— Lf 1, - - - - Lf 2, - - - - Lf 3, - . - . Lf 0



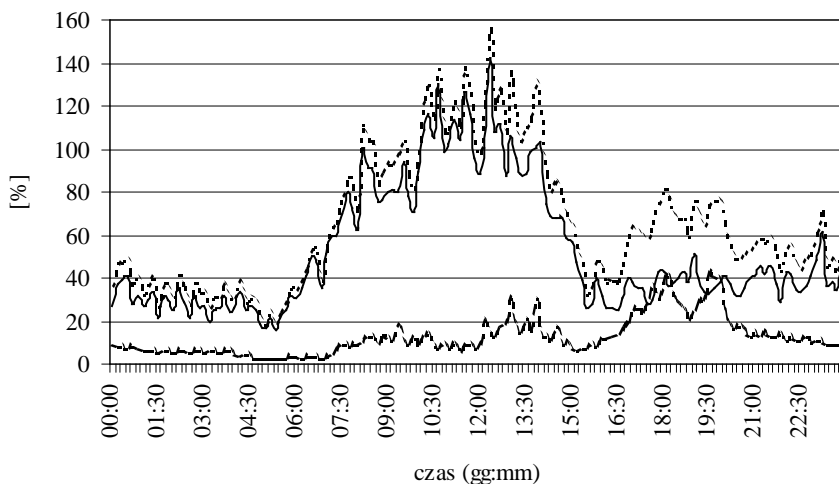
Rys. 3. Średni dobowy przebieg prądu współczynnika THD poszczególnych faz oraz w przewodzie neutralnym: ——— THDi 1, - - - - THDi 2, - - - - THDi 3, - . - . THDi 0

Analizując przebiegi przedstawione na rysunku 2, należy zauważyć, że w wyniku asymetrii obciążeń prąd w przewodzie neutralnym pozostaje na tym samym poziomie co prądy fazowe a w niektórych przypadkach jest od nich nawet dwa razy większy. Podobnie jest w przypadku odkształcenia prądów. Wartości współczynników THD w przewodzie neutralnym są średnio dwa razy a w niektórych przypadkach nawet do pięciu razy wyższe od wartości współczynników THD w przewodach fazowych. Oba te zaobserwowane zjawiska mają duży wpływ na straty mocy występujące w poszczególnych elementach sieci elektroenergetycznych. Na straty mocy w elektroenergetycznych liniach niskiego napięcia zasilających odbiorców wpływa jednak przede wszystkim pojawienie się w przewodzie neutralnym silnie odkształconego prądu o dużej wartości.

Średnie dobowe przebiegi przyrostu strat mocy czynnej i biernej w liniach przedstawione zostały na rysunkach 4 i 5.



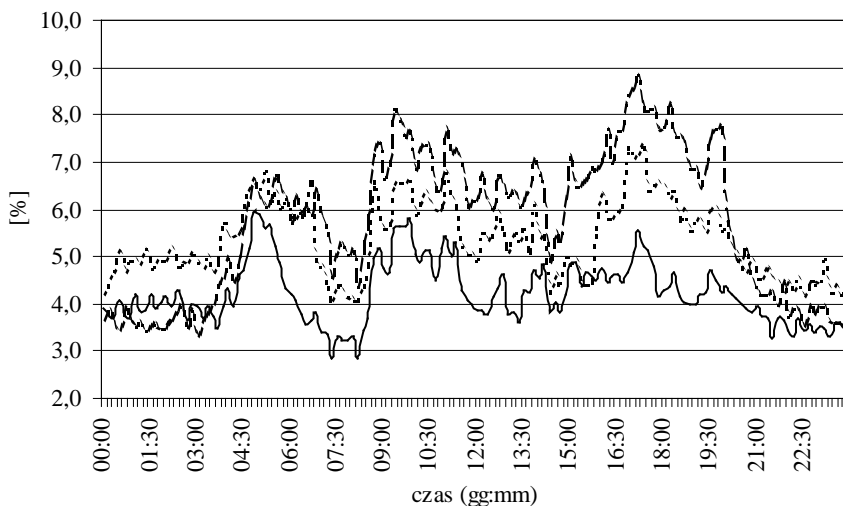
Rys. 4. Średni dobowy przebieg przyrostu strat mocy czynnej (dPn – straty wywołane niesymetrią, dPh – straty wywołane odkształceniem, dPs – straty numeryczne): ——— – dPn %, — — — – dPh %, - - - - - dPs %



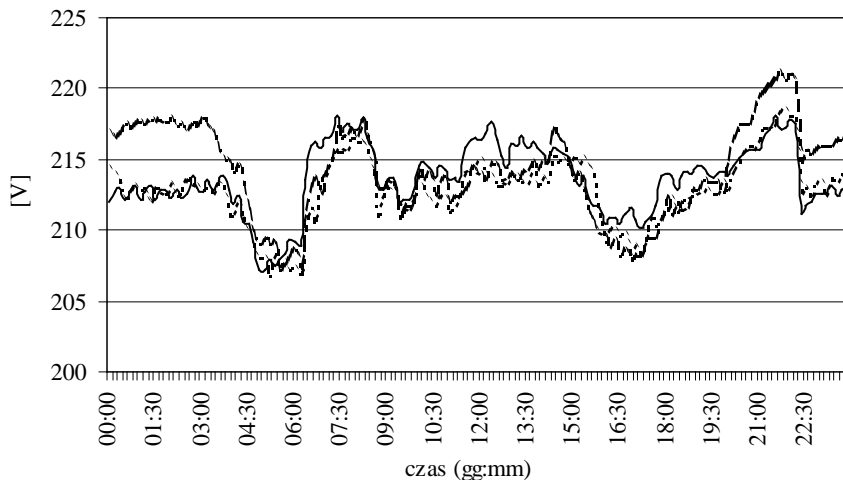
Rys. 5. Średni dobowy przebieg przyrostu strat mocy biernej (dQ_n – straty wywołane niesymetrią, dQ_h – straty wywołane odkształceniem, dQ_s – straty sumaryczne): — — — — — dQ_n %, - - - - - dQ_h %, dQ_s %

Analizując przedstawione przebiegi przyrostów strat mocy można łatwo zauważyć, że zarówno w przypadku mocy czynnej jak i biernej wartości strat wywołanych niesymetrią występują w czasie maksymalnych wartości prądów w przewodzie neutralnym. Podobnie wygląda sytuacja w przypadku strat mocy, wywołanych odkształceniem prądów. Okres występowania największych strat pokrywa się z okresem występowania maksymalnych wartości współczynnika THD w przewodzie neutralnym. Sytuacja taka w obu przypadkach potwierdza kluczowe znaczenie przewodu neutralnego w ogólnym bilansie mocy linii elektroenergetycznej.

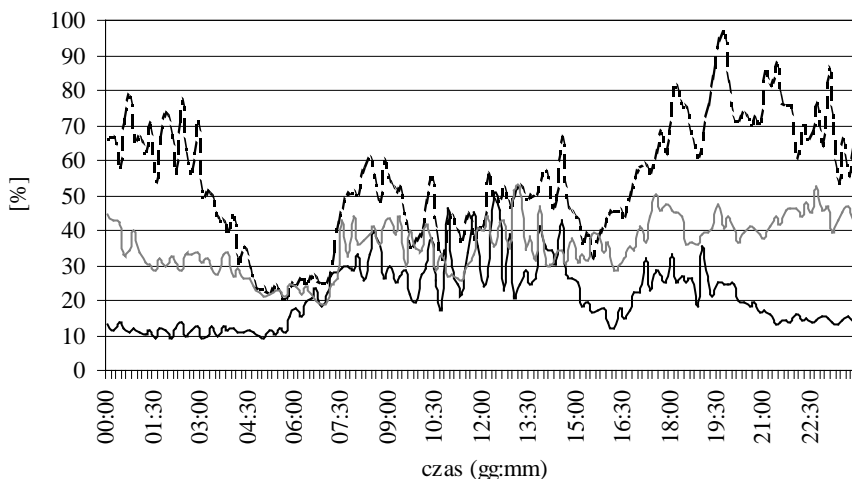
Na rysunku 6 przedstawiono średnie dobowe przebiegi napięcia w poszczególnych fazach, zarejestrowane u badanego odbiorcy. Na rysunku 7 zamieszczono średnie dobowe przebiegi spadków napięcia w poszczególnych fazach linii zasilającej badanego odbiorcę z uwzględnieniem odkształcenia prądów, natomiast na rysunku 8 przedstawiono przebiegi przyrostów spadków napięcia powodowane występowaniem wyższych harmonicznych prądu.



Rys. 6. Średni dobowy przebieg napięcia u badanego odbiorcy: — — — — — U2 1, - - - - - U2 2, U2 3



Rys. 7. Średni dobowy przebieg spadków napięcia w linii zasilającej badanego odbiorcy: — — — — — dU 1%, - - - - - dU 2%, dU 3%



Rys. 8. Średni dobowy przebieg przyrostu spadków napięcia w poszczególnych fazach:
 — $-dU$ 1%, - - - $-dU$ 2%, ····· $-dU$ 3%

Z analizy przebiegów przedstawionych na rysunku 6 wynika, że wartości napięcia zarejestrowane u badanego odbiorcy w ciągu całej doby znajdują się poniżej napięcia znamionowego (230 V). Mieszczą się one w granicach dopuszczalnych, zarówno przez normę [3] jak i rozporządzenie [4], określanych jako $U_n - 10\%$ (207 V) i $U_n + 5\%$ (241,5 V) jednak w szczytach obciążeń wartości napięcia zbliżają się do dolnej dopuszczalnej granicy. Sytuację taką odzwierciedlają również przebiegi spadków napięcia w linii zasilającej (rys. 7), gdzie w większości przypadków wartości kształtują się powyżej granicy zalecanej dla sieci niskiego napięcia, określanej na poziomie 4%. Jedną z przyczyn opisywanego zjawiska jest fakt występowania wyższych harmonicznych prądów, co potwierdza również analiza przebiegów na rysunku 8. Wartości przyrostów spadków napięcia powodowanych odkształceniem prądów, wahają się w granicach od 10 do 95%.

5. Wnioski

Wyniki przeprowadzonych badań oraz analizy strat mocy i spadków napięcia dowodzą jednoznacznie, że zjawiska asymetrii obciążeń i odkształcenia prądów wywierają znaczący wpływ na pracę elektroenergetycznych sieci niskich napięć zasilających odbiorców wiejskich. Szczególnie niekorzystny wpływ obu tych zjawisk uwidacznia się w bilansie mocy sieci rozdzielczej. W przedstawionych w pracy badaniach przyrosty strat mocy powodowanych asymetrią dochodziły do 140%,

natomiast przyrosty strat powodowanych odkształceniem dochodziły do 40%. Jednak na podstawie badań, jakie przeprowadzili autorzy nad innymi obiektami można stwierdzić, że przyrost strat mocy może osiągać znacznie większe wartości, dochodzące do 350% w przypadku strat powodowanych asymetrią i do 100% dla strat powodowanych odkształceniem prądów.

Literatura

1. **Niebrzydowski J.:** *Metody matematyczne estymacji wybranych stanów pracy wiejskich sieci elektroenergetycznych*. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej. Białystok, 2001.
2. **Kowalski Z.:** *Wyznaczanie odchyień i spadków napięcia w sieciach niskiego napięcia, zasilających niesymetryczne i nieliniowe odbiorniki energii elektrycznej. Jakość i użytkowanie energii elektrycznej*. Tom 2, zeszyt 1, 1996.
3. **PN-EN 50160:1998** *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych*.
4. Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 25 września 2000 roku w sprawie szczegółowych warunków przyłączania podmiotów do sieci elektroenergetycznych, obrotu energią elektryczną, świadczenia usług przesyłowych, ruchu sieciowego i eksploatacji sieci oraz standardów jakościowych obsługi odbiorców.

ANALYSIS OF INFLUENCE OF UNBALANCED LOADS AND DEFORMATIONS OF CURRENTS ON LOSSES OF POWER AND VOLTAGE IN RURAL LOW VOLTAGE NETWORKS

Summary: In the paper results of measuring – investigations in rural low voltage networks, computer simulation of deformed currents flow and results of analysis of influence of asymmetry and higher harmonics on power losses in lines and voltage levels at receivers of electric energy has been described.

Key words: load asymmetry, higher harmonics

Artykuł zrealizowano w ramach pracy badawczej własnej W/WE/9/00.

Ryszard Skliński

ZAGROŻENIE PORĄŻENIOWE W MIEJSKICH UKŁADACH ELEKTROENERGETYCZNYCH, UZIEMIONYCH PRZEZ REZYSTOR

Streszczenie: Coraz częściej w kablowych sieciach miejskich SN stosowane jest rezystancyjne uziemienie punktu neutralnego, wymuszające czynne prądy jednofazowego zwarcia na poziomie wartości około 400 A, co powoduje, że wypadkowa (maksymalna) wartość prądu metalicznego zwarcia nie przekracza 500A. W sieciach peryferyjnych aglomeracji miejskich z przewagą linii napowietrznych (lub tylko napowietrznych) zaleca się wartości nieprzekraczające 250 A.

W artykule przedstawione są wyniki badań skuteczności ochrony przeciwporażeniowej w sieci SN, uziemionej przez rezystor.

Słowa kluczowe: kable, sieć miejska SN, ochrona przed dotykaniem pośrednim

1. Wstęp

Pojemnościowe prądy jednofazowego zwarcia w krajowych sieciach kablowych z kompensacją 15 i 20 kV osiągają wartości do 250 A [2].

Spośród zajmujących się tematyką sposobu pracy punktu neutralnego można wyróżnić specjalistów trzech specjalności: techniki zabezpieczeń, ochrony przeciwporażeniowej oraz ochrony przeciwprzepięciowej. W wyborze sposobu pracy punktu neutralnego niezbędna jest rozważna analiza tych trzech zagadnień oraz rozsądny kompromis pomiędzy niezawodnością w eksploatacji urządzeń elektroenergetycznych i kosztami inwestycji a następnie eksploatacji wybranego rozwiązania – oddzielnie dla sieci już eksploatowanych i modernizowanych oraz sieci nowo budowanych.

2. Zalety i wady rezystancyjnego uziemienia punktu neutralnego sieci SN

Atrakcyjność w wyborze rezystancyjnego uziemienia punktu neutralnego wynika głównie z preferencji upatrywanych w następujących zaletach:

- 1) Szybkie i pewne eliminowanie zakłóceń ziemnozwarciowych.
- 2) Praktycznie, wyeliminowanie zwarć podwójnych i lawinowych.
- 3) Znaczące obniżenie poziomu wartości nieustalonych przepięć i ograniczenie czasu oddziaływania ustalonych przepięć ziemnozwarciowych – w czym upatruje się „uspokojenie” linii kablowych i zmniejszenie ich awaryjności.
- 4) Znaczące zmniejszenie kosztów inwestycyjnych i eksploatacyjnych rezystorów w stacjach głównego zasilania (RPZ i GPZ) względem urządzeń kompensujących oraz uciążliwości eksploatacyjnych związanych z kontrolą stopnia kompensacji i pomiarami prądów pojemnościowych linii, co wymaga dodatkowego wyposażenia stacji elektroenergetycznych.
- 5) Łatwiejsza lokalizacja zwarć doziemnych w liniach, zwłaszcza kablowych.
- 6) Poprawa skuteczności zastosowań zabezpieczeń ziemnozwarciowych: prostszych, nieco tańszych i łatwiejszych w eksploatacji, w porównaniu z zabezpieczeniami w sieciach kompensowanych z układami wymuszania dodatkowej składowej czynnej prądu ziemnozwarciowego,
- 7) „Ułatwienie zadania” zastosowanym w polach liniowych samoczynnym rozłącznikom.

Przeciwnicy rezystancyjnego uziemienia punktu neutralnego wytykają następujące wady.

- 1) Duże koszty zmiany sposobu pracy punktu neutralnego na uziemiony przez rezystor, w istniejących sieciach kompensowanych, związane z częściową wymianą istniejących już urządzeń głównych i pomocniczych (przeróbki obwodów głównych i wtórnych) oraz z ewentualną modernizacją uziemień roboczych i ochronnych w stacjach i ochronnych przy słupach odłącznikowych linii napowietrznych.
- 2) Zakłócenia ruchowe związane z wymianą, zespołów cewek gasikowych na zespoły rezystorów.
- 3) Brak możliwości doraźnej pracy z ustalonym doziemnym (jednofazowym) zwarciem.
- 4) Zwiększona – względem sieci z kompensacją – liczba samoczynnych operacji łączeniowych wyłączników zwarciovych.
- 5) Koszty prac studialnych i eksperymentalnych badań nad wyborem i aplikacją nowego rozwiązania, tj. zmiany sposobu pracy punktu neutralnego na uziemiony przez rezystor.
- 6) Zwraca się ostatnio uwagę na dodatkowe zagrożenie porażeniowe spowodowane występowaniem w prądzie zwarcia składowych o częstotliwościach wyższych niż 50 Hz [1]. Ich szkodliwość można znacznie ograniczyć poprzez właściwy dobór rezystora uziemniającego punkt neutralny sieci SN. Towarzyszący temu zjawisku wzrost zagrożenia porażeniowego, na skutek powiększenia się

wartości ustalonego prądu zwarciovego, można ograniczyć poprzez odpowiednio szybkie wyłączenie napięcia zasilania.

Z przedstawionych uwag wynika, że nie można oczekiwać obecnie jednoznacznie najlepszego rozwiązania co do wyboru sposobu pracy punktu neutralnego sieci SN, np. wiele teorii dotyczących przepięć ziemnozwarciowych nie znalazło potwierdzenia w warunkach rzeczywistych.

W związku z tak wieloma aspektami kreującymi techniczne kryteria wyboru, szczególne znaczenie mają wyniki badań terenowych, przeprowadzonych metodami bezpośrednimi w sieciach rzeczywistych, a szczególnie w sieciach energetyki zawodowej 15 kV – podczas zmiany sposobu pracy punktu neutralnego na uziemiony przez rezystor w głównych punktach zasilających aglomeracji miejskich.

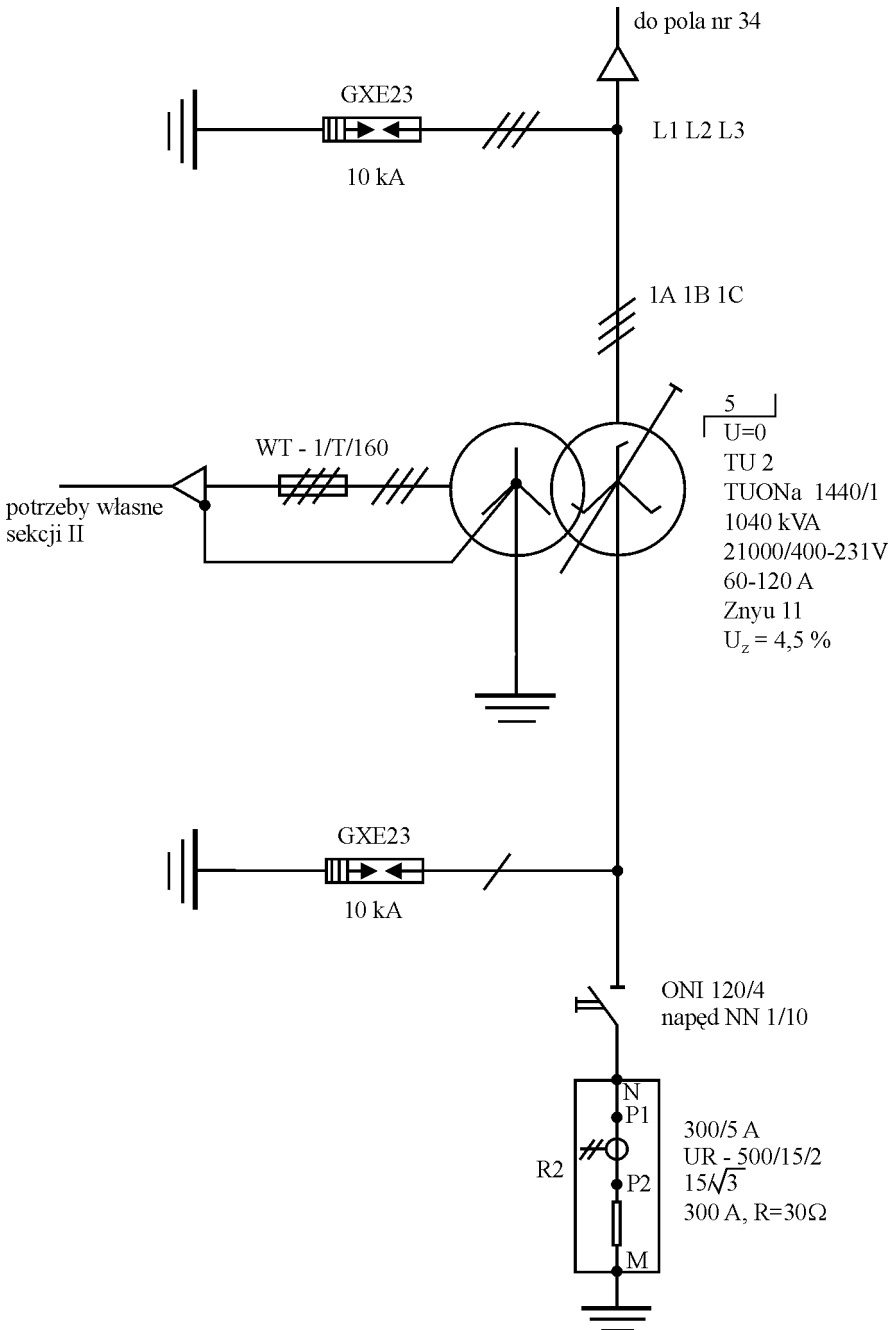
3. Wybór rezystora uzemiającego

Mając na uwadze złożoność problematyki związanej ze zmianą sposobu pracy punktu neutralnego miejskich sieci aglomeracji Białegostoku, zebrano dane, niezbędne do opracowania analizy i założeń projektowych do zmiany sposobu pracy punktu neutralnego w sieciach SN Zakładu Energetycznego Białystok S.A. (kilka głównych punktów zasilania GPZ lub RPZ 110/15 kV) – opracowanie takie wykonał zespół prof. B. Synala [2].

Następnie wykonano projekt odpowiednich rezystorów [6], z których jeden (zastosowany w RPZ-8) charakteryzuje się następującymi danymi: typ: UR300/15/43, prąd znamionowy 300A, napięcie znamionowe $15/\sqrt{3}$ kV, rezystancja znamionowa 29,7 Ω .

4. Wyniki badania wskaźników zagrożenia porażeniowego

Wyniki badania wskaźników zagrożenia porażeniowego przy urządzeniach niskiego napięcia i średniego napięcia zasilanych z miejskiej sieci kablowej 15 kV Białegostoku – uzziemionej przez rezystor (rys. 1) – przykładowo w stacji RPZ-8 (11 kV) sekcja II szyn zbiorczych zestawiono w tabeli 1.



Rys. 1. Zespół uziemiający punkt neutralny układu elektroenergetycznego 15 kV RPZ-8, sekcja II szyn zbiorczych

Tabela 1.

Zbiorcza tabela wartości napięcia dotykowego rażeniowego (U_{rd}) i dotykowego (U_d oraz napięcia uziomowego (U_z), zarejestrowanych podczas zwarć jednofazowych doziemnych w stacjach elektroenergetycznych 15/0,4 kV – przy urządzeniach elektroenergetycznych sieci nN i w wybranych punktach na terenie rozdzielni SN i nN oraz przy słupach (w tym odłącznikowych) sieci SN

Badane stacje elektroenergetyczne 15/0,4kV											
Nr stacji	ST1095		ST1215		ST1484			ST918			
Nr zwarcia	1	2	1	2	1	2	3	1	2	3	
wielkość rejestrowana	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
I_z	342,2	342,2	312,5	314,1	314,1	314,1	314,1	332,8	332,8	332,8	
I_1	34,8	35,2	162,9	163,3	232,8	233,2	232,1	18,75	21,87	18,75	
U_z	2,34	2,34	180,47	181,84	294,93	292,97	294,37	7,69	7,40	7,72	
U_{d1}	–	1,10	–	4,37	–	86,33	129,49	–	0,02	0,03	
U_{d2}	–	0,20	–	36,84	–	14,36	14,69	–	0,88	0,89	
U_{d3}	–	0,14	–	1,17	–	>100	228,12 ¹⁾	–	0,22	0,24	
U_{d4}	–	0,69	–	16,02	–	0,49	0,47	–	0,26	0,29	
U_{d5}	–	0,14	–	30,51	–	9,86	10,02	–	1,54	1,62	
U_{d6}	–	0,40	–	8,30	–	76,22	90,63	–	0,34	0,36	
U_{d7}	–	0,19	–	0,43	–	28,95	28,69	–	0,74	0,75	
U_{d8}	–	0,04	–	0,01	–	33,89	34,77	–	1,57	1,67	
U_{d9}	–	0,33	–	26,86	–	13,83	11,66	–	4,15	4,35	
U_{d10}	–	0,14	–	15,61	–	81,40	108,79	–	0,02	0,02	
U_{d11}	–	0,06	–	0,23	–	0,19	0,18	–	0,37	0,39	
U_{rd1}	0,31	–	0,47	–	33,50	–	–	0,02	–	–	
U_{rd2}	0,16	–	33,91	–	10,84	–	–	0,51	–	–	
U_{rd3}	0,01	–	0,90	–	38,59	–	–	0,05	–	–	
U_{rd4}	0,01	–	13,03	–	0,47	–	–	0,19	–	–	
U_{rd5}	0,12	–	28,75	–	4,69	–	–	1,36	–	–	
U_{rd6}	0,25	–	7,29	–	35,63	–	–	0,23	–	–	

¹⁾ Wartość uzyskana przed ekwipotencjalizacją kranu instalacji wodociągowej w piwnicy cerkwi. Po dokonaniu ekwipotencjalizacji wartość (U_{d3}) – ST1484 nie przekroczy 10 V.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
U_{rd7}	0,18	–	0,43	–	9,82	–	–	0,48	–	–
U_{rd8}	0,02	–	0,01	–	21,72	–	–	0,81	–	–
U_{rd9}	0,23	–	14,82	–	1,03	–	–	2,25	–	–
U_{rd10}	0,10	–	0,68	–	35,82	–	–	0,02	–	–
U_{rd11}	0,06	–	0,27	–	0,18	–	–	0,27	–	–
t_z	1144	1149	372	423	552	648	652	726	828	826

I_z – wartości prądu jednofazowego zwarcia z ziemią [A];

I_1 – wartości prądu wpływającego do uziołów naturalnych (żyły powrotne kabli SN i żyły N do kabli nN połączonych do uziołu stacji) [A];

t_z – czas trwania zwarcia [ms];

w kolumnach Nr 1 (zwarcie Nr 1) – odpowiednich stacji – zestawiono wartości napięcia dotykowego rażeniowego (U_{rd}) [V];

w kolumnach Nr 2 i 3 – odpowiednich stacji – zestawiono wartości napięć dotykowych (U_d) [V];

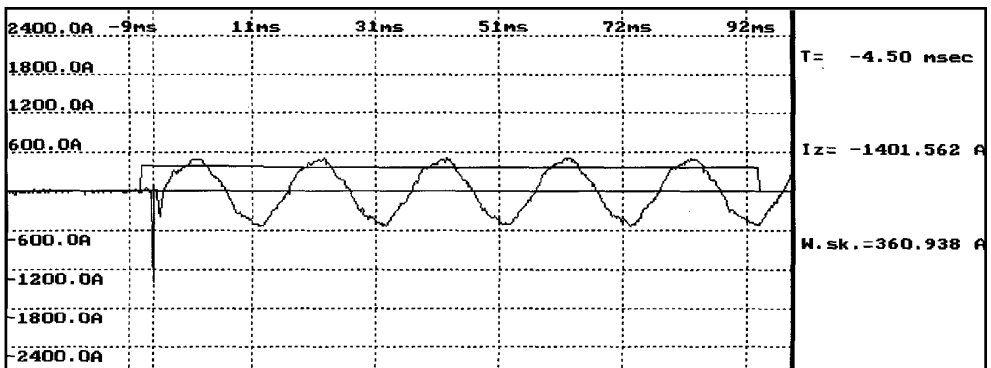
Uwaga: w kolumnach 3 – odpowiednich stacji – przedstawiono wartości uzyskane z rejestracji powtórzonego zwarcia Nr 2 (kolumna 2).

U_z – napięcie uziołu badanej stacji względem ziemi odniesienia.

Badania wykonano metodą małoprądową i zwarciovą w czterech wybranych, reprezentatywnych, stacjach elektroenergetycznych 15/0,4kV – dwie wewnętrzne (PS–918; PS–1095) i dwie napowietrzne (PS–1215; PS–1484) (tab. 1).

Wszystkie zabezpieczenia ziemnozwarciowe, zainstalowane w polach liniowych (w kierunku wybranym do badań) ustawiono na czas zadziałania $t_z = 0,5$ s.

Przebieg prądu zwarciovego (zwarcie nr 3, stacja PS1484 – tab. 1) przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Przykład przebiegu prądu zwarciovego – stacja PS1095 (tab. 1)

Analizę rozkładu składowych harmonicznycy ustalonego przebiegu prądu zwarcioowego (rys. 1) – przedstawiono poniżej:

1. H. nr = 1	$A_m = 419.95 \text{ A}$	$A_h = 296.908 \text{ A}$	$A_h/A_k = 99.407\%$
2. H. nr = 5	$A_m = 32.75 \text{ A}$	$A_h = 23.157 \text{ A}$	$A_h/A_k = 7.753\%$
3. H. nr = 3	$A_m = 19.21 \text{ A}$	$A_h = 13.580 \text{ A}$	$A_h/A_k = 4.547\%$
4. H. nr = 17	$A_m = 11.66 \text{ A}$	$A_h = 8.246 \text{ A}$	$A_h/A_k = 2.761\%$
5. H. nr = 9	$A_m = 10.54 \text{ A}$	$A_h = 7.450 \text{ A}$	$A_h/A_k = 2.494\%$
6. H. nr = 7	$A_m = 8.69 \text{ A}$	$A_h = 6.145 \text{ A}$	$A_h/A_k = 2.057\%$
7. H. nr = 11	$A_m = 8.58 \text{ A}$	$A_h = 6.067 \text{ A}$	$A_h/A_k = 2.031\%$

gdzie: A_m – amplituda harm. ; A_h – wartość skuteczna harm., $A_k = 298,678 \text{ A}$ – wartość skuteczna przebiegu prądu zwarcioowego.

Wyniki badań impedancji uziemienia (Z_z) uziomów badanych stacji elektroenergetycznych – metodą zwarciową małoprądową i kompensacyjną – przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2.

Wyniki badań impedancji uziemienia uziomów stacji elektroenergetycznych 15/0,4 kV (Z_{sm}) – metoda małoprądowa, (Z_{sz}) – metoda zwarciowa, (Z_{sk}) – metoda kompensacyjna

Lp.	Symbol stacji	Metoda małoprądowa			Metoda zwarciowa				Metoda ¹⁾ kompensacyjna
		I_z	U_z	Z_{sm}	I_z	U_z	Z_{sz}	Nr zwarcia	Z_{sk}
		[A]	[V]	[Ω]	[A]	[V]	[Ω]		[Ω]
1	ST-1095 wnętrkowa	45,0	4,42	0,01	342,2	2,34	0,01	1	0,8
					342,2	2,34	0,01		
2	ST-1215 Słupowa	24,0	10,8	0,45	312,5	180,47	0,58	1	1,2
					314,1	181,84	0,58		
3	ST-1484 słupowa	32,0	26,7	0,83	314,1	294,93	0,94	1	3,3
					314,1	292,97	0,93		
					314,1	294,37	0,94		
4	ST-918 wnętrkowa	24,8	0,7	0,03	332,8	7,69	0,02	1	1,3
					332,8	7,40	0,02		
					332,8	7,72	0,02		

¹⁾ Miernik IMU

5. Wnioski

- Przeprowadzone badania zwarcioowe i analiza warunków bezpieczeństwa porażeniowego przy urządzeniach elektroenergetycznych w sieci rozdzielczej 15 kV oraz sieci 0,4 kV typu TN-C – zasilanych z II sekcji szyn zbiorczych 15 kV,

- stacji RPZ-8 (110/15 kV), pracującej w trakcie badań z punktem neutralnym SN uziemionym przez rezystor – wykazały, że napięcie dotykowe rażeniowe (U_{rd}), napięcie dotykowe (U_d) i napięcie względem ziemi odniesienia (U_z) (tab. 1), w przypadkach zwarć jednofazowych, nie przekroczą wartości granicznie dopuszczalnych [5,7], dla czasu trwania rażenia $t_k \leq 0,5$ s. W ten sposób są spełnione warunki techniczne w zakresie ochrony przeciwporażeniowej, jakim powinny odpowiadać urządzenia elektroenergetyczne o napięciu znamionowym wyższym od 1kV, przy urządzeniach 15 kV [3,4,7] (w tym słupów odłącznikowych) oraz w pobliżu urządzeń elektroenergetycznych o napięciu znamionowym do 1 kV [5], zasilanych ze stacji objętych badaniami.
2. Zmiana sposobu pracy punktu neutralnego sieci SN na uziemiony przez rezystor nie spowoduje konieczności poniesienia nakładów inwestycyjnych na modernizację uziomów sztucznych, roboczych i ochronnych urządzeń elektroenergetycznych SN i nn (w tym słupów odłącznikowych 15 kV), zasilanych z RPZ (110/15 kV) aglomeracji Białegostoku, pod warunkiem uzyskania wyłączeń zwarć jednofazowych z czasami wyłączeń $t_w \leq 0,5s$.
 3. Pomiary wartości oporów uziemienia stacji elektroenergetycznych 15/0,4 kV metodą kompensacyjną powodują często znaczne zawyżanie wartości przyjmowanych do eksploatacji względem rzeczywistych – ilustruje to tabela 2. Metodą zalecaną w stacjach SN/nn, z wyłączeniem stacji słupowych, jest metoda małopądowa.
 4. Obecnie nie normuje się w kraju udziału – jest znaczny, około % – składowych harmonicznnych w przebiegach prądów zwarciovych.

Literatura

- [1] **Anderson E., Korniluk W.:** *Zagrożenie porażeniowe ludzi w zależności od sposobu uziemienia punktu zerowego sieci średnich napięć*. XI Międzynarodowa Konferencja naukowo techniczna. Wrocław, 1997.
- [2] **Belka H., Koralewski B., Schier A., Synal B.:** *Analiza wstępna i założenia projektowe do zmiany sposobu pracy punktu zerowego w sieciach SN Zakładu Energetycznego Białystok S.A.* Politechnika Wrocławska, 1995, (Raport).
- [3] **DIN VDE 0141** *Erdungen für Starkstromanlagen mit Nennspannungen über 1 kV*. 1989.
- [4] **Kosztaluk R.:** *Ochrona ludzi od porażen napięciem dotykowym w instalacjach wysokiego napięcia (projekt nowelizacji przepisów)*. Przepisy Budowy Urządzeń Elektroenergetycznych. „WEMA”, Warszawa, 1997.

- [5] **Musiał E., Jabłoński W.:** *Warunki techniczne jakim powinny odpowiadać urządzenia elektroenergetyczne niskiego napięcia w zakresie ochrony przeciwporażeniowej (projekt nowelizacji przepisów)*. Przepisy Budowy Urządzeń Elektroenergetycznych. „WEMA”, Warszawa, 1997.
- [6] *Rezystory uziemiające w punktach neutralnych sieci zewnętrznych 15 kV stacji RPZA, RPZ5, RPZ8*. „ENERGOPROJEKT” S.A. Poznań, 1996.
- [7] Rozporządzenie Ministra Przemysłu z dnia 8 października 1990 roku w sprawie warunków technicznych, jakim powinny odpowiadać urządzenia elektroenergetyczne w zakresie ochrony przeciwporażeniowej – Dz. Ust. RP Nr 81, Warszawa, 26.11.1990, poz. 473.

ELECTRIC SHOCK HAZARD IN MUNICIPAL 15 kV ELECTRIC POWER SYSTEMS WITH RESISTOR EARTHING

Summary: In the municipal MV cable networks resistance earthing of the neutral point is increasingly applied. This forces active currents of one phase short circuits of a value of approximately 400 A, which means that resultant (maximum) of the metallic current of the short circuit does not exceed 500 A. In the peripheral municipal networks with the predominance of overhead lines (or only overhead) values not exceeding 250 A [2] are recommended.

In the article the results of studies of indirect contact protection in such networks are presented.

Key words: MV cable networks, protection against electric shock

Artykuł zrealizowano w ramach pracy statutowej S/WE/5/98.

Andrzej Sikorski, Adam Kuźma

ANALIZA PRACY PRZEKSZTAŁTNIKA W AKUMULATOROWYM ZASOBNIKU ENERGII

Streszczenie: W artykule omówiono pracę przekształtnika w akumulatorowym zasobniku energii. Przedstawiono podstawowe wiadomości dotyczące możliwości i potrzeby stosowania akumulatorowych zasobników energii. Opisano budowę i zasadę działania zasobnika zainstalowanego w Katedrze Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych. Omówiono warunki pracy na podstawie wyników symulacji komputerowych akumulatorowego zasobnika energii. Przedstawiono wyniki wstępnych badań laboratoryjnych układu. Zaproponowano możliwości uzupełnienia akumulatorowego zasobnika o dodatkowe elementy poprawiające bilans mocy biernej i mocy odkształcenia.

Słowa kluczowe: akumulatorowy zasobnik energii, analiza pracy, właściwości BES

1. Wstęp

Produkcja energii elektrycznej jest wymuszona przez odbiorców, których chwilowe zapotrzebowanie na moc określa niezbędną moc wytwarzaną w elektrowniach. Ze względu na zmianę dobowego (tygodniowego, sezonowego) zapotrzebowania na energię praca systemu energetycznego może ulegać zakłóceniom (wahanie częstotliwości, napięcia), co zagraża stabilności systemu. Wiąże się z tym również nieefektywność wykorzystania urządzeń elektroenergetycznych.

Możliwe są następujące sposoby pokrywania zapotrzebowania szczytowego [1]:

- po stronie wytwórczej:
 - włączenie dodatkowych bloków (najczęściej zasilanych gazem lub olejem napędowym),
 - zakup mocy od sąsiednich zakładów elektroenergetycznych,
 - magazynowanie energii elektrycznej,
- po stronie użytkownika:

- wyłączenie zbędnych urządzeń,
- termiczne gromadzenie energii (piece kumulacyjne),
- lokalne wytwarzanie energii (w elektrowniach blokowych),
- planowanie popytu,
- taryfy ze znacznym wzrostem kosztów za moc maksymalną,
- zdecentralizowane zasobniki energii.

Niniejszy artykuł poświęcony jest jednemu z możliwych zasobników energii, tj. akumulatorowemu zasobnikowi energii BES (Battery Energy Storage). Zasobniki energii mogą być zainstalowane w węzłach sieci jak i zdecentralizowane. Ich lokalizacja związana jest z różnymi funkcjami jakie one mogą spełniać w sieci. Zasobniki mogą być wykorzystywane jako:

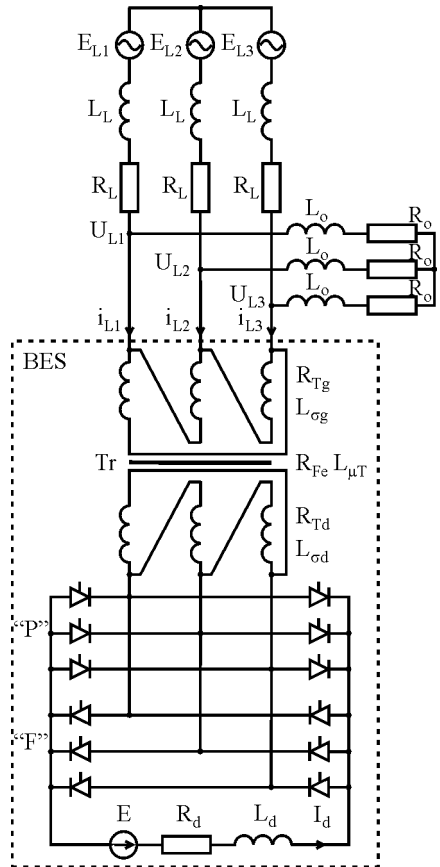
- zasilanie awaryjne,
- gorąca rezerwa i regulacja częstotliwości,
- zasilanie bezprzerwowe,
- urządzenia ograniczające moc szczytową,
- regulatory napięcia,
- regulatory współczynnika mocy.

2. Budowa akumulatorowego zasobnika energii

W Katedrze Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych w budynku Wydziału Elektrycznego uruchomiono zespół BES o mocy około 40 kVA. Schemat układu przedstawiono na rysunku 1. System BES [2] zbudowany jest z dwóch odwrotnie równoległych tyrystorowych prostowników mostkowych. Prostownik „P” umożliwia ładowanie baterii akumulatorów w trybie pracy prostownikowej, a prostownik „F” pracuje w trybie pracy falownikowej i umożliwia przekazywanie energii z akumulatorów do sieci. Bateria akumulatorów składa się z pięciu zestawów (cztery akumulatory 10 V, $I_{\max}=1000$ A, jeden akumulator 8 V, $I_{\max} = 1000$ A) połączonych szeregowo, co daje siłę elektromotoryczną $E = 48$ V. Podłączona jest do przekształtnika poprzez dławik o parametrach L_d , R_d przyspieszający wejście prądu w strefę przewodzenia ciągłego, a tym samym zmniejszający odkształcenia prądu pobieranego lub oddawanego przez przekształtnik do sieci zasilającej. W celu dopasowania wartości sem E do poziomu napięcia sieci zasilającej zastosowano transformator Tr. Układ BES podłączony jest do węzła sieci energetycznej o napięciach U_{L1} , U_{L2} , U_{L3} , zasilanej poprzez linię o napięciach E_{L1} , E_{L2} , E_{L3} i zastępczych parametrach rezystancji R_L i indukcyjności L_L . Do tego węzła sieci podłączony jest odbiornik o zastępczych parametrach R_o , L_o .

Ze względu na poprawność działania przekształtnika podczas pracy falownikowej poziomu siły elektromotorycznej w stosunku do napięć międzyfazowych powinien zawierać się w określonych granicach. W przypadku prostowników mostkowych (sześć tyrystorów), aby można było regulować prąd przekształtnika od wartości zerowej, napięcie baterii E' (widziane od strony napięcia sieci, tj. pomnożone przez przekładnię transformatora \mathcal{G}) powinno być większe (zgodnie z rys. 2) od wartości wynikającej z „poziomiu b”. Wartość E' na „poziomiu b” wynika z teoretycznego „poziomiu a”, (punkt komutacji naturalnej w prostowniku mostkowym) podwyższonego o wartość wynikającą z zachowania niezbędnego kąta β_{\min} (kąt odpowiadający czasowi komutacji i czasowi odzyskiwania zdolności zaporowych tyrystorów). Minimalny kąt β_{\min} w badanym układzie BES wynosi około 15° i wynika z dużej wartości indukcyjności komutacyjnej widzianej od strony przekształtnika (indukcyjności rozproszenia transformatora dopasowującego Tr , zastępcza indukcyjność sieci zasilającej). Przy założeniu minimalnego kąta komutacji 15° „poziom b” E' (przy zasilaniu bezpośrednio z sieci trójfazowej 3x380 V) powinien wynosić:

$$\begin{aligned}
 E' &= U_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_{\max}\right) = U_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \pi - \beta_{\min}\right) = \\
 &= \sqrt{2} \cdot 380 \sin 225^\circ = -380 \text{ V}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$



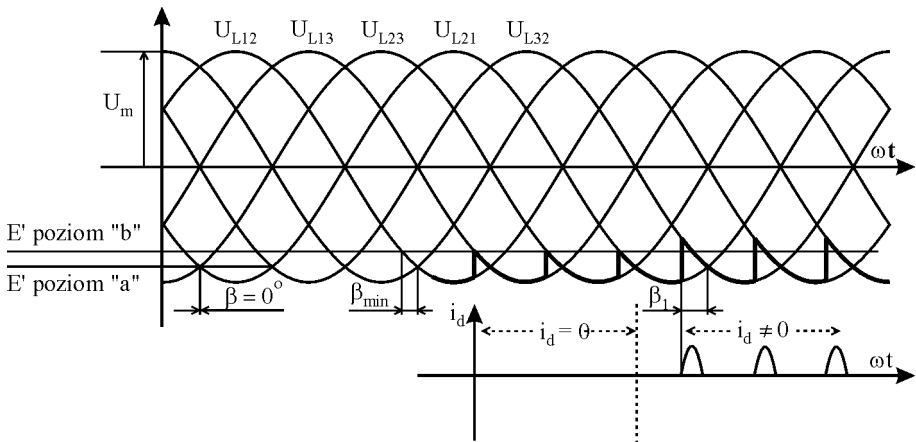
Rys. 1. Schemat części silnoprądowej akumulatorowego zasobnika energii

Stąd przy założeniu, że napięcie akumulatorów wynosi -48 V (rys. 2), przekładnia transformatora powinna spełniać warunek:

$$Eg \geq E' \quad (2a)$$

$$-48 \cdot g \geq -380 \quad (2b)$$

$$g \leq \frac{380}{48} \leq 7.92 \quad (2c)$$



Rys. 2. Analiza pracy akumulatorowego zasobnika energii

W rzeczywistym układzie przekładnia wynosi 6,45 i spełnia warunek opisany zależnością (2c). Przekładnia decyduje o poziomie siły elektromotorycznej w stosunku do napięć międzyfazowych. Ze względu na pracę przekształtnika poziom ten powinien być najbliższy wyznaczonej wartości 380 V. Zapewnia to niezbędną regulację prądu od wartości zerowej i pracę przekształtnika przy minimalnym kącie φ przesunięcia fazowego prądów wejściowych przekształtnika względem odpowiednich napięć. Wiąże się to bezpośrednio z wartością pobieranej mocy biernej przez przekształtnik. Pobór mocy biernej jest dla tego rodzaju przekształtnika (przy oddawanej do sieci mocy czynnej) nieuniknionym atrybutem, który można jedynie minimalizować właśnie przez regulację poziomu E' („poziom b”), a więc przez dobór przekładni.

3. Symulacja pracy akumulatorowego zasobnika energii

Symulację pracy przekształtnika przeprowadzono wykorzystując rzeczywiste parametry sieci i przekształtnika w miejscu jego zainstalowania, tj. w budynku Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej. Parametry schematu (rys. 1) zamieszczono w tabeli 1. Obliczono parametry (impedancję zastępczą $R_L L_L$) układu elektroenergetycznego zasilającego układ BES. Wyznaczone parametry obejmują zastępczą impedancję systemu oraz parametry linii zasilającej SN (15 kV) a także transformatora 15/0,4 kV o mocy 500 kVA. Dopuszczalny długo-trwały prąd, który może być pobierany z baterii akumulatorów, wynosi 700 A.

Tabela 1.

R_L	L_L	R_{Tg}	R_{Td}	R_{Fe}	$L_{\mu T}$	$L_{\sigma g}$	$L_{\sigma d}$	ϑ	E_b	R_d	L_d
[m Ω]	[mH]	[m Ω]	[m Ω]	[Ω]	[H]	[mH]	[mH]	–	[V]	[m Ω]	[mH]
5,3	0,0523	26	1,78	765	0,6024	0,726	0,726	6,45	48	1,5	1

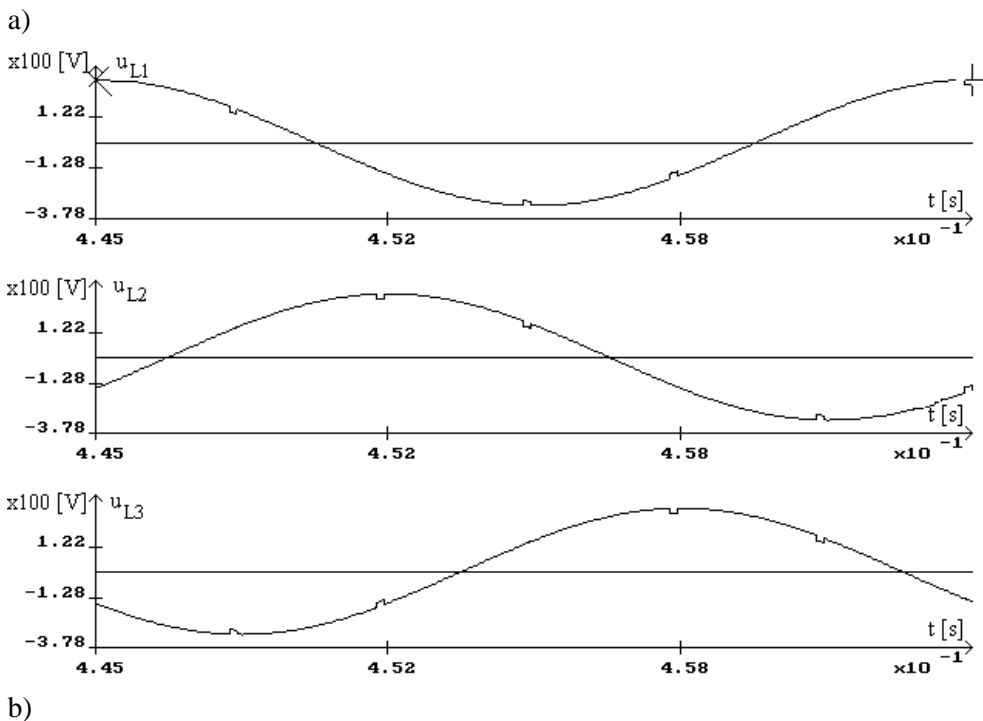
Przeprowadzono symulację pracy układu akumulatorowego zasobnika energii w przedstawionych wyżej warunkach zasilania. Zastosowany w układzie dławik L_d pozwala uzyskać ciągły prąd pobierany z baterii już od wartości 28 A. Energia oddawana do sieci przez odkształcone od sinusoidy prądy przedstawione na rysunku 4a powoduje nieliniowe spadki napięcia na zastępczych elementach schematu sieci R_L i L_L , powodując odkształcenie od sinusoidy napięcia u_{L1} , u_{L2} , u_{L3} na szynach zasilających pozostałe odbiorniki (R_o , L_o). Odkształcenie napięcia można zaobserwować na rysunku 3a. Interesującym obrazem odkształcenia napięcia odwzorowującym zjawiska zachodzące w trzech fazach jest trajektoria składowych napięcia (rys. 3b) w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$ otrzymanych z przekształcenia Clark’ego (3):

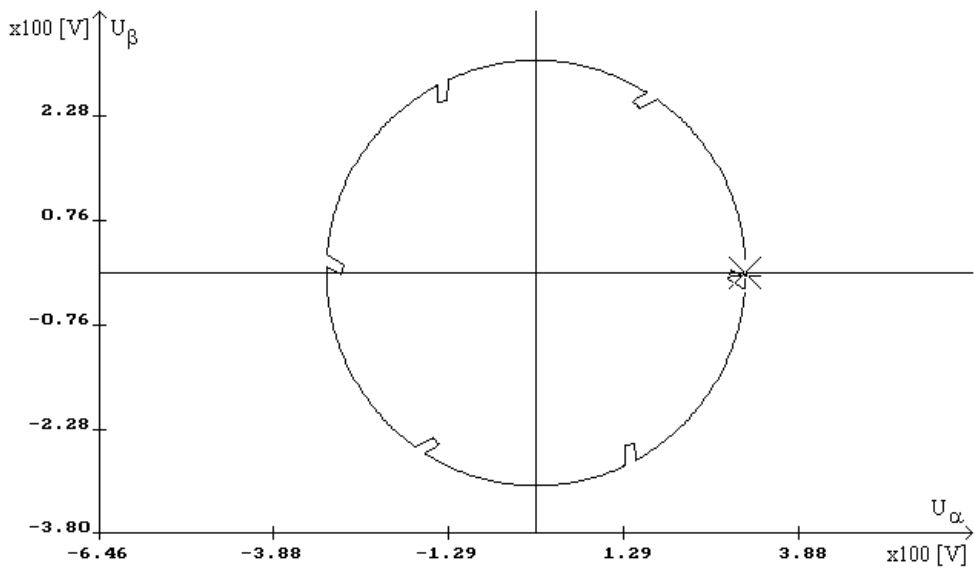
$$\underline{U}_{L\alpha\beta} = \frac{2}{3}(1u_{L1} + au_{L2} + a^2u_{L3}) \quad (3)$$

gdzie: $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$.

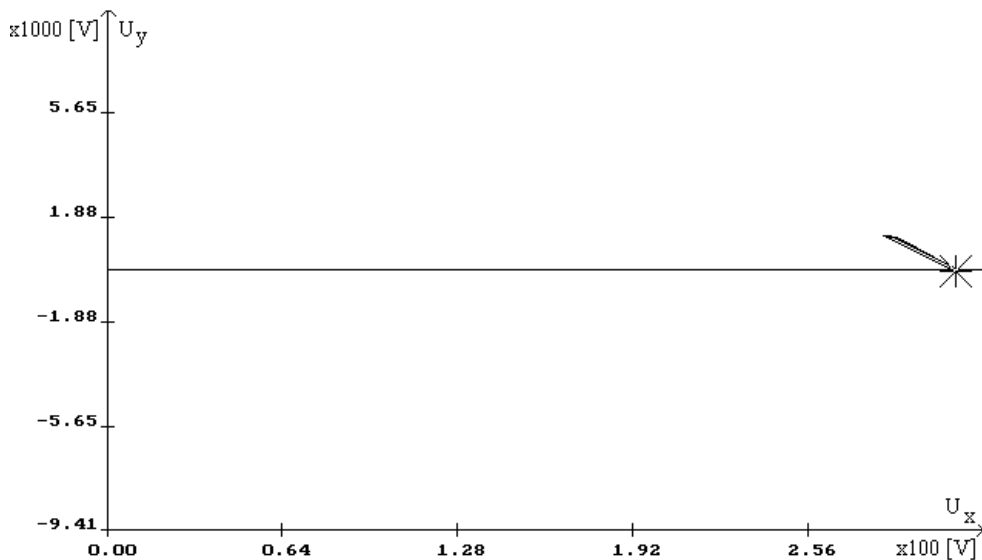
Na rysunku 3b można zaobserwować charakterystyczne zapady napięcia powstające na skutek występowania komutacji prostej, tj. wymiany prądu pomiędzy tyristorami jednej grupy (anodowej lub katodowej). Charakterystyczny jest brak widocznych odkształceń napięcia, które mogą objawiać się odkształceniem napięcia

od sinusoidy (rys. 3a) lub odkształceniami wektora napięcia $U_{L\alpha,\beta}$ od okręgu (rys. 3b) w czasie poza przedziałami komutacji. Zjawisko to może występować na skutek silnej nieliniowości prądu (rys. 4a) pobieranego przez przekształtnik.

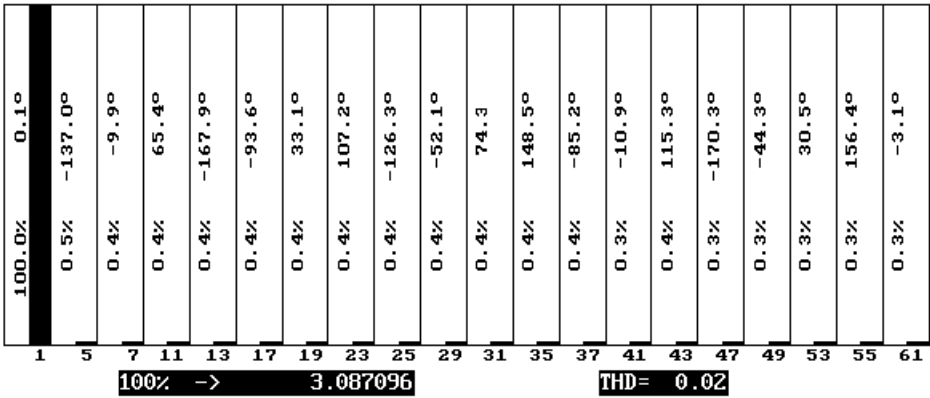




c)

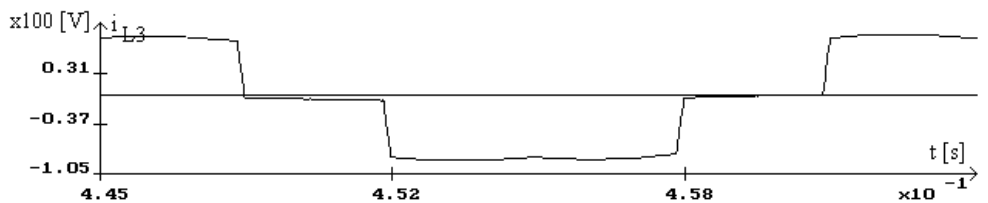
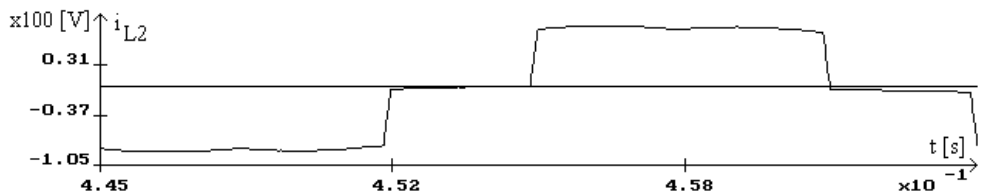
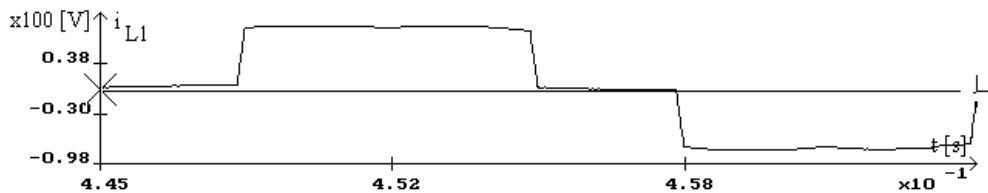


d)

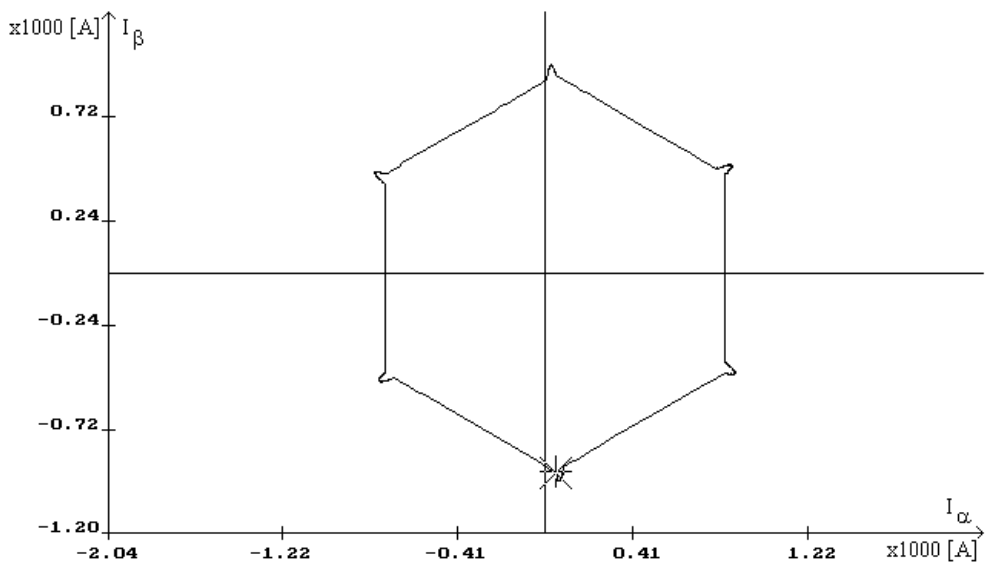


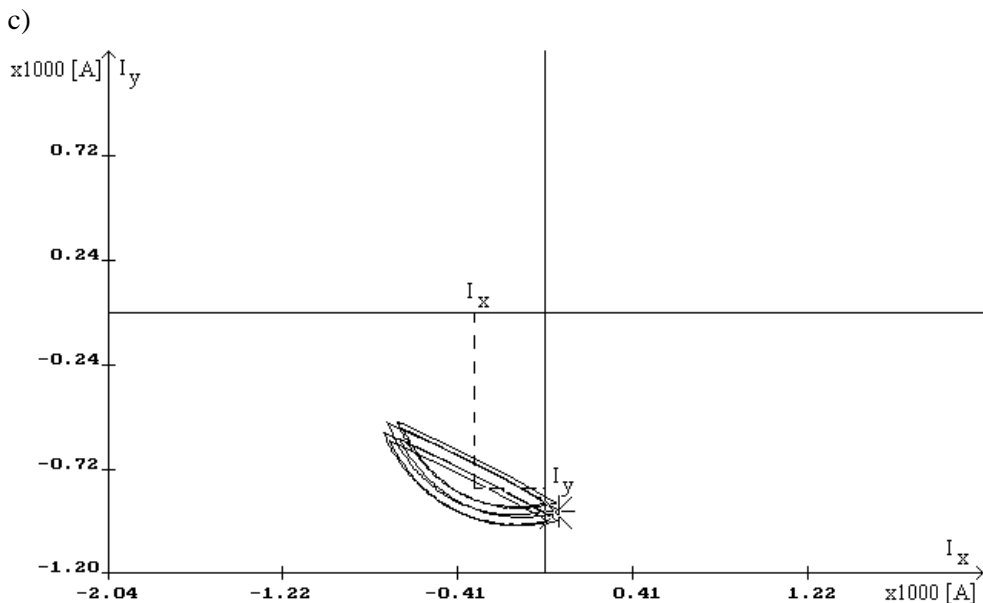
Rys. 3. Wyniki symulacji napięć fazowych (a), wektora napięcia w stacjonarnym $\alpha\beta$ (b) i wirującym xy (c) układzie współrzędnych oraz analiza harmoniczna napięcia fazowego (d) w węźle sieci z pracującym układem BES

a)



b)





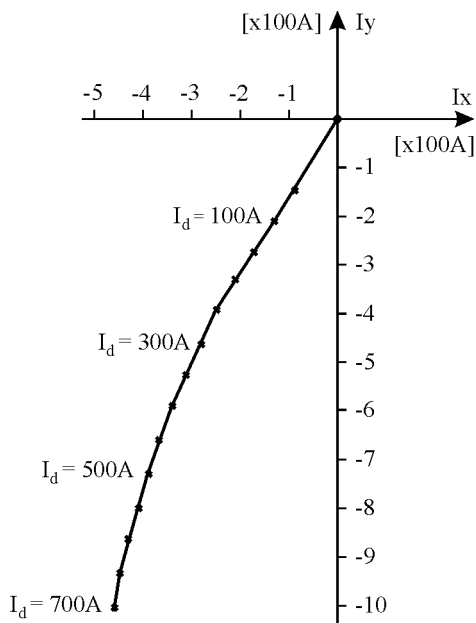
Rys. 4. Wyniki symulacji prądów fazowych (a), wektora prądu w stacjonarnym $\alpha\beta$ (b) i wirującym xy (c) układzie współrzędnych w węźle sieci z pracującym układem BES

Brak widocznych oznak tego zjawiska wynika z powodu niewielkich impedancji sieci zasilającej (R_L, L_L) widzianej z zacisków przekształtnika. Zjawisko to może występować przy zasilaniu z „miękkiej” sieci. Na rysunku 3c przedstawiony jest wektor napięcia sieci zasilającej $U_{L\alpha\beta}$ w wirującym układzie współrzędnych xy , uzyskany po przekształceniu opisanym zależnością (4):

$$\underline{U}_{Lxy} = U_{L\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega_0 t} \quad (4)$$

Wektor napięcia U_{Lxy} leży w osi x układu współrzędnych i odchyła się nieznacznie w czasie komutacji tyrystorów. Na rysunku 3d przedstawiono wyniki analizy harmonicznej napięcia fazowego podczas oddawania energii z BES do sieci zasilającej przy prądzie $I_d = 500$ A pobieranym z akumulatora. Stosunkowo duża moc (500 kVA) zainstalowana w punkcie podłączenia BES powoduje, że odkształcenie napięcia określone współczynnikiem THD wynosi 2%. Nie przekracza więc wartości $\text{THD} = 8\%$, ustalonej normą EN 50160:1994. Zawartość występujących harmonicznych do rzędu 40 jest również zgodna z powyższą normą. Wyniki symulacji przedstawione na rysunku 4 obrazują zmiany prądu odpowiednio składowych trój-

fazowych, w układzie $\alpha\beta$ i xy . Na szczególną uwagę zasługuje obraz składowych prądu w układzie xy . Średnie wartości składowych I_x i I_y (przy założeniu nieodkształconego od sinusoidy napięcia u_{L1} , u_{L2} , u_{L3}) są proporcjonalne odpowiednio do mocy czynnej oddawanej do sieci i mocy bierniej pobieranej z sieci przez BES. Na rysunku 5 przedstawiono zależność składowej I_y od składowej I_x przy różnych prądach I_d , pobieranych z akumulatora. Charakterystyka wskazuje na stosunkowo dużą moc bierną, której wartość zależy od oddawanej mocy czynnej. Należy podkreślić, że w takiej konfiguracji przekształtnika niemożliwa jest poprawa istniejącej sytuacji.

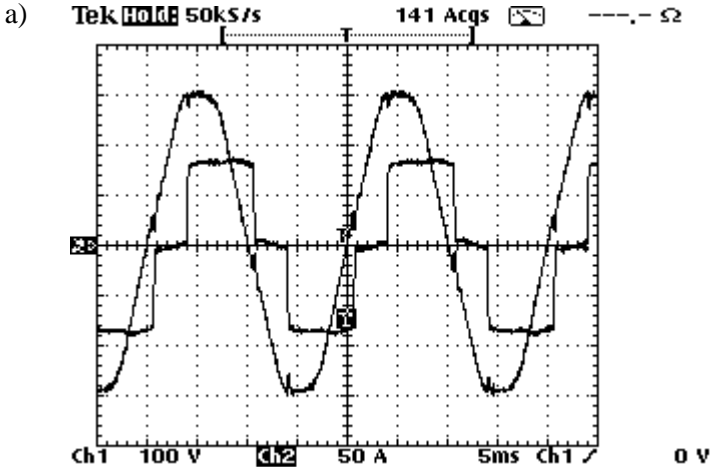


Rys. 5. Zależność składowych prądu I_x (proporcjonalna do mocy czynnej) I_y (proporcjonalna do mocy bierniej) od wartości prądu I_d pobieranego z baterii akumulatorów

4. Wyniki badań laboratoryjnych

Układ przekształtnika z akumulatorowym zasobnikiem energii został uruchomiony i przeprowadzono wstępne badania przekształtnika. Oscylogramy prądu

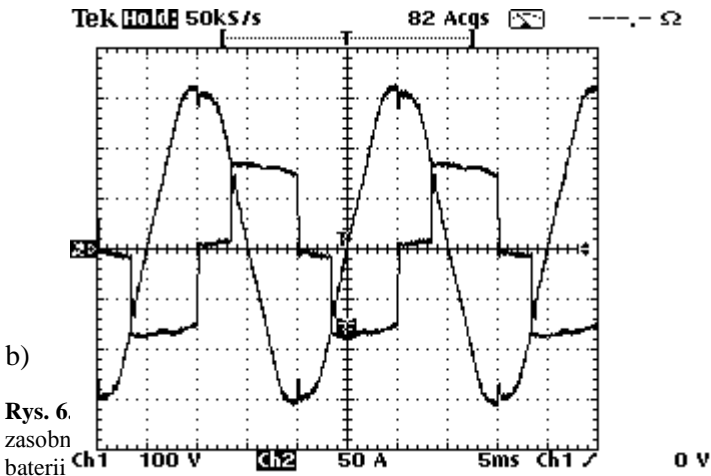
i napięcia przedstawiono na rysunku 6. Oba oscylogramy potwierdzają poprawność działania układu, zarówno podczas procesu ładowania (rys. 6a) jak i rozładowania (rys. 6b) baterii akumulatorów. W obu przypadkach występują charakterystyczne dla tych stanów pracy przesunięcia fazowe prądu względem napięcia, obrazujące pobór mocy czynnej i biernej podczas ładowania (przesunięcie $\varphi \sim 60^\circ$) oraz pobór mocy biernej i oddawanie mocy czynnej ($\varphi \sim 120^\circ$) podczas rozładowywania bате-



rii akumulatorów.

5. Wnioski

Z uwagi na aspekt techniczny zastosowanie akumulatorowych zasobników energii o konfiguracji przedstawionej w niniejszym artykule wymagałoby uzupeł-



Rys. 6.
zasobn
baterii

nienia o dodatkowe filtry pasywne (zmniejszanie mocy biernej) oraz filtry aktywne zmniejszające zniekształcenia prądu przez linearyzację układu jakim jest BES. Zastosowanie zasobników uzasadnione jest ekonomicznie:

- obniżenie mocy szczytowej w węzłach sieci i u odbiorców indywidualnych
- nadążna regulacja napięcia w węzłach sieci łagodząca skutki zmian mocy pochodzących od odbiorników niespokojnych dużej mocy
- potrzeba posiadania lokalnej rezerwy mocy.

Literatura

- [1] **Styczyński Z., Dominik H.:** *Zasobniki energii w systemach elektroenergetycznych*. Energetyka Nr 7 - 1995, s. 304–308
- [2] Praca zbiorowa pod redakcją **Heider A.:** *Batterie – Energiespeicher in der Elektrizitätsversorgung –Kompendium* Verlag Mainz, Aachen, 1996

ANALYSIS OF THE BATTERY ENERGY STORAGE CONVERTER OPERATION

Summary: The battery energy storage converter operation is presented in article. Basic knowledge concerned possibility and needs of the battery energy storage use is discussed. Scheme and principle operation of the system made in Power Electronics and Electrical Drive department is shown. Essential conditions of the system work obtained by computer simulation are discussed. Initial results of the system laboratory investigations are presented.

Key words: battery energy storage, operation analyze, BES characteristic

Artykuł zrealizowano w ramach pracy statutowej S/WE/1/98.

Anna Maria Białostocka, Aradiusz Łukjaniuk

METODA WYZNACZANIA PRZYROSTU MASY W PROCESIE ELEKTROPOWLEKANIA

Streszczenie: W artykule przedstawiono metodę wyznaczania przyrostu masy miedzi podczas procesu galwanicznego pokrycia przedmiotów. W metodzie tej (pozwalającej na kontrolę przyrostu masy miedzi bez przerywania procesu galwanizacji) wykorzystuje się prawo Faraday'a – $m = kIt$. Czas trwania procesu galwanizacji oraz wartość prądu mierzona jest przy pomocy uniwersalnego miernika elektrochemicznego EMU. Autorzy przeprowadzili analizę błędów wyznaczania masy przedstawioną metodą.

Słowa kluczowe: elektrochemia, elektroliza, forma negatywowa, stereolitografia, galwanizacja, prawo Faraday'a

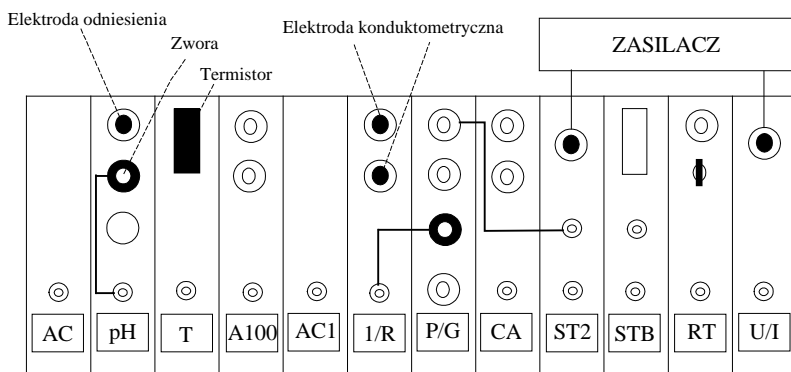
1. Wstęp

Szybko rozwijająca się technika stereolitografii umożliwiła wytwarzanie przedmiotów z tworzyw utwardzanych laserowo o bardzo skomplikowanych kształtach. Przedmioty te wykorzystywane są między innymi jako wzorce do wytwarzania metalicznych form negatywowych do wtryskarek lub też jako elektrody w procesie elektrodrażenia. Zastosowanie techniki stereolitografii w połączeniu z automatyzacją procesu galwanicznego otrzymywania form negatywowych pozwala na bardzo znaczne skrócenie czasu od momentu wykonania projektu wyrobu do chwili jego wyprodukowania. Formę negatywową stanowi metal naniesiony galwanicznie na wzorec wytworzony stereolitograficznie. W procesie wytwarzania takiej formy bardzo ważną staje się jakość jej wykonania, która zależy między innymi od równomierności i jednorodności pokrycia galwanicznego. Grubość pokrycia można kontrolować metodą bezpośrednią (poprzez wyjęcie przedmiotu z kąpeli galwanicznej i pomiar grubości warstwy metalu) lub metodą pośrednią (pomiar odpowiednich parametrów procesu galwanizacji). Zastosowanie pierwszej metody wywołuje wiele skutków ubocznych związanych z przerwaniem procesu

galwanizacji, np.: rozwarstwienie otrzymanej formy, trudności w organizacji procesu automatyzacji wytwarzania takich form, itp. Celowe jest więc znalezienie metody automatycznej kontroli przyrostu masy. Zastosowanie elektrochemicznego miernika uniwersalnego EMU umożliwi bieżącą kontrolę przyrostu masy formy bez przerywania procesu galwanizacji.

2. Uniwersalny miernik elektrochemiczny EMU

Uniwersalny miernik elektrochemiczny został zbudowany w Instytucie Chemii Fizycznej i Teoretycznej Politechniki Wrocławskiej. Miernik EMU to współpracujący z komputerem oprogramowany zestaw bloków funkcyjnych wraz z czujnikami, umożliwiający zbieranie danych w czasie rzeczywistym, sterowanie urządzeniami zewnętrznymi i monitorowanie mierzonych sygnałów. Miernik może być skonfigurowany z różną ilością i rodzajem bloków funkcyjnych. Zestaw bloków funkcyjnych zawiera: blok pomiaru natężenia prądu, blok pomiaru przewodnictwa substancji w stanie ciekłym, blok pomiaru temperatury, blok zegara, blok regulacji temperatury, blok przetwornika A/C, blok przetwornika C/A. Rysunek 1 przedstawia zespół bloków funkcyjnych miernika EMU w połączeniu z zasilaczem i czujnikami.



Rys. 1. Zestaw bloków funkcyjnych miernika EMU

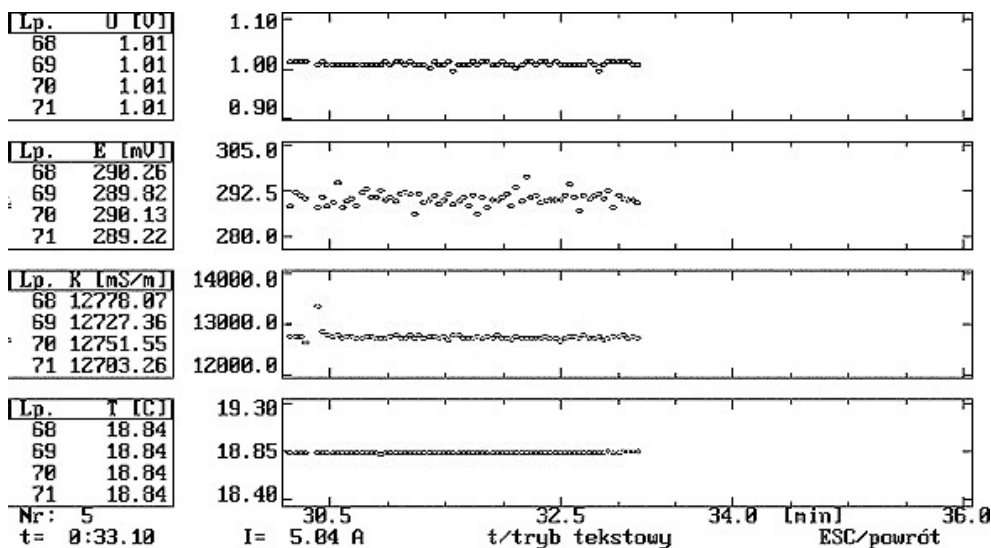
W najbardziej prostej wersji wykonania (EMU/O) miernik umożliwia wykonywanie następujących pomiarów:

- pomiar wykładnika aktywności jonów wodorowych (pomiar pH);
- pomiar stężenia elektrodami jonoselektywnymi;
- pomiar napięcia jako funkcji czasu;

- pomiar temperatury;
- pomiar natężenia prądu jako funkcji czasu;
- pomiar przewodnictwa jako funkcji czasu;
- pomiar charakterystyk prąd-potencjał metodami polarografii stałoprądowej, polarografii impulsowej-różnicowej i schodkowej woltamperometrii cyklicznej;
- pomiar charakterystyki potencjał-czas przy stałym natężeniu prądu;
- pomiar charakterystyki natężenie prądu-czas przy stałym potencjale elektrody;
- pomiar stężenia depolaryzatorów metodami strippingu woltamperometrycznego i potencjometrycznego;
- równoczesny pomiar sygnałów kilku różnych czujników (np. temperatury, pH, przewodnictwa, stężenia tlenu lub stężenia wybranego jonu) przez praktycznie dowolnie długi okres czasu;
- miareczkowanie kulometryczne;
- miareczkowanie potencjometryczne/pehametryczne;
- miareczkowanie konduktometryczne;
- miareczkowanie amperometryczne;
- miareczkowanie bipotencjometryczne;
- termostatowanie niewielkiej ilości cieczy;
- utrzymywanie zadanej wartości pH/pX (pH-stat/jono-stat).

Najczęściej używaną jest opcja programu, znana pod nazwą „cztery czujniki od czasu”, umożliwiająca równoczesne monitorowanie czterech spośród następujących wielkości (rejestracja i kontrola parametrów czterech czujników w funkcji czasu): temperatura, SEM/pH/pX (tj. siła elektromotoryczna/ wykładnik aktywności jonów wodorowych/ stężenie wybranego jonu), natężenie prądu i przewodnictwo, przy czym przewodnictwo może być przeliczone na przewodność elektrolityczną. Pierwsza metryka zawiera parametry zbierania danych do temperatury, następne służą do wybrania rodzaju wielkości mierzonej i ustalenia jej parametrów w trakcie procesu elektrolizy [2].

Rysunek 2 przedstawia przebiegi na ekranie komputera podczas działania programu „cztery czujniki od czasu” – przy pomiarach galwanostatycznych ($I = \text{const}$). Po lewej stronie ekranu zobrazowane zostały wartości poszczególnych wielkości (U – potencjał, E – siła elektromotoryczna, K – przewodnictwo, T – temperatura) w kolejnych krokach czasowych (numery kroków: 68, 69, 70, 71). Po prawej stronie ekranu przedstawione są wartości powyższych wielkości w funkcji czasu oraz podana wartość prądu, przy której odbywa się pomiar. Uzyskane przy pomocy opcji „cztery czujniki od czasu” wartości czasu t i prądu I pozwalają na podstawie prawa elektrolizy (prawo Faradaya’a: $m = k \cdot I \cdot t$) na określenie masy miedzi osadzonej na katodzie.



Rys. 2. Przebiegi na ekranie komputera podczas działania opcji „cztery czujniki od czasu”

3. Analiza błędu pomiaru masy miernikiem elektrochemicznym

EMU

W metodzie pośredniego pomiaru przyrostu masy miedzi osadzonej na katodzie wykorzystuje się prawo Faradaya’a

$$m = k \cdot I \cdot t. \quad (1)$$

Dokonanie takiego pomiaru polega na wyznaczeniu wartości wielkości mierzonej m poprzez obliczenie wartości funkcji, zwanej funkcją pomiaru [6]:

$$m = f(k, I, t), \quad (2)$$

gdzie:

- I, t – wartości prądu i czasu otrzymane w postaci serii N pomiarów,
- k – równoważnik elektrochemiczny (wartość dana spoza pomiarów).

Graniczny błąd $\Delta_{\max} \bar{m}$ pomiaru pośredniego masy obliczamy jako sumę granicznego błędu przypadkowego $\Delta_{R\max} \bar{m}$ i granicznego błędu systematycznego

$\Delta_{S_{\max}} m$, który równy jest granicznemu błędowi systematycznemu pojedynczej obliczonej wartości m [3, 4]:

$$\Delta_{\max} \bar{m} = \Delta_{R_{\max}} \bar{m} + \Delta_{S_{\max}} m. \quad (3)$$

Graniczny błąd przypadkowy $\Delta_{R_{\max}} \bar{m}$ na poziomie ufności p wyznaczamy z zależności [3,4]:

$$\Delta_{R_{\max}} \bar{m} = 3s(\bar{m}), \quad p = 0.99. \quad (4)$$

Odchylenie standardowe $s(\bar{m})$ z próby N – elementowej obliczamy odpowiednio [3,4]:

$$s(\bar{m}) = \sqrt{\frac{s^2(m)}{N}}, \quad (5)$$

gdzie:

$$s^2(m) = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (m(i) - \bar{m})^2,$$

$$\bar{m} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N m(i),$$

$m(i)$ – masa i -tej próbki.

W celu wyznaczenia składowej systematycznej błędu określenia masy wykorzystuje się prawo propagacji błędów, zwane też prawem składania lub przenoszenia błędów [3, 4]:

$$\Delta_S m = \frac{\partial m}{\partial k} \Delta_S k + \frac{\partial m}{\partial I} \Delta_S I + \frac{\partial m}{\partial t} \Delta_S t, \quad (6)$$

gdzie:

$\frac{\partial m}{\partial k}, \frac{\partial m}{\partial I}, \frac{\partial m}{\partial t}$ – współczynniki wrażliwości funkcji pomiaru $f(k, I, t)$,

$\Delta_S k, \Delta_S I, \Delta_S t$ – błędy systematyczne poszczególnych składowych funkcji pomiaru $f(k, I, t)$.

Na graniczny błąd systematyczny składają się błędy systematyczne pomiaru wielkości wejściowych: prądu I i czasu t oraz błąd danej wielkości k . Stosowane są dwie metody obliczania granicznego błędu systematycznego: metoda najgorszego rozkładu błędu i metoda losowego rozkładu błędów. W naszym przypadku przy trzech wielkościach wejściowych dokładne oszacowania daje metoda najgorszego

rozkładu. Przy tej metodzie graniczny błąd systematyczny liczony jest z zależności [3, 4]:

$$\Delta_{S_{\max}} m = \frac{\partial m}{\partial I} \Delta_{S_{\max}} I + \frac{\partial m}{\partial t} \Delta_{S_{\max}} t + \frac{\partial m}{\partial k} \Delta_{S_{\max}} k \quad (7)$$

Ostatecznie graniczny błąd $\Delta_{\max} \bar{m}$ pomiaru pośredniego masy obliczamy ze wzoru [1, 3, 4]:

$$\Delta_{\max} \bar{m} = 3 \sqrt{\frac{1}{N-1} \frac{\sum_{i=1}^N (m(i) - \bar{m})^2}{N}} + \frac{\partial m}{\partial I} \Delta_{S_{\max}} I + \frac{\partial m}{\partial t} \Delta_{S_{\max}} t + \frac{\partial m}{\partial k} \Delta_{S_{\max}} k \quad (8)$$

4. Wyznaczenie błędu pomiaru masy miernikiem elektrochemicznym EMU

Do wyznaczenia wartości błędów pomiaru masy miedzi osadzanej na katodzie w procesie galwanizacji użyto sześciu jednakowych próbek – płytek srebrnych o wymiarach 3 cm × 3 cm. Każda z nich była poddawana procesowi galwanizacji przez okres 24 godzin. Elektrody w procesie galwanizacji były zasilane prądem o wartości 0,54 [A]. Na całkowity błąd pomiaru masy wpływa błąd pomiaru prądu, błąd pomiaru czasu i błąd wynikający z określenia równoważnika elektrochemicznego k . Blok zegara urządzenia pomiarowego (ZEG) jest zsynchronizowany z zegarem systemowym komputera, tak więc błąd wynikający z określenia czasu trwania pomiaru jest niewielki i uznano, że ma znikomy wpływ na całkowity błąd metody. Równoważnik elektrochemiczny jest wielkością stałą, charakterystyczną dla danego procesu elektrodowego, dlatego też nie ma wpływu na błąd analizowanej metody pomiarowej. W przypadku elektrolizy wodnego roztworu siarczanu miedzi (CuSO_4) równoważnik ten ma wartość

$$k = 329 \cdot 10^{-6} \left[\frac{\text{g}}{\text{A} \cdot \text{s}} \right].$$

We wzorze końcowym uwzględniono jedynie błąd bezwzględny pomiaru wartości prądu miernikiem LM-3. Wyniki obliczeń błędu pomiaru masy miernikiem elektrochemicznym EMU przedstawiono w tabeli 1.

Tabela1.

Wyniki obliczeń błędu pomiaru masy miernikiem elektrochemicznym EMU

Numer próbki	1	2	3	4	5	6
Przyrost masy [g]	12,72	12,75	12,64	12,85	12,84	12,86
Wartość średnia przyrostu masy – \bar{m} [g]	12,78					
Graniczny błąd pomiaru – $\Delta_{\max} \bar{m}$ [g]	0,25					
Względny błąd pomiaru – $\delta \bar{m}$ [%]	1,96					

5. Wnioski

W artykule przedstawiono metodę, w której do pomiaru masy miedzi osadzonej na katodzie wykorzystuje się uniwersalny miernik elektrochemiczny EMU. Wartość względnego błędu pomiaru masy miedzi tą metodą wyniosła 1,96%. Błąd pomiaru przyrostu masy miedzi wagą elektroniczną WPE 600 był mniejszy i wyniósł 0,8%. Należy nadmienić, że zastosowanie przedstawionej metody pozwala na wyznaczenie przyrostu masy bez przerywania procesu galwanizacji, a tym samym umożliwia automatyzację procesu galwanicznego wytwarzania form negatywowych i uzyskanie lepszej ich jakości. Wymienione zalety tej metody rekompensują jej mniejszą dokładność.

Literatura

- [1] Chwaleba A. Poniński M. Siedlecki A.: *Metrologia elektryczna*. WNT, Warszawa, 1998.
- [2] *Elektrochemiczny miernik uniwersalny EMU*. Instrukcja obsługi. Instytut Chemii Fizycznej i Teoretycznej Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 2000.
- [3] Jaworski J. M.: *Błąd i niepewność pomiarów pośrednich*. Pomiary Automatyka Robotyka 10 (1999).
- [4] Jaworski J. M.: *Błąd i niepewność pomiaru bezpośredniego*. Pomiary Automatyka Robotyka 9 (1999).
- [5] Leitner R. Zacharski J.: *Zarys matematyki wyższej*. WNT, Warszawa, 1995.
- [6] Pazdro K.M.: *Chemia*. PWN, Warszawa, 1980.

THE APPOINT METHOD OF THE MASS INCREASING IN THE ELECTROPLATING METHOD

Summary: In the article was presented the appoint method of the copper mass increasing during the galvanotechnic process of the objects. In the introducing method (gives the opportunity to control the mass increasing without the galvanotechnic process interrupting) were used the Faraday's law – $m = kIt$. The duration time of the galvanotechnic process and value of the current tension were meas-

ured by the universal electrochemical tool EMU. The authors carried out the analysis of the error of the copper mass appoint the introducing method.

Keys words: electrochemistry, electrolysis, negative form, stereolitographic, galvanization, Faraday's law

Robert Piotr Bycul

NIKTÓRE METODY DEKOMPOZYCJI DANYCH DLA RÓWNOLEGŁEJ REALIZACJI OPERACJI NA MACIERZACH

Streszczenie: W niniejszej pracy przedstawiono przegląd wybranych metod dekompozycji danych stosowanych w równoległych implementacjach algorytmów podstawowych operacji macierzowych. Jedną z opisywanych metod dekompozycji danych została wykorzystana w praktycznej implementacji równoległego algorytmu gradientu sprzężonego. Przedstawione zostało przyspieszenie algorytmu w funkcji rozmiaru problemu.

Słowa kluczowe: obliczenia równoległe, macierze wysokowymiarowe, pole elektromagnetyczne.

1. Wstęp

W wielu zagadnieniach elektrotechniki znajdują zastosowanie metody analizy, w wyniku których otrzymuje się do rozwiązania między innymi układ algebraicznych równań liniowych. Przykładami takich metod, są: FEM (Finite Elements Method – Metoda Elementów Skończonych), FDM (Finite Differences Method – Metoda Różnic Skończonych).

Układ równań liniowych można przedstawić w postaci:

$$\mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{b}, \quad (1)$$

gdzie \mathbf{K} jest macierzą współczynników, \mathbf{x} jest wektorem niewiadomych układu, \mathbf{b} jest wektorem prawych stron układu (zwany też wektorem wymuszenia).

Można wyróżnić dwie podstawowe grupy metod rozwiązywania powyższego układu równań. Są to metody bezpośrednie i iteracyjne. Istotą metod bezpośrednich jest dekompozycja macierzy \mathbf{K} na macierze trójkątne: \mathbf{L} (dolną) i \mathbf{U} (górną).

Ich charakterystyczną cechą jest to, że po jednokrotnie przeprowadzonej dekompozycji macierzy \mathbf{K} można uzyskiwać rozwiązania układu równań dla kolejno podawianych różnych wektorów wymuszenia, przy relatywnie niewielkim nakładzie obliczeń.

Istota metod iteracyjnych polega na wstępnym wyborze wektora rozwiązań $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$, a następnie wykonaniu pewnej liczby kroków obliczeniowych, po których uzyskuje się wektor rozwiązań. Odległość otrzymanego wektora rozwiązań od rozwiązania dokładnego jest z góry ustalona i zależy od wartości liczbowej tolerancji.

Najczęściej stosowane metody iteracyjne, to metoda Gaussa – Seidla i metoda gradientu sprzężonego, przy czym druga z tych metod posiada następujące zalety:

- jest to metoda o szybkiej zbieżności,
- zbędne są założenia co do struktury i właściwości macierzy \mathbf{K} .

2. Podstawowe operacje macierzowe występujące w metodach rozwiązywania układów algebraicznych równań liniowych

Macierz współczynników układu równań liniowych (1), powstałego przy rozwiązywaniu problemów praktycznych, może mieć bardzo duże rozmiary – np. rzędu kilku tysięcy wierszy i kolumn. Czas i koszt rozwiązywania tak dużych układów jest na tyle długi, że często bardzo opłacalne staje się zastosowanie obliczeń równoległych.

Analizując metody rozwiązywania układów równań liniowych o postaci (1), należące do grup wymienionych w rozdziale 1, można wyróżnić podstawowe operacje macierzowe:

- mnożenie macierzy,
- mnożenie macierzy przez wektor,
- iloczyn skalarny wektorów,
- iloczyn wektora przez skalar,
- transpozycję macierzy.

Jednym ze sposobów równoległej implementacji metod rozwiązywania układów równań liniowych jest zastąpienie obliczeń sekwencyjnych najbardziej czasochłonnymi operacjami macierzowymi obliczeniami równoległymi. Spośród wyżej wymienionych operacji można wyróżnić te, dla których udaje się w praktyce uzyskać przyspieszenie obliczeń równoległych:

- mnożenie macierzy,
- mnożenie macierzy przez wektor,

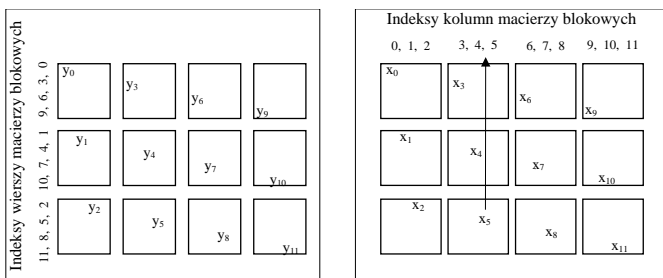
c) iloczyn skalarny wektorów.

3. Sposoby dekompozycji danych do obliczeń

W praktyce obliczeniowej stosuje się wiele różnych metod dekompozycji danych w podstawowych operacjach macierzowych/wektorowych. Jedną z takich metod opisana została w pracy [1]. Autorzy publikacji zastosowali dekompozycję nazwaną przez siebie “physically based distribution” – dekompozycją opartą na fizycznych podstawach analizowanego zagadnienia. Metodę można przedstawić na przykładzie mnożenia macierzy przez wektor:

$$\mathbf{y} = \mathbf{Ax}, \quad (2)$$

gdzie \mathbf{A} jest macierzą, \mathbf{x} i \mathbf{y} są wektorami. Najpierw dokonuje się dekompozycji wektorów \mathbf{x} i \mathbf{y} pomiędzy poszczególnymi węzłami obliczeniowymi. Dekompozycja macierzy \mathbf{A} wynika następnie ze sposobu dekompozycji wektorów, co przedstawia rysunek 1.



0,0 0,1 0,2	0,3 0,4 0,5	0,6 0,7 0,8	0,9 0,10 0,11
3,0 3,1 3,2	3,3 3,4 3,5	3,6 3,7 3,8	3,9 3,10 3,11
6,0 6,1 6,2	6,3 6,4 6,5	6,6 6,7 6,8	6,9 6,10 6,11
9,0 9,1 9,2	9,3 9,4 9,5	9,6 9,7 9,8	9,9 9,10 9,11
1,0 1,1 1,2	1,3 1,4 1,5	1,6 1,7 1,8	1,9 1,10 1,11
4,0 4,1 4,2	4,3 4,4 4,5	4,6 4,7 4,8	4,9 4,10 4,11
7,0 7,1 7,2	7,3 7,4 7,5	7,6 7,7 7,8	7,9 7,10 7,11
10,0 10,1 10,2	10,3 10,4 10,5	10,6 10,7 10,8	10,9 10,10 10,11
2,0 2,1 2,2	2,3 2,4 2,5	2,6 2,7 2,8	2,9 2,10 2,11
5,0 5,1 5,2	5,3 5,4 5,5	5,6 5,7 5,8	5,9 5,10 5,11
8,0 8,1 8,2	8,3 8,4 8,5	8,6 8,7 8,8	8,9 8,10 8,11
11,0 11,1 11,2	11,3 11,4 11,5	11,6 11,7 11,8	11,9 11,10 11,11

Rys. 1. Określenie sposobu dekompozycji macierzy na podstawie dekompozycji wektorów [1]
Wektory składowe wektorów \mathbf{x} i \mathbf{y} przyporządkowywane są siatce 12 węzłów obliczeniowych, z których każdy, w wyniku dokonania dekompozycji, zawiera dwunastoelementowe bloki macierzy \mathbf{A} . Dokonując rzutowania indeksów wektorów składowych wektora \mathbf{y} w lewo, określa się sposób dekompozycji „wierszy” macierzy blokowych będących elementami macierzy \mathbf{A} . Rzutując natomiast indeksy wektorów składowych wektora \mathbf{x} do góry, określa się sposób dekompozycji „kolumn” macierzy blokowych będących elementami macierzy \mathbf{A} . Dekompozycja wynikowa macierzy \mathbf{A} na elementarne bloki pokazana jest po prawej stronie na rysunku 1. Wyczerpujący opis tej metody dekompozycji można znaleźć w pracy [1].

Kolejny przykład metody dekompozycji danych w operacji równoległego mnożenia macierzy znaleźć można w pracy [2]. Autorzy zakładają, że węzły obliczeniowe komputera równoległego uszeregować można w dwuwymiarową siatkę, składającą się z w wierszy i k kolumn. Wtedy dekompozycja wszystkich macierzy w iloczynie

$$\mathbf{C} = \mathbf{A}\mathbf{B} \quad (3)$$

jest dokonywana jest tak, jak to zaznaczono na rysunku 2. \mathbf{X} może być macierzą \mathbf{A} , \mathbf{B} , lub \mathbf{C} – dekompozycja każdej z tych macierzy odbywa się w sposób identyczny.

$$X = \begin{pmatrix} X_{00} & \dots & X_{0(k-1)} \\ \vdots & & \vdots \\ X_{(w-1)0} & \dots & X_{(w-1)(k-1)} \end{pmatrix}$$

Rys. 2. Dekompozycja macierzy w operacji mnożenia macierzy, $\mathbf{X} \in \{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}\}$ [2]

Na powyższym rysunku oznaczenia \mathbf{X}_{ij} oznaczają odpowiednie macierze blokowe macierzy \mathbf{X} . Dekompozycja zastosowana może być do macierzy dowolnych (tzn. nie tylko kwadratowych). Warunkiem, który macierze \mathbf{A} i \mathbf{B} muszą spełniać, jest, aby liczba kolumn macierzy \mathbf{A} była równa liczbie wierszy macierzy \mathbf{B} – jest to oczywiście warunek gwarantujący wykonanie operacji mnożenia macierzy (3). Po dokonaniu dekompozycji macierzy \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} zgodnie z rysunkiem 2, operację obliczania dowolnej macierzy blokowej \mathbf{C}_{ij} zapisać można następująco:

$$C_{ij} = \left(\overbrace{A_0 | A_1 | \dots | A_{(k-1)}}^{\tilde{A}_i} \right) \cdot \left(\begin{array}{c} \frac{B_{0j}}{\dots} \\ \frac{B_{1j}}{\dots} \\ \vdots \\ \frac{B_{(w-1)j}}{\dots} \end{array} \right) \tilde{B}^j, \quad (4)$$

gdzie $\tilde{\mathbf{A}}_i$ oznacza i -ty wiersz macierzy blokowych macierzy \mathbf{A} , natomiast $\tilde{\mathbf{B}}^j$ oznacza j -tą kolumnę macierzy blokowych macierzy \mathbf{B} , np. $\tilde{\mathbf{X}}_0$ odpowiada wierszowi macierzy blokowych zawierającemu macierze blokowe \mathbf{X}_{00} do $\mathbf{X}_{0(k-1)}$ – zgodnie z rysunkiem 2. Istotne jest, że każdy wiersz macierzy blokowych macierzy \mathbf{A} przydzielony jest do odpowiadającego mu wiersza siatki węzłów obliczeniowych i podobnie, każda kolumna macierzy blokowych macierzy \mathbf{B} przydzielona jest odpowiadającej jej kolumnie siatki węzłów obliczeniowych. Zapisując natomiast:

$$\tilde{A}_i = \left(\begin{array}{c|c|c|c} \tilde{a}_i^0 & \tilde{a}_i^1 & \dots & \tilde{a}_i^{q-1} \end{array} \right) \text{ i } \tilde{B}^j = \left(\begin{array}{c} \frac{\tilde{b}_0^{jT}}{\dots} \\ \frac{\tilde{b}_1^{jT}}{\dots} \\ \vdots \\ \frac{\tilde{b}_{q-1}^{jT}}{\dots} \end{array} \right), \quad (5)$$

gdzie np. \tilde{a}_i^0 jest wektorem składowym o indeksie 0 i -tego wiersza macierzy \mathbf{A} a \tilde{b}_0^{jT} jest transponowaną kolumną składową o indeksie 0 j -tej kolumny macierzy \mathbf{B} , można zauważyć, że:

$$c_{ij} = \sum_{l=0}^{q-1} \tilde{a}_i^l \tilde{b}_l^{jT} \quad (6)$$

Zatem iloczyn macierzy z wykorzystaniem tej dekompozycji można zrealizować równoległe, dokonując podziału macierzy zgodnie z rysunkiem 2 i wykonując obliczenia zgodnie z (6).

Poniżej przedstawiona została jeszcze jedna metoda dekompozycji danych, wykorzystana praktycznie w równoległej implementacji algorytmu gradientu sprzężonego.

Metodę można opisać na przykładzie wykonywania operacji mnożenia macierzy (zgodnie ze wzorem (3)). Najpierw dokonywany jest podział macierzy wynikowej \mathbf{C} na p podmacierzy, gdzie p jest liczbą węzłów obliczeniowych. Rysunek 3-3 przedstawia przykładowy podział macierzy przy zastosowaniu trzech węzłów obliczeniowych: R_0 , R_1 , R_2 i macierzy \mathbf{C} o wymiarach 7×7 .

P_0	0,0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6
P_1	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6
	3,0	3,1	3,2	3,3	3,4	3,5	3,6
P_2	4,0	4,1	4,2	4,3	4,4	4,5	4,6
	5,0	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6
	6,0	6,1	6,2	6,3	6,4	6,5	6,6

Rys. 3. Sposób podziału macierzy wynikowej \mathbf{C}

Każdy procesor (węzeł obliczeniowy) musi policzyć przy takim podziale pewną liczbę wierszy macierzy wynikowej. Liczbę tę określa zależność:

$$D = \text{INT} \left(\frac{R}{p} \right), \quad (7)$$

gdzie D jest liczbą wierszy macierzy \mathbf{C} przydzieloną procesorowi do policzenia, R jest liczbą wierszy¹ macierzy \mathbf{C} . INT jest funkcją zaokrąglającą liczbę D do wartości całkowitej. Jeżeli R nie dzieli się przez p bez reszty, jednemu spośród węzłów obliczeniowych musi zostać przydzielona do obliczeń większa liczba wierszy macierzy wynikowej. Liczbę tę określa poniższa zależność:

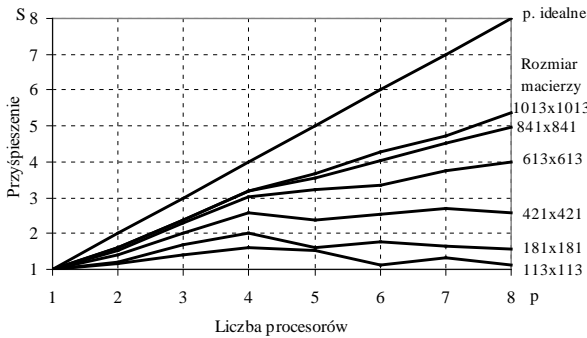
$$D' = (1 - p) \cdot D + R \quad (8)$$

W rozważanym przykładzie $p = 3$, $R = 7$, zatem $D = 2$ i $D' = 3$. W praktycznej implementacji algorytmu równoległego z równomiernym podziałem danych do obliczeń, opisaną w tym artykule, pozostała po dzieleniu R/p liczba wierszy jest

¹ Jeżeli macierz jest kwadratowa, R jest równe rzędowi macierzy.

sprzężonego na superkomputerze Hitachi SR-2201, opisaną dokładnie w pracy [5].

Na rysunku 5 przedstawione zostały wyniki badania przyśpieszenia obliczeń algorytmu.



Rys. 5. Przyspieszenie obliczeń równoległego algorytmu gradientu sprzężonego

Badane przyśpieszenie zdefiniowane zostało jako:

$$S = \frac{t_1}{t}, \quad (9)$$

gdzie t jest czasem obliczeń z zastosowaniem algorytmu równoległego, a t_1 – czasem obliczeń z zastosowaniem algorytmu sekwencyjnego, przy wykorzystaniu jednego procesora.

5. Wnioski

Z analizy dwóch ostatnich metod dekompozycji, przedstawionych w rozdziale 3, można by wysnuć wniosek, że obie metody prowadzą do tego samego sposobu równoległej implementacji algorytmu równoległego mnożenia macierzy. Jednakże należy zauważyć, że w metodzie opisywanej w pracy [2] wszystkie macierze (**A**, **B**, **C**) są dekomponowane, natomiast w metodzie opisaną w niniejszej pracy, dekompozycji podlegają jedynie macierze **A** i **C**.

Mimo prostoty zastosowanej metody, możliwe jest uzyskanie przyśpieszenia obliczeń równoległych, co widać z analizy wykresu przyśpieszenia algorytmu równoległego gradientu sprzężonego (rys. 5). Przyśpieszenie obliczeń jest proporcjonalne do wymiaru problemu (rzędu macierzy współczynników układu algebraicznych równań liniowych). Wynika to z faktu, że przy małych macierzach współczynników, czasy komunikacji pomiędzy poszczególnymi procesorami podrzędnymi są porównywalne z czasem wykonywania obliczeń, co minimalizuje zysk wynikający z zastosowania do obliczeń większej od jednego liczby procesorów. Przy rosnącym wymiarze macierzy \mathbf{K} wzrasta czas trwania obliczeń, tak więc czas przesyłania danych między procesorami podrzędnymi staje się mały w stosunku do czasu obliczeń właściwych.

Autor składa podziękowania prof. dr hab. inż. A. Jordanowi za pomoc merytoryczną i cenne wskazówki udzielone przy pisaniu tego artykułu.

Literatura

- [1] **Chtchelkanova A., Edwards C., Gunnels J., Morrow G., Overleft J., R. van de Geijn:** *Towards Usable and Lean Parallel Linear Algebra Libraries*, CS-TR-96-09, May 1, 1996.
- [2] **Robert A., Van de Geijn:** *SUMMA: Scalable Universal Matrix Multiplication Algorithm*, Concurrency: Practice and Experience, vol. 9, no. 4, pp. 255-274, 1997.
- [3] **Gupta A., Kumar V., Sameh A.:** *Performance and Scalability of Preconditioned Conjugate Gradient Methods on Parallel Computers*, IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, vol. 6, no. 5, pp. 455-469, 1995.
- [4] **Jianming Jin:** *The Finite Element Method in Electromagnetics*, John Wiley, New York, 1993.
- [5] **Jordan A., Bycul R. P.:** *The Parallel Algorithm of Conjugate Gradient Method*, wygłoszony na International Workshop on Cluster Computing '2001, Mangalia, Rumunia, wrzesień 2001, zaakceptowany do wydruku.
- [6] **Jordan A.:** *Theoretical Background of Parallel Electromagnetic Field Computations*, The 10th International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics, pp. 193-194, May 13-16, 2000, Tokyo, Japan.
- [7] **Pacheco P. S.:** *A User's Guide to MPI*, USFCA, 1998.
- [8] **Peterson W.:** *Fixed point technique in computing eddy currents within ferromagnetic conductors exposed to transverse magnetic field*, Archives of electrical engineering, Vol. XLVII, no. 1, pp. 57-68, 1998.

Sformatowane: Punktory i numeracja

Sformatowane: Punktory i numeracja

Sformatowane: Punktory i numeracja

**SOME DATA DECOMPOSITION METHODS FOR PARALLEL IMPLEMENTATION
OF MATRIX OPERATIONS**

Summary: In the following paper the author reviewed some number of methods of data decomposition that are applied in parallel algorithms of basic matrix/vector operations. One of the described methods has been used by the author in a practical implementation of the parallel conjugate gradient algorithm. A speedup of the algorithm as a function of a problem size has been illustrated.

Key words: parallel computations, large matrices, electromagnetic field.

Artykuł zrealizowano w ramach pracy badawczej statutowej nr S/WE/4/98.

Stanisław Aleksandrowicz

**ANALIZA ODTWARZANIA KĄTA FAZOWEGO
WEKTORA PRZESTRZENNEGO
NAPIĘCIA SIECI TRÓJFAZOWEJ W UKŁADZIE
Z PĘTLĄ FAZOWĄ PLL I REGULATOREM PI**

Streszczenie: W nowoczesnych układach przekształtnikowych AC/DC, pozwalających na otrzymanie jednostkowego współczynnika mocy, potrzebna jest informacja o wartości kąta fazowego wektora przestrzennego napięcia sieci zasilającej. Informację tę można uzyskać za pomocą układu śledzenia fazy (PLL). Jednym z możliwych rozwiązań jest układ PLL synchronizowany chwilami przejścia przez zero napięcia sieciowego. W artykule przedstawiono analizę takiego układu, prowadzącą do przydatnych w praktyce zależności projektowych, wiążących ze sobą parametry określające jakość odtwarzanego kąta fazowego.

Słowa kluczowe: kąt fazowy wektora przestrzennego, pętla PLL, sterowanie wektorowe, przekształtnik AC/DC

1. Wprowadzenie

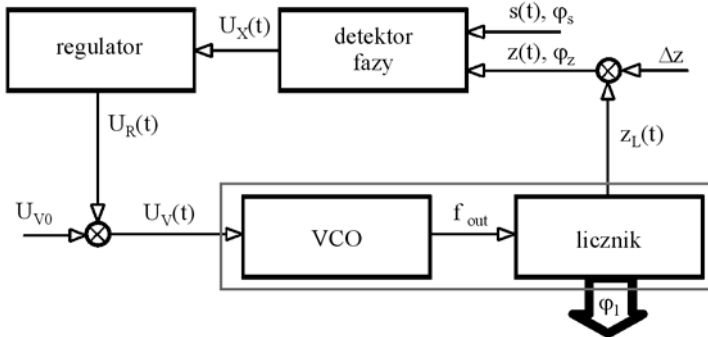
Nowoczesne przekształtniki AC/DC mogą występować zarówno jako samodzielne źródła napięcia stałego jak też stanowić pierwszy człon przekształtnika AC/DC/AC [1]. W odróżnieniu od klasycznych prostowników diodowych, pozwalają one na pobór z sieci zasilającej prądu sinusoidalnego przy współczynniku mocy równym jedności, szeroki zakres regulacji napięcia wyjściowego z możliwością utrzymania stałej jego wartości oraz na dwukierunkowy przepływ energii. Dzięki temu mniejsze są zakłócenia elektromagnetyczne i straty mocy w liniach przesyłowych, powodowane prądem deformacji. Do prawidłowego funkcjonowania wymagają one znajomości kąta obrotu wektora przestrzennego napięcia trójfazowej sieci zasilającej $\varphi_1 = \omega_1 t$ [2]. Kąt ten wykorzystywany jest przy prostej i odwrotnej transformacji Park'a wektorów prądów i napięć oraz do generowania sinusoidalnych przebiegów prądów zadanych. Do odtwarzania kąta φ_1 może być wykorzystany układ pętli fazowej PLL. Od układu takiego wymaga się między innymi:

- małego błędu nieliniowości,
- odporności na zakłócenia zwłaszcza o charakterze szpilkowym,
- szybkiego dochodzenia do stanu quasi-ustalonego po zaistnieniu zakłócenia fazy,
- niewrażliwości na kształt napięcia sieci.

W artykule przedstawiono analizę dokładności odtwarzania kąta obrotu wektora przestrzennego napięcia sieciowego w układzie PLL, synchronizowanym chwilami przejścia przez zero napięcia obranej fazy z regulatorem PI w roli filtra dolnoprzepustowego. Podano związki między parametrami określającymi własności dynamiczne pętli PLL, parametrami regulatora i maksymalnym błędem chwilowym odtwarzanego kąta fazowego.

2. Opis układu

Uproszczony schemat funkcjonalny układu śledzącego fazę napięcia sieci zasilającej na podstawie chwil przejścia przez zero tego napięcia przedstawia rysunek 1.



Rys. 1. Uproszczony schemat blokowy układu PLL

Układ składa się z detektora fazy, regulatora (filtra dolnoprzepustowego), napięciowo sterowanego oscylatora VCO oraz licznika n -bitowego. Do jednego z wejść detektora fazy doprowadzony jest sygnał $s(t)$ o kącie fazowym φ_s , odpowiadający napięciu sieciowemu, a do drugiego sygnał sprzężenia zwrotnego $z(t)$, zgodny z najstarszym bitem odtwarzanego kąta fazowego φ_z . W przypadku detektora fazy działającego analogicznie jak komparator z przełączanym znakiem wzmocnienia (ew. układu mnożącego), napięcie wyjściowe detektora ma postać bipolarnej fali prostokątnej o amplitudzie $|U_X(t)| = U_{X0}$ i podwojonej częstotliwości względem częstotliwości wejściowych. Wartość średnia tego napięcia jest proporcjonalna do różnicy faz między sygnałami $s(t)$ i $z(t)$. Wielkością wyjścio-

wą układu jest stan licznika binarnego, odwzorowujący bieżący kąt fazowy napięcia sieci φ_1 . Licznik ten pełni funkcję integratora częstotliwości wyjściowej oscylatora VCO, sterowanego napięciem $U_V(t)$, będącym sumą napięcia wyjściowego regulatora – $U_R(t)$ oraz napięcia przesunięcia U_{V0} . Napięcie U_{V0} określa spoczynkową częstotliwość wyjściową oscylatora VCO. Napięcie $U_V(t)$ przestraja oscylator VCO tak, aby wyzerować lub zminimalizować wartość różnicy faz sygnałów wejściowych detektora fazy.

3. Podstawy teoretyczne

Funkcję przenoszenia pętli PLL ze zlinearyzowanym detektorem fazowym i liniowym regulatorem [3], można przedstawić wzorem

$$W(s) = \frac{\varphi_z(s)}{\varphi_s(s)} = \frac{K \cdot G(s)}{s + K \cdot G(s)} \quad (1)$$

w którym:

$$K = K_V \cdot K_{DF} \quad (2)$$

K_V – współczynnik wzmocnienia oscylatora VCO łącznie z licznikiem L,

K_{DF} – uśrednione wzmocnienie detektora fazy,

$G(s)$ – funkcja przenoszenia zastosowanego filtra dolnoprzepustowego,

przy czym

$$K_V = \frac{\pi}{T_x \cdot U_{V0}} \quad (3)$$

oraz dla detektora fazy bazującego na wzmacniaczu z przełączanym znakiem wzmocnienia

$$K_{DF} = \frac{2U_{X0}}{\pi} \quad (4)$$

W przypadku gdy rolę filtra dolnoprzepustowego pełni regulator typu PI o wzmocnieniu członu proporcjonalnego – K_R i stałej czasowej członu całkującego regulatora – T_I , jego funkcja przenoszenia może być zapisana w postaci

$$G(s) = \frac{1 + sT_i \cdot K_R}{sT_i} \quad (5)$$

Po skorzystaniu z trzech ostatnich zależności, funkcję przenoszenia pętli PLL można przekształcić do postaci unormowanej opisującej układ drugiego typu drugiego rzędu [3]

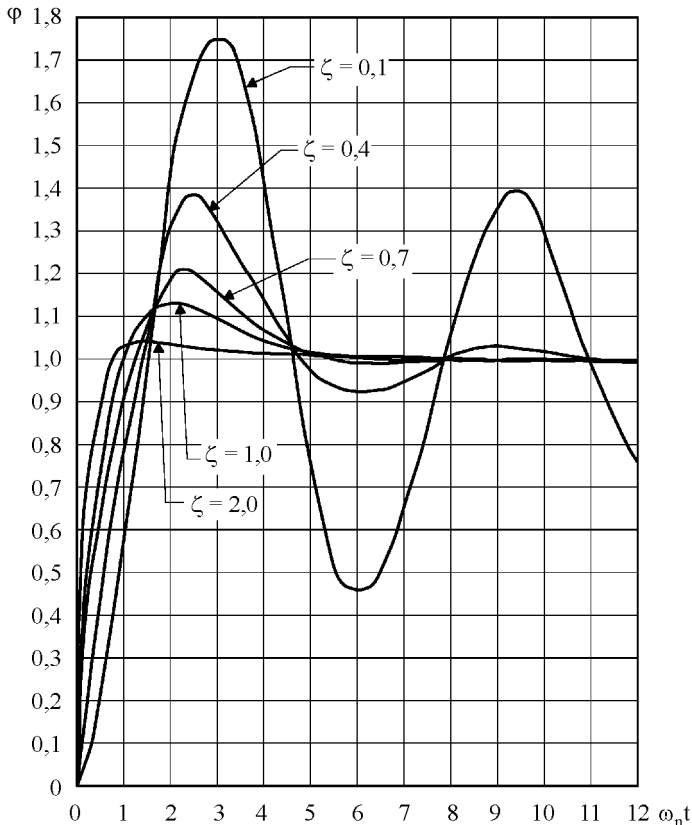
$$W(s_n) = \frac{1 + 2\xi \cdot s_n}{s_n^2 + 2\xi s_n + 1} \quad (6)$$

w której;

$$s_n = \frac{s}{\omega_n} \quad - \text{operator } s, \text{ unormowany względem pulsacji } \omega_n,$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_i}} \quad - \text{pulsacja własna układu} \quad (7)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \omega_n \cdot K_R \cdot T_i \quad - \text{współczynnik tłumienia układu} \quad (8)$$

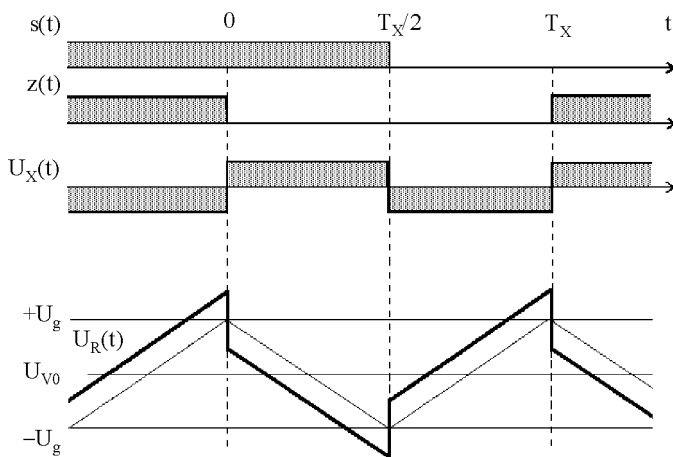


Rys. 2. Odpowiedzi układu opisanego funkcją (6) na skokową zmianę kąta fazowego

Charakter odpowiedzi układu opisanego funkcją (6) na skokową zmianę kąta fazowego powstałą na przykład w wyniku zakłócenia pracy licznika przedstawia rysunek 2.

4. Uchyb odtwarzanego kąta fazowego

W stanie ustalonym wzajemne przesunięcie czasowe obu przebiegów wejściowych detektora jest równe $T_X/2$ (czyli $\pi/2$ w mierze kątowej), a przebieg czasowy napięcia regulatora symetryczny względem zera (rys. 3).



Rys. 3. Przebiegi czasowe w układzie PLL z regulatorem PI w stanie ustalonym

Wprowadźmy do opisu wartości względne czasu i napięcia oraz parametry względne regulatora PI określające względny udział składnika proporcjonalnego p i całkującego g

$$\tau = t/T_X, \quad \tau' = \tau - 1/2 \quad (9)$$

oraz

$$p = K_R \frac{U_{Xo}}{U_{Vo}}; \quad g = \frac{T_X U_{Xo}}{4T_i U_{Vo}} \quad (10)$$

Po uwzględnieniu, że napięcie wejściowe oscylatora VCO jest równe:

$$U_V(t) = U_{Vo} + U_R(t) \quad (11)$$

jego wartość względna $\mathcal{G} = U_V / U_{V_0}$ może być przedstawiona wzorami

$$\mathcal{G}_1(\tau) = 1 + g - p - 4g\tau \quad \text{dla } \tau \in \langle 0, 1/2 \rangle$$

oraz

$$\mathcal{G}_2(\tau') = 1 - g + p + 4g\tau' \quad \text{dla } \tau' \in \langle 0, 1/2 \rangle$$

(12)

Względny stan licznika (odtworzony kąt fazowy) może być obliczony jako:

$$l(\tau) = \int_0^{\tau} \mathcal{G}_1(\tau) d\tau \quad \text{dla } \tau \in \langle 0, 1/2 \rangle$$

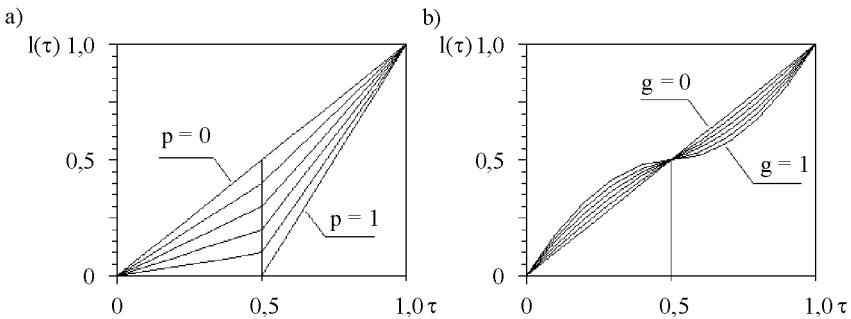
(13)

$$l(\tau') = \int_0^{1/2} \mathcal{G}_1(\tau) d\tau + \int_0^{\tau'} \mathcal{G}_2(\tau') d\tau' \quad \text{dla } \tau' \in \langle 0, 1/2 \rangle$$

Stąd otrzymuje się:

$$l(\tau) = \begin{cases} (1 - p + g)\tau - 2g\tau^2 & \text{dla } 0 \leq \tau < 1/2 \\ (1 - p)/2 + (1 + p - g)\tau' + 2g\tau'^2 & \text{dla } 0 \leq \tau' < 1/2 \end{cases} \quad (14)$$

Przykładowe przebiegi $l(\tau)$ w czasie jednego półokresu napięcia sieciowego T_x dla regulatora proporcjonalnego oraz dla regulatora całkującego zostały przedstawione na rysunku 4.



Rys. 4. Względny stan licznika $l(\tau)$ w czasie jednego półokresu napięcia sieciowego dla regulatora proporcjonalnego – (a) oraz dla regulatora całkującego – (b)

Względny błąd odtwarzanego kąta fazowego może być określony jako

$$\delta l(\tau) = \tau - l(\tau) \quad (15)$$

gdzie

$$l(\tau) = L(\tau L / \tau_{\max}) \quad (16)$$

skąd po uwzględnieniu (14) otrzymuje się

$$\delta l(\tau) = (p - g + 2g\tau)[\tau + (1 - 2\tau)E(2\tau)] \quad \text{dla} \quad 0 \leq \tau < 1 \quad (17)$$

Przy $0 < p/g < 1$ lokalne maksima uchybu $\delta l(\tau)$ występują w punktach:

$$\tau_{m1} = (1 - p/g)/4 \quad \text{oraz} \quad \tau_{m2} = (3 - p/g)/4 \quad (18)$$

i przyjmują wartości odpowiednio:

$$\delta l_{m1} = (p - g)(1 - p/g)/8; \quad \delta l_{m2} = (p + g)(1 + p/g)/8 \quad (19)$$

Uchyb maksymalny δl_m związany jest z udziałem składników p i g równaniem:

$$p + g = \sqrt{8g \delta l_m} \quad \text{dla} \quad p \leq g \leq 8 \delta l_m \quad (20)$$

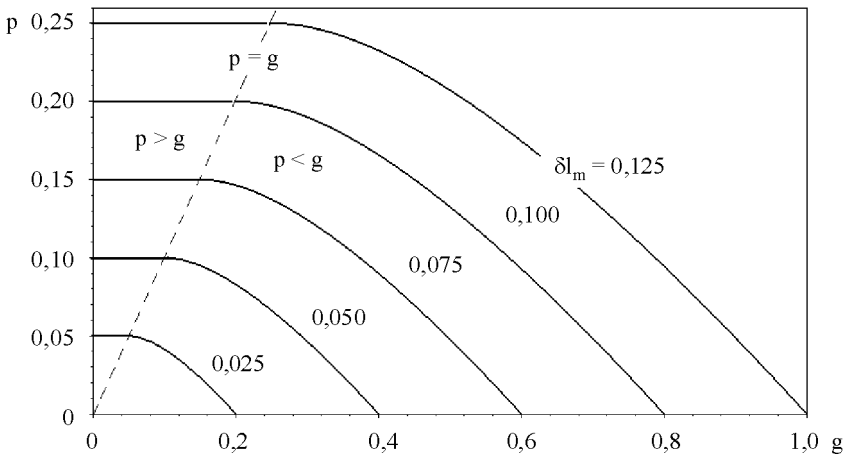
Dla wartości $p/g \rightarrow 1$, zachodzi: $\tau_{m1} \rightarrow 0$ oraz $\tau_{m2} \rightarrow 1/2$.

Przy $p/g \geq 1$ maksimum błędu występuje w punkcie $\tau_{m2} = 1/2$ i ma wartość

$$\delta l_m = p/2 \quad (21)$$

określoną wówczas tylko wzmocnieniem członu proporcjonalnego.

Wartości parametrów p i g regulatora PI przy stałej wartości uchybu maksymalnego δl_m przedstawione zostały na rysunku 5.



Rys. 5. Udział składników p i g regulatora „PI” przy stałej wartości uchybu δl_m

5. Przypadek regulatora z nasyceniem granicznym

W omawianym zastosowaniu pętli fazowej częstotliwość sygnału wejściowego jest praktycznie stała. W takim przypadku może być zastosowany regulator PI z ograniczeniem w torze integratora, ustawionym na poziomie $\pm U_g$. Regulator taki nie dopuszcza do powstania uchybu częstotliwości, tak więc polepsza procesy przejściowe. W jednym skrajnym przypadku przedstawia on regulator całkujący z nasyceniem granicznym. [4], a w drugim – regulator proporcjonalny. Oznaczając względne zakłócenie fazy w kolejnych półokresach odtwarzanego kąta fazowego przez τ_i , w podobny sposób jak uprzednio otrzymamy:

$$I(\tau) = \begin{cases} [1 - p + g]\tau - 2g\tau^2 & \text{dla } 0 \leq \tau < 1/2 - \tau_{n-1} \\ [1 - p + g](1/2 - \tau_{n-1}) - 2g(1/2 - \tau_{n-1})^2 + \\ + [1 + p - g + 4g\tau_{n-1}]\tau' + 2g\tau'^2 & \text{dla } 0 \leq \tau' < 1/2 + \tau_n \end{cases} \quad (22)$$

Szybkość zaniku zakłóceń fazy można w tym przypadku ocenić za pomocą małosygnałowego współczynnika γ , zdefiniowanego jako:

$$\gamma = \frac{\delta \tau_n}{\delta \tau_{n-1}} \Bigg|_{\tau_n = \tau_{n-1} = 0} = - \frac{\delta I(\tau_n, \tau_{n-1}) / \delta \tau_{n-1}}{\delta I(\tau_n, \tau_{n-1}) / \delta \tau_n} \Bigg|_{\tau_n = \tau_{n-1} = 0} \quad (23)$$

który prowadzi do

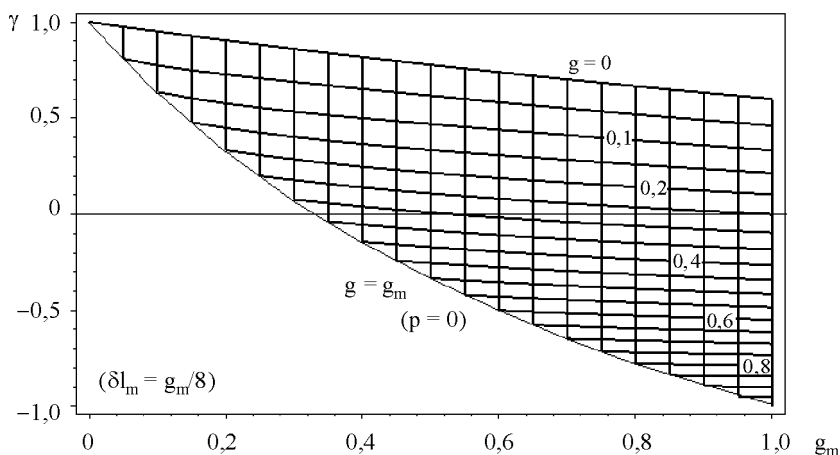
$$\gamma = \frac{1 - p - 3g}{1 + p + g} \quad (24)$$

Zależności tej odpowiada człon inercyjny o równoważnej stałej czasowej

$$T_p = \frac{T_X}{\ln 1/\gamma} \quad (25)$$

Analogicznie jak poprzednio, po skorzystaniu ze związku (20) otrzymamy wzór projektowy wiążący ze sobą istotne parametry układu. (rys.6).

$$\gamma = \frac{1 - \sqrt{8g \delta l_m} - 2g}{1 + \sqrt{8g \delta l_m}} \quad \text{dla } p \leq g \leq 8 \delta l_m \quad (26)$$



Rys. 6. Udział składników p i g regulatora „PI” z nasyceniem przy stałej wartości uchybu δl_m

6. Zależności projektowe

Po skorzystaniu z wprowadzonych wcześniej parametrów względnych regulatora PI, wzory (7) i (8) przyjmą postać:

$$\omega_n = \frac{2\sqrt{2g}}{T_X} \quad (27)$$

$$\xi = \frac{1}{8} \omega_n T_X \frac{p}{g} \quad (28)$$

Ostatnią zależność można przepisać jako

$$\frac{p}{g} = \frac{8m\xi}{\omega_n t} \quad (29)$$

gdzie:

m – liczba półokresów przebiegu sieciowego w stanie przejściowym na odcinku kątowym $\omega_n t$ wybranym przez projektanta na podstawie przebiegów rysunku 2.

Z analizy związku (29) wynika, że w praktyce, przy wyborze typowych wartości ξ oraz $\omega_n t$ będzie zachodziła relacja $p > g$. Oznacza to, że maksymalny błąd względny odtwarzanego kąta fazowego sieci będzie określony tylko przez współczynnik wzmocnienia K_R regulatora PI. Stała czasowa T_i wpływa wprawdzie na kształtowanie się błędu chwilowego tego kąta, jednakże nie określa jego wartości maksymalnej. Ponieważ w obszarze $p > g$ zachodzi związek (22), po podstawieniu (27) do (28) otrzymamy podstawową zależność projektową (30), pozwalającą tak dobrać wartości: ξ , m oraz $\omega_n t$, aby maksymalny względny błąd odtwarzanego kąta sieciowego nie przekraczał w stanie ustalonym założonej wartości δl_m .

$$\xi \frac{\omega_n t}{m} < 2 \delta l_m \quad (30)$$

Z kolei względne parametry regulatora PI mogą być wyznaczone z wzorów:

$$p = \xi \frac{\omega_n t}{m} \quad (31)$$

$$g = \frac{1}{8} \left(\frac{\omega_n t}{m} \right)^2 \quad (32)$$

W przypadku regulatora z nasyceniem granicznym, doboru parametrów najwygodniej jest dokonać korzystając z zależności (26) ewentualnie z krzywych z rysunku 6. W przypadku regulatora proporcjonalnego właściwymi są zależności (21) oraz (24) lub (25).

7. Podsumowanie

W artykule przeprowadzono analizę właściwości pętli PLL z regulatorem typu PI, w wyniku której otrzymano związki (29)-(32) Pozwalają one na wybór takich wartości ξ oraz ω_{nt} , przy których maksymalny względny błąd odtwarzanego kąta sieciowego nie przekracza w stanie ustalonym założonej wartości δl_m . W praktyce, z uwagi na zachodzącą wówczas relację $p > g$, błąd ten będzie określony przez współczynnik wzmocnienia K_R regulatora PI. Z zależności (30) widać, że polepszenie dokładności układu będzie zawsze okupione pogorszeniem jego własności. Przy stałej częstotliwości sieciowej mogą być zastosowane także dwa rozwiązania alternatywne. Pierwszym, pozwalającym na uzyskanie dobrej liniowości odtwarzanego kąta fazowego przy jednoczesnym zachowaniu dobrej dynamiki, jest zastosowanie regulatora całkującego z nasyceniem granicznym (wzór (26)). Regulator taki nie dopuszcza do powstania w układzie uchybu częstotliwości, dzięki czemu osiąga się poprawę stabilności układu i skrócenie czasu dochodzenia do stanu ustalonego. Drugim rozwiązaniem jest zastosowanie regulatora proporcjonalnego. Jest to rozwiązanie proste, lecz o gorszych właściwościach. Właściwe są wówczas wzory (21), (24) i (25).

Literatura

- [1] **Sikorski A.:** *Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC - PWM zasilającym maszynę indukcyjną.* Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Rozprawy naukowe nr 58.
- [2] **Ruszczyk A., Aleksandrowicz S.:** *Metody prądowego i napięciowego sterowania przekształtnika AC/DC – aspekt praktyczny,* Zielona Góra IV Szkoła – Konferencja: Elektrotechnika Prądy Niesinusoidalne, EPN'98, t. II, 18-20 czerwiec 1998, s. 398-405.
- [3] **Hsieh G.Ch., Hung J.C.:** *Phase-Locked Loop Techniques – A Survey.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 6, 1996, p. 609-615.
- [4] **Aleksandrowicz S., Ruszczyk A.:** *Jakość odtwarzania kąta fazowego w układzie pętli fazowej.* Białystok, Zeszyty Naukowe PB, Nauki Techniczne 125, Elektryka nr 15, 1999, s. 99-117.

**ANALYSIS OF THE THREE PHASE NET VOLTAGE SPACE-VECTOR PHASE
ANGLE RECREATION USING PLL LOOP AND PI CONTROLLER**

Summary: Modern AC/DC converter systems workin with unitary input power factor require information about the actual phase angle of supply net voltage space-vector. This information can be received from phase locked loop (PLL) circuit. One of solutions is to synchronize PLL with the net when net voltage crosses zero value. This paper analyses such system leading to useful design formulas linking up parameters that determine the quality of phase angle recreation.

Key words: angle of voltae space-vector, phase locked loop (PLL), vector control, converter AC/DC

Artykuł jest wynikiem badań wykonanych w ramach pracy statutowej S/WE/1/98.

Piotr Filipkowski, Bartosz Kostro

FIZYCZNY MODEL UKŁADU KOMPRESJI SYGNAŁÓW RADAROWYCH Z ZASTOSOWANIEM PROCESORA TMS320C30

Streszczenie: Fizyczny model układu kompresji sygnałów radarowych został zaprojektowany do analizy sygnałów szerokopasmowych wolnozmiennych (głównie kodów Barkera). Autorzy poruszają problem kompresji w czasie rzeczywistym, charakteryzującej się minimalnym poziomem listków bocznych. Artykuł opisuje dwa rozwiązania tego zagadnienia. Pierwsze z nich opiera się na sztucznych sieciach neuronowych (SSN), a drugie na szybkim przekształceniu Fouriera (FFT). Układ kompresji został zrealizowany na zmiennoprzecinkowym procesorze DSP firmy TI – TMS320C30. Przedstawiono również możliwości zastosowania tego projektu w innych dziedzinach elektroniki.

Słowa kluczowe: kompresja, sztuczne sieci neuronowe, szybki splot, szybka transformata Fouriera

1. Wstęp

Rozwój techniki radarowej w pierwszej połowie XX wieku przyniósł największe zmiany w metodach obserwacji obiektów ruchomych od czasu wynalezienia teleskopu w roku 1608. W 1904 roku niemiecki inżynier C. Hülsmeier uzyskał patent na sposób wykrywania metalowych celów dzięki odbijaniu przez nie fal radiowych. Był on również konstruktorem pierwszego radaru. Zdolność radarów do szybkiego skanowania w dużym zakresie kątów spowodowała, że stały się one użyteczne przy ostrzeganiu o zbliżającym się niebezpieczeństwie (zarówno w aplikacjach militarnych jak i cywilnych). Ciekawą cechą radarów jest to, że one nie tylko „obserwują” określony teren, ale również są w stanie wykonać pomiary odległości, prędkości i przyspieszenia danego obiektu [2]. Zdolność fal radiowych do penetracji atmosfery w każdych warunkach pogodowych sprawia, że są one znacznie bardziej czułe i dokładne niż fale optyczne. W obecnych czasach stacje meteorologiczne wykorzystują radary do obserwacji warunków atmosferycznych.

Kompresja w technice radarowej jest rozumiana jako czasowe skrócenie czasu trwania impulsu radarowego poprzez wykorzystanie funkcji korelacji sygnału

i filtru dopasowanego [1]. Kompresja sygnałów radarowych może być wykonywana za pomocą układów cyfrowych, zarówno w czasie jak i częstotliwości.

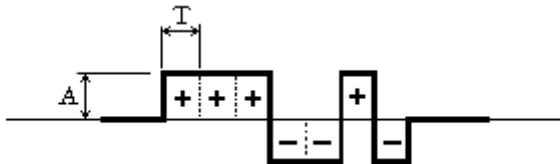
Pełne wykorzystanie możliwości, jakie stwarza technika kompresji impulsu, wymaga zastosowania sygnałów, które powinny charakteryzować się następującymi właściwościami [1]:

- możliwie jak największy współczynnik kompresji przy ustalonej długości sygnału oraz szerokości pasma zajmowanego przez sygnał;
- niski poziom niepożądanych listków bocznych występujących w przebiegu skompresowanym;
- odpowiednie przystosowanie do przesunięcia częstotliwościowego widma sygnału przed kompresją;
- odporność na niekorzystne zjawiska mogące się pojawić w układzie obróbki sygnału, takie jak zniekształcenia modulacji lub odchylenia parametrów układu od zadanych;
- względnie prosta metoda generacji sygnału.

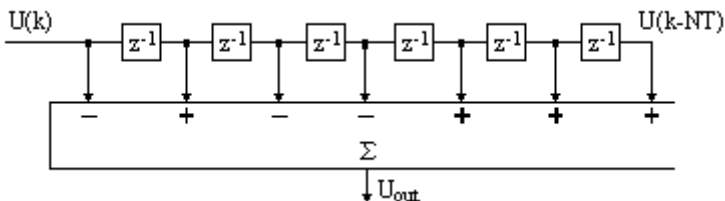
Takie specyficzne sygnały nazywamy sygnałami radarowymi.

Miarą współczynnika kompresji jest stosunek maksymalnej mocy chwilowej skompresowanego impulsu do maksymalnej mocy chwilowej sygnału przed procesem kompresji. Współczynnik kompresji będzie tym większy, im bogatszym widmem charakteryzuje się sygnał. Pożądane zatem jest stosowanie sygnałów jak najbardziej efektywnie wykorzystujących przydzielone im pasmo częstotliwości [14].

Jednym z wielu rodzajów sygnałów wykorzystywanych w technice radarowej są kody Barkera. Schemat ideowy układu kompresji impulsu dla sygnału Barkera siedmioelementowego (rys. 1) przedstawia rysunek 2.



Rys. 1. Kod Barkera siedmioelementowy



Rys. 2. Filtr kompresujący dla sygnału B7

W dobie zaawansowanego rozwoju techniki cyfrowej nie da się wykluczyć wpływu rozwoju techniki na konstrukcję radarów. Zastosowanie techniki cyfrowej w budowie radaru pozwoliło znacznie zmniejszyć rozmiary radaru, skrócić czas trwania impulsu radarowego oraz zastosować inne (skuteczniejsze) metody kompresji. Jednak istotnym mankamentem implementacji procesorów sygnałowych w radarach jest konieczność dużej prędkości działania tych procesorów. Wymóg ten spełniają tylko nieliczne procesory.

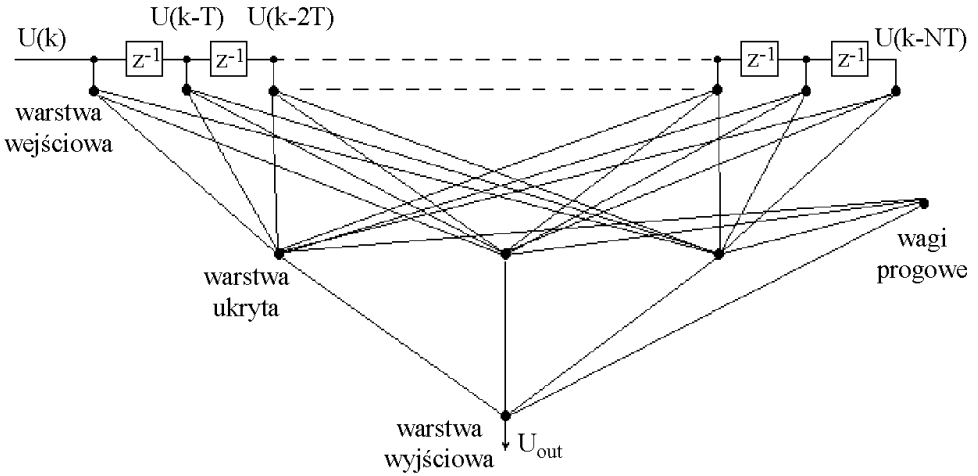
Opisywany w artykule procesor TMS 320C30 nie nadaje się do zastosowań w pełni profesjonalnych. Umożliwia on m.in. obróbkę (kompresję) kodów bifazowych w czasie rzeczywistym, lecz tylko wolnozmiennych, których częstotliwość nie przekracza 20 kHz [8]. Pomimo niezbyt wielkiej częstotliwości sygnałów możliwe jest zastosowanie tego procesora do diagnozowania układów dynamicznych, czy też przetwarzania sygnałów wykorzystywanych w systemach GSM [7].

2. Realizacja kompresji z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych

Realizacja kompresji impulsu przy użyciu sieci neuronowej pozwala na posługiwanie się sygnałami kodowanymi binarnie o znacznie mniejszej długości niż w przypadku korelatora. Istotnym zagadnieniem kompresji sygnału jest poziom tłumienia czasowych listków bocznych. Zastąpienie filtra dopasowanego siecią neuronową pozwoliło znacznie skrócić długości sygnałów przy zachowaniu podobnego poziomu listków bocznych.

Sieci neuronowe stanowią intensywnie rozwijającą się dziedzinę sztucznej inteligencji stosowaną w wielu obszarach nauki. Mają właściwości pożądane w wielu zastosowaniach praktycznych: stanowią uniwersalny układ aproksymujący, odwzorowujący wielowymiarowe zbiory danych, mają zdolność uczenia się i adaptacji do zmieniających się warunków środowiskowych, zdolność uogólniania nabytej wiedzy, stanowiąc pod tym względem system sztucznej inteligencji [15]. Podstawą działania sieci są algorytmy uczące, umożliwiające zaprojektowanie odpowiedniej struktury sieci i dobór parametrów tej struktury, dopasowanych do problemu podlegającego rozwiązaniu.

Filtr kompresujący oparty na sztucznej sieci neuronowej, opisywany w artykule przedstawia rysunek 3. W filtrze tym współczynniki zostały zastąpione sztuczną siecią neuronową o liczbie odczepów wejściowych równej liczbie elementów stosowanego kodu, z jedną warstwą ukrytą oraz jednym neuronem wyjściowym [16].



Rys. 3. Struktura filtra kompresji opartego na sieci neuronowej

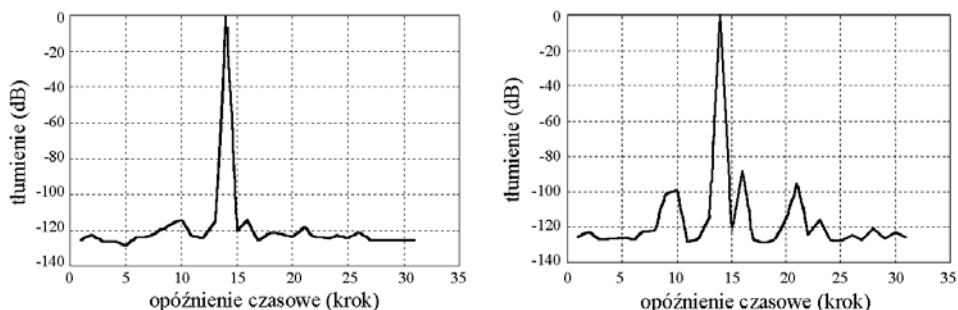
W projekcie opisany został filtr kompresujący dla sygnału Barkera trzynaścieelementowego (B13). Wyznaczenie wag sieci neuronowej w procesie uczenia nie jest realizowane w czasie rzeczywistym. Posłużył do tego program MATLAB, którego wersja 5.2 umożliwia symulację różnego rodzaju sieci neuronowych [6]. Symulowany w MATLABIE filtr oparty na sieci neuronowej dawał zaskakujące wyniki niemożliwe do osiągnięcia w rzeczywistości.

Sieć neuronowa jaka została wybrana do realizacji kompresji to wielowarstwowa sieć jednokierunkowa. Zastosowano algorytm uczenia z propagacją wsteczną, gdzie funkcją celu była minimalizacja błędu średniokwadratowego. Symulacje były przeprowadzane dla różnych funkcji aktywacji – najczęściej stosowano funkcję liniową oraz funkcję typu sigmoidalnego.

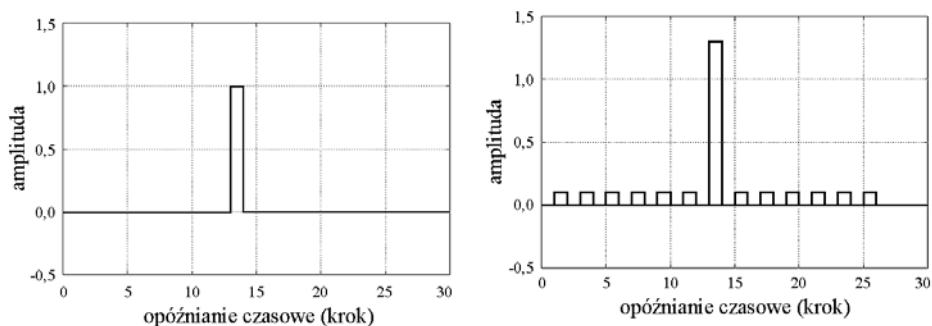
Symulując wytrenowaną sieć w programie MATLAB otrzymuje się wyniki, które przedstawiono na rysunku 4. Przeprowadzono symulacje dla przypadku bez obecności szumu oraz dla sygnału z szumem o stosunku $S/N = 20$ dB – sygnał szumu posiadał wariancję $\sigma^2 = 0,1$.

W przypadku sygnału niezaszumionego średni poziom tłumienia czasowych listków bocznych sięgał 114 dB, a przy sygnale z obecnym szumem ($S/N = 20$ dB) poziom tłumienia listków bocznych zmalał do około 89 dB.

W zestawie projektowym posłużono się programowalnym generatorem funkcyjnym firmy *Hewlett Packard model 33120A*, cyfrowym oscyloskopem *HP 54522A* oraz układem *DSK Starter Kit TMS320C31* firmy *Texas Instruments*.



Rys. 4. Tłumienie czasowych listków bocznych na wyjściu sieci neuronowej (B13) (a) dla sygnału niezaszumionego, (b) dla sygnału z obecnym szumem

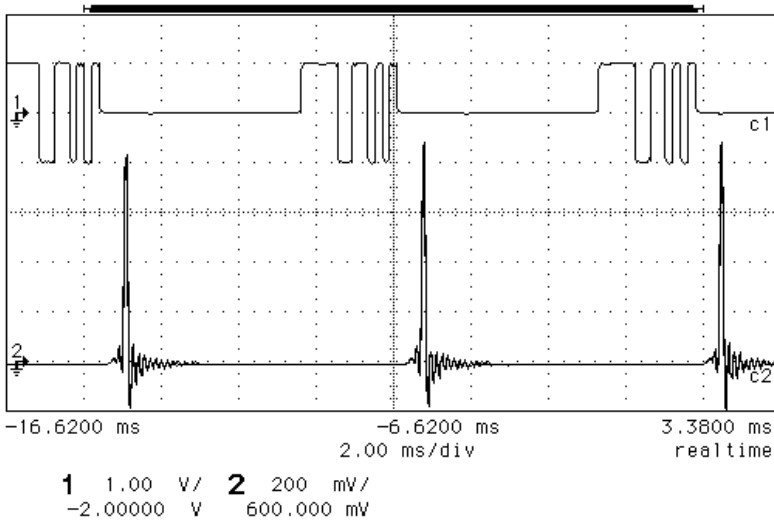


Rys. 5. Kompresja impulsu przy użyciu (a) sieci neuronowej, (b) filtru dopasowanego

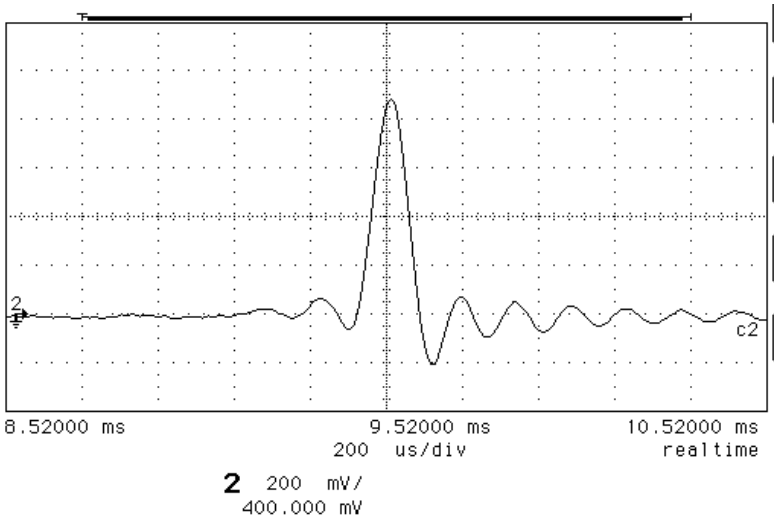
Na wyjściu generatora wytwarzany był przebieg kodu Barkera trzynasto-elementowy o amplitudzie $A = 1.0$ [V] oraz czasie trwania elementu kodu $\tau = 200$ [μ s]. Cały przebieg z generatora generowany był z częstotliwością 130 [Hz], co umożliwiało próbkowanie sygnału wejściowego do układu DSK, z częstotliwością f_d około 5 [kHz].

Sygnał B13 następnie poddawany był kompresji realizowanej w układzie DSK. Przebieg sygnału B13 oraz kompresji przedstawiono na rysunkach 6 i 7.

Widoczne „zafalowania” w przebiegu kompresji wynikają z pracy przetwornika C/A oraz obecności filtru dolnoprzepustowego. Ponieważ na przetworniku w pewnym momencie jest podawana niemal maksymalna wartość zakresu (1 [V]), stąd stan nieustalony przy powrocie przetwornika do 0.



Rys. 6. Przebieg kompresji zarejestrowany na oscyloskopie



Rys. 7. Funkcja kompresji (powiększenie)

Obliczając tłumienie czasowych listków bocznych na podstawie zarejestrowanego przebiegu otrzymuje się maksymalnie 15 [dB]. Tak niski poziom wynika z mniejszej jakości przetworników cyfrowych. Wartości wyjściowe (obliczone przez program) obserwowane pod debuggerem dawały tłumienie na poziomie 90 dB.

Zaprogramowany filtr był badany również pod względem zachowania na zmiany częstotliwości oraz amplitudy sygnału B13 [16].

3. Realizacja kompresji z wykorzystaniem szybkiego splotu

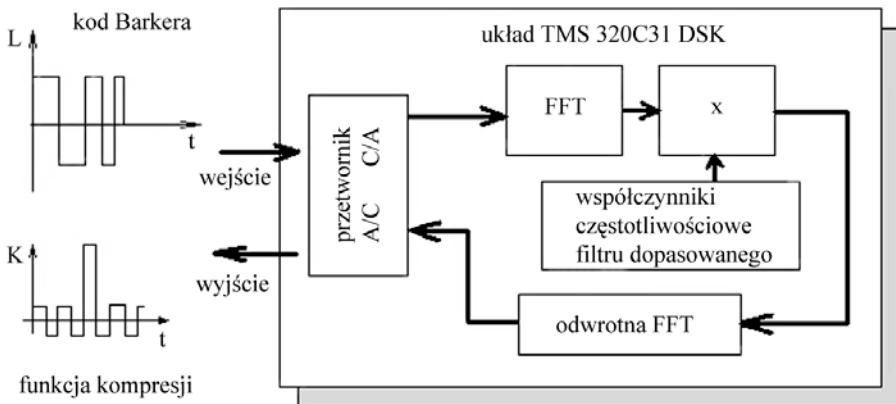
Cyfrowy sposób analizy funkcji splotu polega na wykonaniu przekształcenia Fouriera czasowej charakterystyki sygnału oraz filtru dopasowanego. Najczęściej stosowanym sposobem dyskretnego obliczenia widma sygnału jest transformata FFT. Z cech charakteryzujących ten typ przekształcenia sygnału wynika, że splot w dziedzinie czasu jest odpowiednikiem mnożenia widm sygnałów w dziedzinie częstotliwości [13]. W celu wykonania operacji kompresji w dziedzinie częstotliwości sygnału radarowego należy w początkowym etapie obliczyć charakterystykę czasową filtru dopasowanego do danego sygnału. (Filtr dopasowany jest to taki filtr, którego zadaniem jest otrzymać na wyjściu maksymalny stosunek sygnał/szum). Wykorzystując właściwość charakterystyki widmowej filtru dopasowanego sprzężonej z widmem sygnału, upraszczamy obliczenia pomijając obliczanie charakterystyki widmowej filtru dopasowanego oraz sygnału wejściowego jako przekształcenia FFT wykonywanego 2 razy. Charakterystykę widmową filtru dopasowanego otrzymujemy zmieniając znak współczynników urojonych widma sygnału na przeciwny. Otrzymane charakterystyki widmowe wymnaża się, a wynik przekształca się z powrotem do dziedziny czasu, posługując się odwrotną transformatą FFT [1], [10].

Zaprojektowany układ kompresji działa na podstawie znanej charakterystyki widmowej filtru dopasowanego określonego sygnału wpisanej do pamięci procesora. Układ procesora i przetwornika AC/CA „okienkuje” czasowo sygnał wejściowy i oblicza transformatę FFT. Po wykonaniu tej operacji wynik zostaje przemnożony przez współczynniki filtru dopasowanego np.: 7 elementowego kodu Barkera. Otrzymany wynik mnożenia w dziedzinie częstotliwości zostaje przekształcony poprzez odwrotne przekształcenie Fouriera do dziedziny czasu. Odpowiedź układu jest sygnałem kompresji np.: siedmioelementowego kodu Barkera (rys. 8).

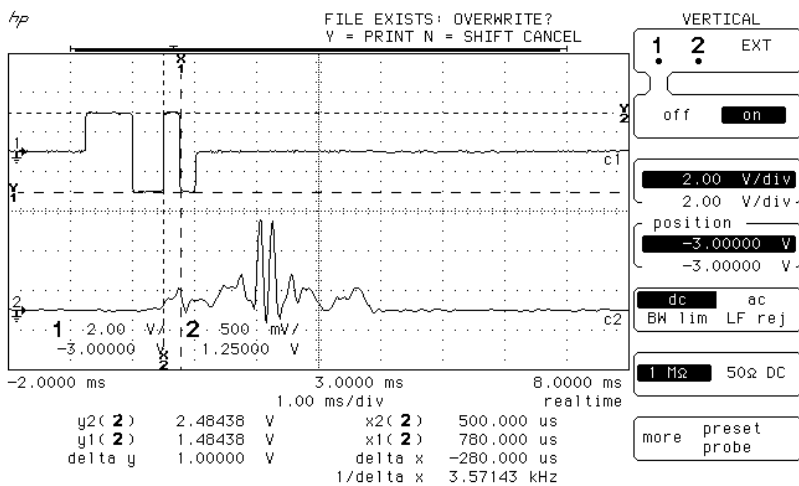
Badania układu kompresji sygnałów szerokopasmowych przeprowadzono dla różnych konfiguracji programu. Na początku przeprowadzono analizę układu kompresji dla sygnału próbkowanego w oknie ośmioelementowym i przesuwanym o jedną próbkę [10].

Warunki pracy układu były następujące:

- amplituda kodu Barkera siedmioelementowego = 1V p-p
- częstotliwość kodu Barkera siedmioelementowego = około 3,5 kHz



Rys. 8. Schemat blokowy układu kompresji



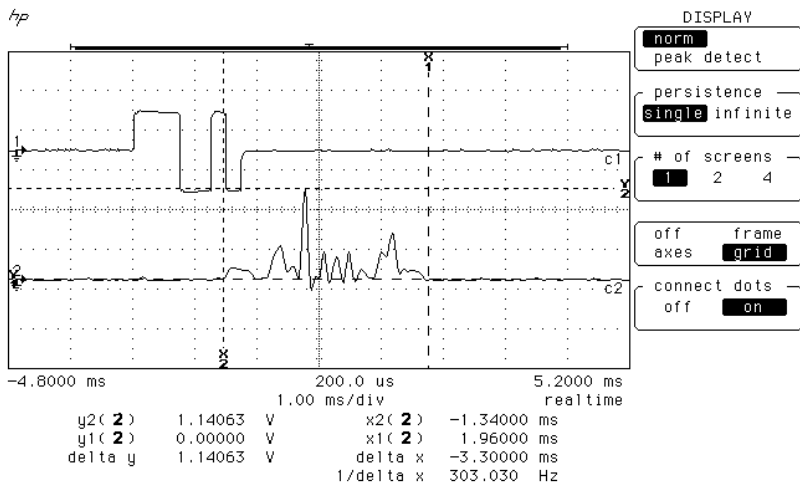
Rys. 9. Odpowiedź układu kompresji

Przy kompresji co 1 próbkę siedmioelementowego kodu Barkera odpowiedź składa się z symetrycznych dwóch odpowiedzi (rys. 9). Pierwsza jest dla sygnału wejściowego 0 + + + - - + -, a druga dla + + + - - + - 0. W wyniku takiego złożenia sygnału wejściowego otrzymano dwie funkcje kompresji, odpowiadające jednemu wejściowemu sygnałowi Barkera.

Układ jest stabilny w przypadku zmian amplitudy (na wyjściu jest obserwowany proporcjonalny spadek amplitudy funkcji kompresji) i prawidłowo wykonuje

kompresję z wykorzystaniem szybkiego splotu. W przypadku zmian częstotliwości zanik odpowiedzi filtru dopasowanego występuje po przekroczeniu 45 Hz w dół i 130 Hz w górę częstotliwości powtarzania impulsu generowanego przez generator HP.

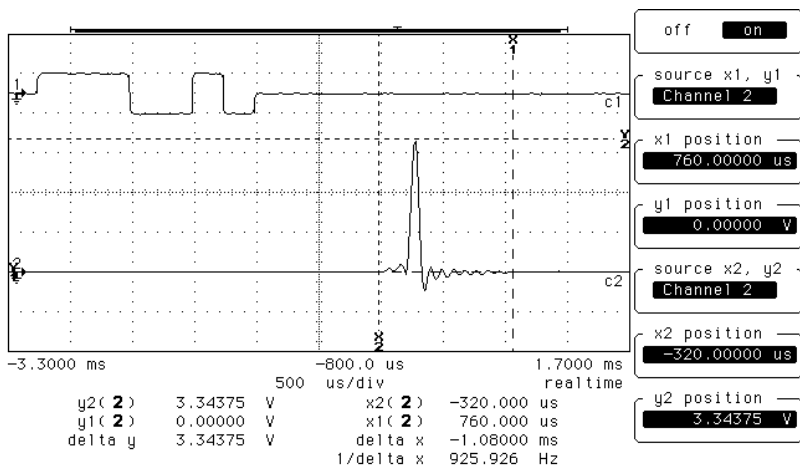
Przy zastosowaniu pętli opóźniającej w programie, mającej na celu zmianę skoku okna FFT co n -tą próbkę, w celu wyeliminowania podwójnej funkcji kompresji na wyjściu, otrzymano wynik przedstawiony na rysunku 10.



Rys. 10. Odpowiedź układu kompresji z zastosowaniem większego skoku okna FFT

W celu polepszenia wyników nie najlepszej kompresji przy wykorzystaniu okna FFT o długości zbliżonej do kodu zastosowano próg amplitudowy, który eliminuje pojawianie się na wyjściu listków bocznych. Wyniki tego ustawienia są przedstawione na rysunku 11.

Po obliczeniu stosunku amplitudy listka głównego do bocznych otrzymano wartość około 17,8. Można tę wartość polepszyć, zwiększając wzmacnienie wyjściowe w programie. Zafalowania, które powstają przed listkiem głównym i poza nim, są wynikiem niskiej częstotliwości granicznej układu TLC32040. Stosując lepszej jakości przetwornik A/C i C/A można uzyskać dużo lepsze wartości odpowiedzi układu kompresującego.



Rys. 11. Odpowiedź układu po zastosowaniu progu amplitudowego

4. Zakończenie

Analizując pracę projektowanych filtrów można zauważyć, że kompresja sygnałów szerokopasmowych wolnozmiennych za pomocą procesora sygnałowego TMS320C3x jest możliwa. Głównym ograniczeniem zrealizowanego układu kompresji jest niska jakość przetwornika TLC32040, wąskie jego pasmo oraz zbyt długi cykl maszynowy procesora. Ograniczenie to powoduje, że możliwe jest uzyskanie kompresji w czasie rzeczywistym jedynie dla sygnałów wolnozmiennych. W celu kompresowania rzeczywistych szybkich sygnałów radarowych należałoby zastosować układ kilku procesorów pracujących równolegle oraz zestaw przetworników A/C i C/A, charakteryzujących się bardzo dużą szybkością działania. Niska jakość przetworników jest również powodem małego poziomu tłumienia czasowych listków bocznych. Choć słabe strony tego układu nie pozwalają na stosowanie go w realizacjach profesjonalnych, to układ ten wyposażony w podstawowe narzędzia programowania, jest wspaniałym narzędziem dydaktycznym.

Słabe strony tego układu (w przypadku kompresji) dominują nad mocnymi, lecz mimo to układ ten wyposażony w podstawowe narzędzia programowania jest wspaniałym narzędziem umożliwiającym poznanie wszelkich tajników programowania procesorów sygnałowych zmiennoprzecinkowych. Programowy debugger umożliwia analizę prostych programów krok po kroku oraz poprawność ich działania. Przetwornik TLC32040, ze swą maksymalną częstotliwością próbkowania około 20 kHz, jest idealny do analizy przetwarzania w czasie rzeczywistym (pomijając jego własny szum wyjściowy) częstotliwości akustycznych. Dodatkowym

ograniczeniem w programowaniu tego zestawu jest brak sprzętowego debuggera, który umożliwiłby pisanie bardziej skomplikowanych algorytmów.

W przypadku wykorzystania szybkiego splotu w kompresji czas wykonywania obliczenia przez procesor wynosi w przybliżeniu 1300 cykli maszynowych (1300 cykli maszynowych = 52 μ s dla TMS320C31-50 = 19,2 kHz maksymalna częstotliwość pobierania próbek) dla algorytmu opartego na ośmioelementowym oknie FFT. Przy zastosowaniu procesora TMS320C67 w tej aplikacji i przy zaprogramowaniu go bardziej zoptymalizowanym algorytmem (około 1000 cykli) można osiągnąć częstotliwość pobierania próbek w przybliżeniu równym 1MHz.

Literatura

- [1] **Cook C. E., B. Marvin:** *Radar Signals*, Artech House, 1993.
- [2] **Barton D. K.:** *Modern Radar System Analysis*, Artech House 1988.
- [3] **Bogner R. E., Constantinides A.G.:** *Introduction to digital filtering*, MIR, Moskwa 1976 – tłumaczenie w języku rosyjskim pod redakcją L.I. Filippowa.
- [4] *Przetwarzanie sygnałów przy użyciu procesorów sygnałowych*, red. **Dąbrowski A.**, WPP, Poznań, 1998, Wydanie II.
- [5] **Lyons'a R. G.:** *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, WKŁ, Warszawa, 1999, Wydanie I.
- [6] **Zalewski A., Cegiela R.:** *Matlab*, NAKOM, Poznań, 1996.
- [7] User's Guide TMS320C3x.
- [8] User's Guide TMS320C3x DSP Starter Kit.
- [9] www.ti.com.
- [10] **Filipkowski P.:** *Kompresja sygnałów przy pomocy procesora sygnałowego TMS320C30 z wykorzystaniem transformaty FFT*. Praca dyplomowa, Biały-stok, 2000.
- [11] **Popović B. M.:** *Efficient Matched Filter for the Generalized Chirp-Like Polyphase Sequences*, IEEE 1994, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 30, NO. 3, July 1994.
- [12] **Ackroyd M. H., Ghani F.:** *Optimum Mismatched Filters for Sidelobe Suppression*. IEEE 1973, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-9, NO. 2, March 1973.
- [13] **Sherlock B. G., Monro D. M.:** *Moving discrete Fourier transform*. IEE Proceedings-F, Vol.139, NO.4, August 1992.
- [14] **Messe E. D., Giuli D.:** *Optimal Recursive Processing in Phase-Coded Waveform Radars*. IEEE 1977, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-13, NO. 2, March 1977.

- [15] **Osowski S.:** *Sieci neuronowe w ujęciu algorytmicznym*. WNT, Warszawa, 1996.
- [16] **Kostro B.:** *Kompresja sygnałów przy pomocy procesora sygnałowego TMS320C30 z wykorzystaniem Sieci Neuronowych*. Praca dyplomowa, Białystok, 2000.

PHYSICAL MODEL OF COMPRESSION SYSTEM OF RADAR SIGNALS BASED ON PROCESSOR TMS320C30

Summary: Physics model for compression was made to analyze multiband frequency signals in low frequencies. This article shows two ways of compression multiband frequency signals. It presents proposition of FFT and Neural Network compression solution. Paper also presents problems with the range sidelobes. It shows results of research, brings programming and hardware problems up.

Key words: Fast Fourier Transform, Artificial Neural Networks, compression multiband frequency signals

Artykuł opracowano w ramach pracy W/IZM/1/99.

Jan Waśkiewicz

PRZYCZYNY SKRÓCENIA CZASU WYŁĄCZANIA KLUCZY NADPRZEWODNIKOWYCH Z WAR- STWĄ BUFOROWĄ

Streszczenie: W literaturze dotyczącej nadprzewodnikowych przełączników optoelektronicznych omówione jest dziwne zjawisko polepszenia właściwości dynamicznych w wyniku wprowadzenia do struktury cienkowarstwowej warstwy buforowej z materiału źle przewodzącego ciepło. W prezentowanej pracy podano interpretację przyczyn tego zjawiska na podstawie analizy niestacjonarnych pól temperatury w strukturze elementu. Analizę przeprowadzono metodą modelowania numerycznego procesów cieplnych w strukturze cienkowarstwowej, składającej się z nadprzewodnika wysokotemperaturowego $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ napyłonego na podłoże MgO z warstwą pośrednią SrTiO_3 . Podstawową przyczyną skrócenia czasu wyłączania klucza jest ograniczenie przez warstwę buforową dyfuzji ciepła do podłoża w czasie włączania klucza, w następstwie czego jego wyłączenie zachodzi na drodze odprowadzania ciepła do bardzo dobrze przewodzącego ciepło podłoża znajdującego się w temperaturze niższej niż temperatura wyłączania nadprzewodnika.

Słowa kluczowe: nadprzewodniki wysokotemperaturowe, przełączniki optyczne, odpowiedź elektryczna, zjawisko bolometryczne

1. Wprowadzenie

Rozwój elektroniki, a w szczególności informatyki i telekomunikacji, wymaga od naukowców konstruowania coraz to szybszych elementów przełączających. Jedną z możliwości, która pomaga osiągnąć cel jest zastosowanie materiałów nadprzewodnikowych. Zasada działania takich kluczy polega na wykorzystaniu przemiany fazowej pomiędzy stanem normalnego metalu (N) a stanem nadprzewodzącym (S). Cienkie warstwy nadprzewodników można stosunkowo łatwo i szybko przełączać ze stanu S do N i odwrotnie za pomocą impulsów prądu, pola magnetycznego, promieniowania optycznego czy mikrofal [1,2]. Czas przełączania takich kluczy ograniczony jest tylko przez czas oddziaływań elektronowo-fononowych i może osiągać rząd pojedynczych pikosekund [3].

Jednakże opracowanie kluczy nadprzewodnikowych napotyka na wiele trudności związanych z niewystarczającym stanem wiedzy na temat mechanizmów

fizycznych przełączania nadprzewodników. Jednym ze zjawisk niepoddających się łatwej interpretacji jest skrócenie czasu wyłączenia odpowiedzi optoelektronicznego klucza nadprzewodnikowego w wyniku wprowadzenia do struktury warstwy z materiału źle przewodzącego ciepło [4, 5]. Celem niniejszej pracy jest przeprowadzenie analizy tego zjawiska i wyjaśnienie jego przyczyn.

2. Metoda

W pracach eksperymentalnych nad przełącznikami nadprzewodnikowymi używa się często struktur cienkowarstwowych z warstwą buforową (pośrednią), umieszczoną pomiędzy podłożem a nadprzewodnikiem. Pozwala to uzyskiwać warstwy nadprzewodnikowe o znacznie lepszej jakości. W przypadku nadprzewodników wysokotemperaturowych (NWT) o strukturze perowskitu warstwę buforową najlepiej wykonać z tytanianu strontu (SrTiO_3). Jednakże materiał ten charakteryzuje się niską przewodnością cieplną, co zapowiada pogorszenie właściwości dynamicznych elementów tworzonych na bazie takich struktur. Badania przeprowadzone w pracy [4] wykazały jednak coś wręcz odwrotnego. Czas wyłączenia kluczy z warstwą buforową w niektórych przedziałach czasów trwania impulsów optycznych był ośmiokrotnie mniejszy niż w strukturach bez tej warstwy.

W prezentowanej pracy przeprowadzono analizę tego zjawiska przy użyciu modelu matematyczno-fizycznego, opisanego w pracach [6, 7]. Model geometryczny składa się z pięciu równoległych, nieograniczonych warstw: nadprzewodnika, warstwy buforowej, podłoża oraz warstw modelujących obszary kontaktów pomiędzy nimi. Na warstwę nadprzewodnika pada impuls promieniowania optycznego o gęstości energii E_F , a wzdłuż niej płynie prąd elektryczny I . Zewnętrzna powierzchnia podłoża jest chłodzona ciekłym azotem do temperatury $T_o = 78$ K. Analiza procesów burzenia i odtwarzania nadprzewodnictwa w takich strukturach, przeprowadzona w pracy [6], wykazała, że przy grubości warstw $h_f > 10$ nm w skali czasu $\tau > 0,1$ ns, o przełączaniu ze stanu nadprzewodzącego (S) do normalnego (N) decyduje mechanizm bolometryczny. Nagrzewanie warstwy nadprzewodnika zachodzi wskutek wydzielania ciepła Joule'a i pochłaniania promieniowania optycznego. Energia, generowana w warstwie, przenoszona jest następnie do termostatu na drodze przewodnictwa cieplnego. Odprowadzanie ciepła prowadzi do odtworzenia nadprzewodnictwa. W wyniku tych wszystkich procesów pojawia się odpowiedź rezystancyjna $R(\tau)$ klucza.

Modelowanie odpowiedzi elementu przełączającego przeprowadzono dla struktury cienkowarstwowej, bazującej na nadprzewodniku wysokotemperaturowym $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ – najczęściej używanym w pracach doświadczalnych. Warstwa

nadprzewodnika napyłona jest na podłoże MgO bezpośrednio lub po uprzednim wprowadzeniu warstwy buforowej SrTiO₃. Materiały nadprzewodnika i warstwy pośredniej różnią się znacznie od materiału podłoża przewodnictwem cieplnym. Ich przewodność właściwa wynosi: $\lambda_f = 2 \text{ W/m}\cdot\text{K}$, $\lambda_b = 5 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ i $\lambda_s = 340 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ odpowiednio dla YBa₂Cu₃O_{7-x}, SrTiO₃ i MgO. Warstwa nadprzewodnika w elementach komutacyjnych formowana jest zwykle w postaci mikromostka. W pracy modelowano mikromostek o grubości $h_f = 0,2 \mu\text{m}$, szerokości $w_f = 20 \mu\text{m}$ i długości $l_f = 2 \text{ mm}$. Przyjmuje się, że temperatura początku przemiany fazowej N-S ($T_{c,b}$) dla YBa₂Cu₃O_{7-x} wynosi 90 K, rezystywność właściwa w stanie normalnym $\rho(T_{c,b}) = 0,1 \text{ m}\Omega\cdot\text{cm}$, szerokość przemiany $\Delta T_c = 1 \text{ K}$ (określona między poziomami 10% i 90% wartości rezystywności $\rho(T_{c,b})$), a gęstość prądu krytycznego $j_c(78 \text{ K}) = 10^6 \text{ A/cm}^2$. Pozostałe dane przyjęte w obliczeniach przytoczono w pracy [4].

Klucze-NWT pracują w trybie optymalnym wówczas, gdy nadprzewodnik wyprowadzany jest do stanu N odpowiadającego początkowi N-S-przemiany, dlatego w trakcie obliczeń energia impulsu świetlnego E_F była dobierana tak, by temperatura warstwy w końcówce działania impulsu osiągała $T_{c,b}$. Przyjmuje się, że element-NWT jest włączony, gdy jego rezystancja wynosi $0,99 \cdot R(T_{c,b})$, a wyłączony w momencie odpowiadającym $0,01 \cdot R(T_{c,b})$, tj. po osiągnięciu temperatury $T_{off} = 87,4 \text{ K}$. Na podstawie obliczonych przebiegów $R(\tau)$ wyznaczane były parametry impulsowe odpowiedzi.

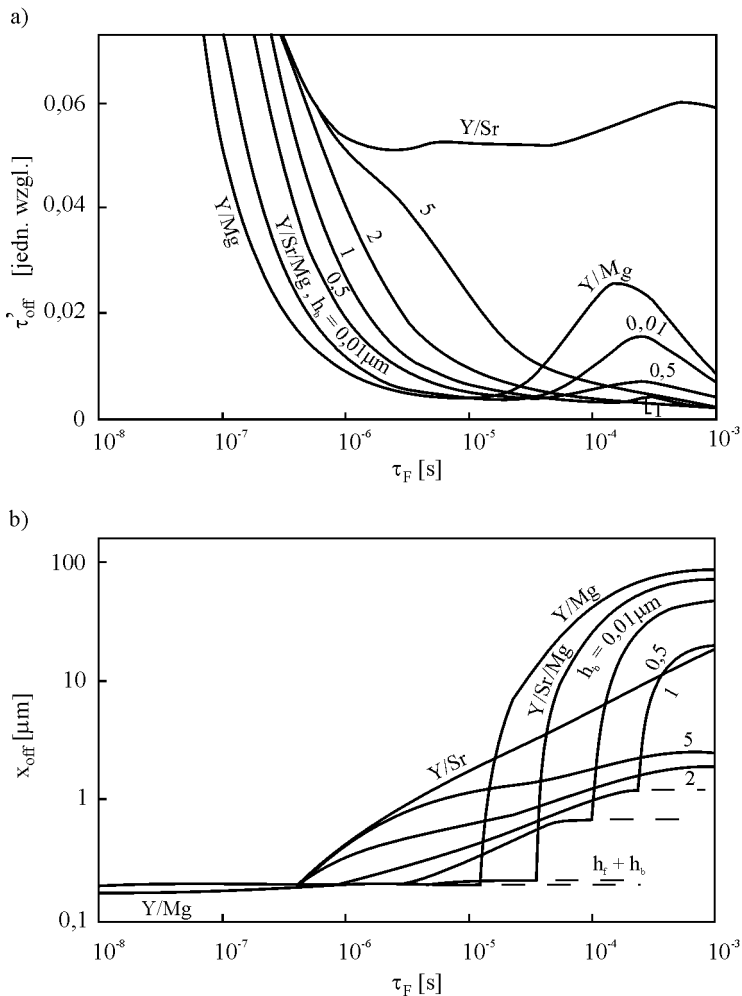
3. Analiza pól temperatury

Modelowanie odpowiedzi rezystancyjnych przełączników nadprzewodnikowych przeprowadzono dla struktur zawierających warstwę buforową o grubości h_b od 10 nm do 100 μm . Czas trwania τ_F optycznych impulsów przełączających zmieniano od 5 ns do 1 ms. Prąd przewodzenia przyjęto na poziomie znacznie niższym od prądu krytycznego. Jakościowe zmiany odpowiedzi najlepiej odzwierciedlało zachowanie się czasu wyłączenia τ_{off} . W celu wydzielenia osobliwości zależności τ_{off} od τ_F i h_b , krzywe przedstawiano w postaci wielkości odniesionych do τ_F , tj. $\tau'_{off} = \tau_{off} / \tau_F$. Na rysunku 1a zaprezentowano najbardziej charakterystyczne krzywe τ'_{off} w funkcji długości impulsu optycznego dla

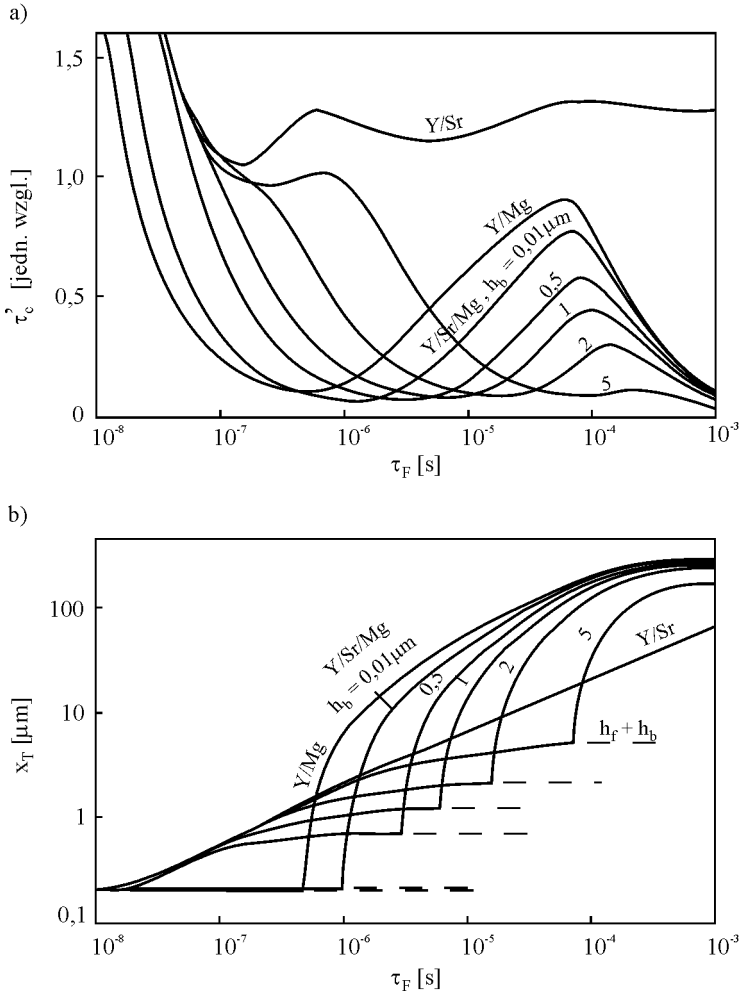
struktur o różnych h_b oraz struktur niezawierających warstwy buforowej (na podłożu MgO i SrTiO₃). Wielowarstwowe struktury: cienka warstwa YBa₂Cu₃O_{7-x} na podłożu MgO lub SrTiO₃ będą dalej oznaczane jako Y/Mg lub Y/Sr, a elementy z warstwą pośrednią SrTiO₃ – Y/Sr/Mg. W przedziale impulsów krótkich ($\tau_F < 10^{-6}$ s) czas wyłączenia odpowiedzi jest tym dłuższy, im grubsza jest warstwa pośrednia SrTiO₃ i w miarę wydłużania impulsu optycznego względna wartość τ'_{off} monotonicznie maleje. Jednakże przy dalszym zwiększaniu τ_F zależności noszą już nieregularny charakter z wyraźnymi ekstremami. Osobliwością przebiegu tych krzywych jest to, że przy τ_F leżących z prawej strony minimum krzywej Y/Mg charakterystyki dla struktur z warstwą buforową przebiegają niżej niż dla struktur bez tej warstwy. A to oznacza szybszą relaksację odpowiedzi, spowodowaną wprowadzeniem warstwy hamującej odprowadzanie ciepła od warstwy NWT.

Parametry czasowe odpowiedzi rezystancyjnej nadprzewodnikowego elementu przełączającego są ściśle powiązane z parametrami procesów cieplnych, zachodzących w strukturze NWT. Świadczą o tym, na przykład, zależności stałej czasowej τ_c procesu stygnięcia warstwy nadprzewodnika w omawianych strukturach po zakończeniu impulsu optycznego, przedstawione na rysunku 2a również w postaci znormalizowanej względem τ_F . Charakter przebiegu tych zależności jest zupełnie analogiczny jak w przypadkach krzywych τ'_{off} z rysunku 1a, jedynie ekstrema są przesunięte w stronę krótszych τ_F .

Położenie minimów na zależnościach τ'_c od τ_F jest ściśle związane z momentem wejścia ciepła w podłoże. Na rysunku 2b przytoczono zależności głębokości wnikania x_T ciepła w strukturę NWT w momencie zakończenia impulsu sterującego od długości tego impulsu. Głębokość wnikania określona jest przez granicę warstwy, w której zakumulowana jest w danym momencie zasadnicza część rozprzestrzeniającej się energii. W niniejszej pracy x_T wyznaczane jest na podstawie położenia punktu struktury nagrzanego do poziomu 1/e całkowitego przyrostu temperatury pomiędzy powierzchnią nadprzewodnika i termostatem. Krzywe głębokości wnikania ciepła dla struktur NWT na podłożu dobrze przewodzącym ciepło (MgO) zawierają wyraźne załamania, których położenie jest bardzo dobrze skorelowane z minimami odpowiednich zależności na rysunku 2a.



Rys. 1. Zależność względnego czasu wyłączenia τ'_{off} odpowiedzi rezystancyjnej (a), oraz głębokości x_{off} punktu o temperaturze wyłączenia T_{off} (b) od długości impulsu optycznego τ_F dla różnych struktur NWT.

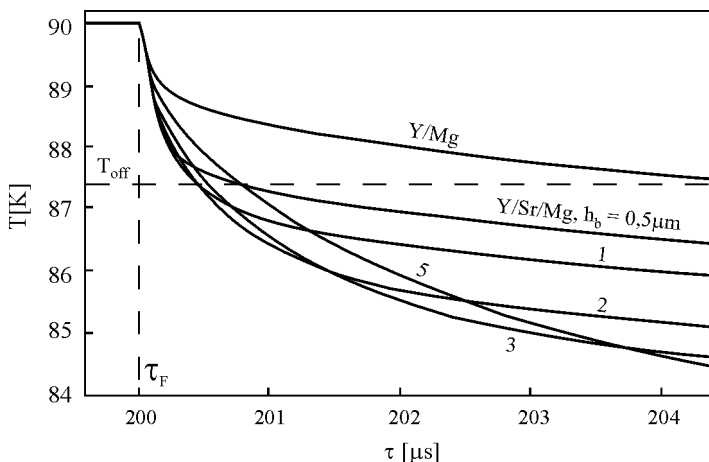


Rys. 2. Zależność znormalizowanej stałej czasowej τ'_c procesu stygnięcia warstwy nadprzewodnika (a), oraz głębokości wnikania x_T ciepła (b) od długości impulsu optycznego τ_F dla różnych struktur NWT.

Położenie załamań na osi rzędnych odpowiada granicom warstwy buforowej (lub nadprzewodnika) z podłożem ($x_T = h_f + h_b$) i dlatego nagły wzrost głębokości wnikania po załamaniu określa moment wejścia zasadniczej części energii do podłoża. Przesunięcie punktu załamania w stronę dłuższych impulsów sterujących dla struktur o grubszych warstwach buforowych spowodowane jest tym, że nagrzanie dodatkowej objętości warstwy pośredniej wymaga dodatkowego czasu oddziaływania impulsu optycznego. Współczynnik nachylenia prostej przechodzącej przez punkty załamań krzywych Y/Sr/Mg (dla $h_b > 0,01 \mu\text{m}$) wynosi 0,6, a więc jest bliski zależności $x_T \sim \sqrt{\tau_F}$, wynikającej z praw dyfuzji ciepła do półprzestrzeni jednorodnej. Ten ostatni rodzaj dyfuzji ma miejsce w strukturze Y/Sr. Zależność głębokości wnikania od długości impulsu w tym przypadku jest liniowa (rys. 2b) prawie w całym rozpatrywanym zakresie τ_F , a współczynnik nachylenia wynosi dokładnie 0,5. Świadczy to o jednorodności cieplnej struktury Y/Sr, która wynika ze zbliżonych przewodności właściwych nadprzewodnika $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ i podłoża SrTiO_3 .

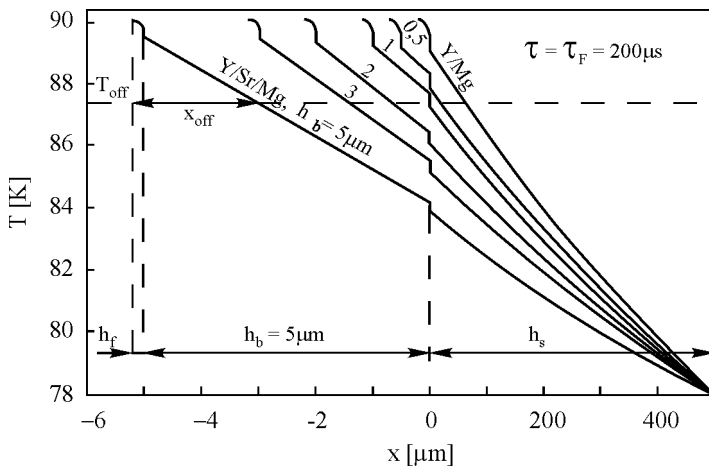
Specyfiką dyfuzji ciepła w niejednorodnej strukturze cienkowarstwowej NWT można również wyjaśnić pojawienie się minimów na zależnościach czasu wyłączenia odpowiedzi rezystancyjnej z rysunku 1a. Położenie tych minimów jest skorelowane z położeniem załamań na zależnościach $x_{\text{off}} = f(\tau_F)$ przedstawionych na rysunku 1b. Głębokość x_{off} określana jest na podstawie punktu struktury nagrzanego w momencie τ_F do temperatury wyłączenia nadprzewodnika (T_{off}). Przesunięcie załamań na krzywych x_{off} w stosunku do załamań krzywych x_T z rysunku 2b dla tych samych struktur wynika z tego, że temperatura T_{off} jest wyższa o 4 K od temperatury określającej głębokość wnikania ciepła do struktury.

Wzajemne relacje czasów wyłączenia kluczy NWT w różnych strukturach (rys. 1a) można lepiej zrozumieć, obserwując krzywe stygnięcia warstwy nadprzewodnika. Na rysunku 3 przedstawiono początkowe fragmenty tych przebiegów w strukturach różniących się grubością warstwy pośredniej, po ustaniu oddziaływania impulsu sterującego o długości 200 μs . Krzywe te noszą bieksponencjalny charakter. Na przykład, na przebiegu dla struktury z $h_b = 1 \mu\text{m}$ można wyróżnić początkowy bardzo stromy odcinek o długości około 200ns i następujący po nim znacznie powolniejszy spadek. Czas trwania pierwszego odpowiada stałej czasowej dyfuzji ciepła przez warstwę SrTiO_3 o grubości 1 μm , natomiast drugi odcinek związany jest z procesem odprowadzania ciepła w głąb podłoża MgO.



Rys. 3. Krzywe stygnięcia warstwy nadprzewodnika w strukturach NWT o różnych grubościach h_b warstwy buforowej ($\tau_F = 200 \mu\text{s}$)

Szybkość stygnięcia warstwy nadprzewodnika zależy nie tylko od stałych czasowych dyfuzji ciepła przez poszczególne warstwy struktury NWT, lecz i od rozkładu temperatury w strukturze w momencie wyłączenia impulsu optycznego. Przykłady takich rozkładów wzdłuż osi x normalnej do powierzchni nadprzewodnika dla różnych struktur poddanych działaniu impulsu promieniowania o czasie trwania $200 \mu\text{s}$ przedstawiono na rysunku 4. Początek osi x umieszczono w płaszczyźnie granicy: warstwa buforowa (lub nadprzewodnikowa) – podłoże. W celu wyraźniejszego przedstawienia rozkładu temperatury w warstwach nadprzewodnika (h_f) i buforowej (h_b) ich skala została powiększona 100 razy. Jak wynika z rysunku 1a, najkrótszy czas wyłączenia impulsu odpowiedzi (przy $\tau_F = 200 \mu\text{s}$) osiągnięty jest w strukturze Y/Sr/Mg z $h_b = 1 \mu\text{m}$. W momencie τ_F do temperatury wyższej niż T_{off} nagrzana jest w tej strukturze tylko warstwa nadprzewodnika i warstwa buforowa (rys. 4). Dlatego też relaksacja temperatury do poziomu T_{off} zachodzi na drodze dyfuzji ciepła z warstwy pośredniej do dobrze przewodzącego ciepło podłoża MgO. W strukturach o mniejszej grubości h_b (lub bez tej warstwy) w ciągu τ_F nagrzewana jest również dość gruba warstwa podłoża (rys. 4 i 1b), co prowadzi do wolniejszej relaksacji temperatury. Z kolei w strukturach o $h_b > 1 \mu\text{m}$ granica warstwy x_{off} w momencie τ_F leży wewnątrz warstwy buforowej, wskutek czego, po wyłączeniu impulsu optycznego, następuje odprowadzenie ciepła do materiału źle przewodzącego ciepło (SrTiO_3), co musi trwać nieco dłużej.



Rys. 4. Rozkłady temperatury w momencie wyłączenia impulsu optycznego w strukturach NWT o różnych grubościach h_b ($\tau_F = 200 \mu\text{s}$)

Pojawienie się maksimów na krzywych Y/Mg i Y/Sr/Mg z rysunku 2a związane jest ze spowolnieniem nagrzewania podłoża, przejawiającym się na rysunku 2b w postaci zmniejszenia nachylenia krzywych poniżej współczynnika 0,5, charakterystycznego dla półprzestrzeni. Zjawisko to spowodowane jest wpływem skończonej grubości podłoża i początkiem wejścia w stan ustalony. Ciepło dochodzi już do granicy podłoża z termostatem i jest efektywniej odprowadzane niż w przypadku półnieskończonego podłoża. Moment ten następuje wcześniej dla struktur z mniejszą rezystancją cieplną, co odzwierciedla wzajemne położenie maksimów na rysunku 2a. Tą samą przyczyną tłumaczy się występowanie analogicznych maksimów na krzywych τ'_{off} z rysunku 1a.

4. Wnioski

Wprowadzenie do struktury nadprzewodnikowych przełączników optoelektronicznych warstwy buforowej o małej przewodności cieplnej prowadzi w niektórych przedziałach czasu trwania impulsów optycznych do znacznego skrócenia czasu wyłączenia odpowiedzi rezystancyjnej tego elementu. Przyczyną tego zjawiska jest ograniczenie przez warstwę buforową dyfuzji ciepła do podłoża w czasie włączania klucza, w następstwie czego jego wyłączenie następuje na drodze odprowadzania ciepła do bardzo dobrze przewodzącego ciepło podłoża znajdującego się w temperaturze niższej niż temperatura wyłączenia nadprzewodnika.

Literatura

- [1] **Balevicius S., Vengalis B., Anisimovas F. et al.:** *Dynamics of resistivity response of $La_{0.67}Ca_{0.33}MnO_3$ films in pulsed high magnetic fields.* J. Magnetism & Magnetic Materials, 2000, Vol. 211, No. 1-3, pp. 243-7.
- [2] **Jaekel C., Roskos H.G., Kurz H.:** *Ultrafast optoelectronic switches based on high- T_c superconductors.* IEEE Trans. Appl. Superconductivity, 1997, Vol. 7, No. 2, pp. 3722-25.
- [3] **Гершензон М.Е., Головлев В.В., Кедич И.Б. и др.:** *Прямое измерение характеристик электрон-фононного взаимодействия в $YBa_2Cu_3O_7$ методом фемтосекундной спектроскопии.* Письма в ЖЭТФ, 1990, т. 52, вып. 11, с. 1189-92.
- [4] **Waśkiewicz J.:** *Wpływ warstwy pośredniej na charakterystyki czasowe nadprzewodnikowych przełączników optoelektronicznych.* Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej. Elektryka. 1999, nr 15, s. 281-289.
- [5] **Waśkiewicz J.:** *Influence of an intermediate layer on switch off time of superconductor optoelectronic switches.* XVI Symp. Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC'2000). Cracow, 18-20.09.2000. Proceedings, pp. 179-181.
- [6] **Мезенов А.В., Васькевич Я.:** *Модель токового и оптического переключения проводимости плёнок $YBa_2Cu_3O_{7-x}$.* Журнал технической физики, 1999, том 69, вып. 10, с. 77-82.
Mezenov A.V., Vas'kevich Ya.: *Model of current and optical conductivity switching in $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ films.* Technical Physics, 1999, vol. 44, no. 10, pp. 1198-202.
- [7] **Мезенов А.В., Янкевич А.В., Васькевич Я.:** *Моделирование электрического отклика тонких плёнок высокотемпературных сверхпроводников на импульсные лазерное и токовое воздействия.* Оптический журнал, 1999, том 66, № 8, с. 95-102;
Mezenov A.V., Yankevich A.V., Waśkiewicz J.: *Modeling the electrical response of thin films of high-temperature superconductors to laser and current pulses.* Journal of Optical Technology, 1999, vol. 66, no. 8, pp. 749-754.

**REASONS OF SWITCH-OFF TIME DECREASE IN
SUPERCONDUCTOR SWITCHES WITH A BUFFER LAYER**

Summary: Literature referring to superconductor optoelectronic switches report about curious phenomenon of improvement of dynamical properties as a result of introduction of a thin, low thermal conductivity buffer layer. Present paper is a trial of interpretation of this phenomenon basing on analysis of non-stationary temperature fields within the element's structure. The analysis has been made using the method of numeric modelling of thermal processes occurring within the thin-layer

structure consisting of high-temperature superconductor $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ sputtered over the MgO substrate and separated with an intermediate SrTiO_3 layer. The essential reason of shortening of key's switch-off time is the fact that the buffer layer limits heat diffusion towards the substrate during switching-on time; as a result its switching-off occurs through heat abstraction towards the high thermal conductivity substrate which temperature is lower than the superconductor's switch-off temperature.

Key words: high-temperature superconductors, optical switches, electrical response, bolometric phenomenon

Pracę wykonano w ramach badań własnych (projekt nr PB-W/WE/15/00) finansowanych przez Komitet Badań Naukowych w latach 2000-2002.

Urszula Joanna Błaszczak, Maciej Rafałowski

PROBLEMY FIZJOLOGICZNE PROCESÓW WIDZENIA W ASPEKTCIE REALIZACJI OBIEKTYWNYCH METOD OCENY OŚNIENIA

Streszczenie: Celem oświetlenia jest stworzenie takich warunków, aby znajdujący się w nich człowiek mógł wykonywać pracę wzrokową w sposób efektywny i sprawny przy jednoczesnym komforcie widzenia. Stąd konieczna jest znajomość fizycznych, fizjologicznych i psychologicznych czynników wpływających na zachowanie człowieka w określonym środowisku świetlnym oraz wpływu oświetlenia na każdy z tych czynników.

W artykule przedstawiono budowę układu wzrokowego człowieka oraz procesy umożliwiające przystosowywanie wzroku ludzkiego do różnych warunków oświetleniowych. Omówiono niekorzystne, również z punktu widzenia wygody pracy wzrokowej, zjawisko ośnienia (przeszkadzającego i przykrego) oraz opisujące je zależności matematyczne. Przedstawiono zalecenia dotyczące ograniczania ośnienia przykrego we wnętrzach.

Słowa kluczowe: oko, adaptacja, ośnienie

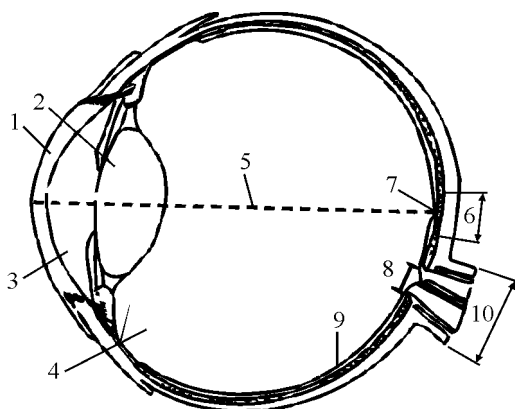
Światło jest promieniowaniem widzialnym, zdolnym do wywoływania bezpośrednio wrażeń wzrokowych, których efektem jest widzenie. Celem oświetlenia jest stworzenie takich warunków, aby znajdujący się w nich człowiek mógł wykonywać pracę wzrokową w sposób efektywny i sprawny przy jednoczesnym komforcie widzenia. Aby móc to zapewnić, trzeba znać fizyczne, fizjologiczne i psychologiczne czynniki wpływające na zachowanie człowieka w określonym środowisku świetlnym oraz wpływ oświetlenia na każdy z tych czynników.

1. Budowa oka

Układ wzrokowy człowieka tworzą: gałka oczna, będąca organem odbierającym wrażenia wzrokowe, drogi wzrokowe, stanowiące część przewodzącą sygnał elektryczny z oka do mózgu oraz korowe ośrodki wzrokowe, które odpowiadają za uświadomienie sobie obrazu i są miejscem skąd wysyłane są impulsy do innych ośrodków centralnego układu nerwowego [1].

Oko jest złożonym narządem zmysłu, który zamienia energię świetlną do niego docierającą na impulsy elektryczne przesyłane do mózgu. W szerokim pojęciu składa się ono z gałki ocznej oraz narządów dodatkowych, takich jak: oczodół, powieki, spojówki, narząd łzowy, które stanowią układ ochronny, a także mięśni będących aparatem ruchowym.

Gałka oczna ma kształt zbliżony do kuli. Jej ścianę zewnętrzną stanowi twardówka (rys. 1.1) – biała, nieprzezroczysta błona, oraz od przodu rogówka – błona przezroczysta. Pod twardówką znajduje się błona naczyniowa składająca się z tęczówki, ciała rzęskowego i naczyniówki. Trzecią, najbardziej wewnętrzną błonę ściany gałki ocznej stanowi siatkówka przylegająca do wewnętrznej strony naczyniówki. Składa się ona nie tylko z fotoreceptorów (pręciki i czopki); jest ona złożonym układem nerwowym, zdolnym do przemiany bodźca świetlnego w bodziec nerwowy i przesyłania go poprzez nerw wzrokowy do korowej ośrodku wzroku [2].



Rys. 1. Budowa oka: 1 – rogówka, 2 – soczewka, 3 – płyn wodnisty, 4 – ciało szkliste, 5 – oś oka, 6 – plamka żółta, 7 – dołek środkowy, 8 – plamka ślepa, 9 – siatkówka, 10 – nerw wzrokowy

Jednym z podstawowych odruchów źrenicy jest tzw. „odrzuch na światło”. Jeśli źrenicę oświetlimy za pomocą dodatkowego źródła światła, następuje jej zwężenie, tj. zmniejszenie jej średnicy przy zachowaniu okrągłego kształtu. Przy oświetleniu źrenicy tylko jednego oka, zwężeniu ulegnie również źrenica oka drugiego – jest to tzw. odruch współczulny. Odruch na światło jest silniejszy, gdy oczy są przystosowane do widzenia w ciemności, natomiast znacznie słabszy, gdy osoba przebywa w stosunkowo jasnym pomieszczeniu. Nasilenie odruchu zależy również od tego, która część siatkówki jest oświetlana. Zwężenie źrenicy będzie większe, gdy oświetlony zostanie jej środek, w którym zlokalizowana jest plamka żółta. Odpo-

wiada to sytuacji, gdy dana osoba spojrzy wprost na źródło światła. Oświetlenie oka z boków wywołuje odruch słabszy [2].

2. Adaptacja wzroku

Oko ludzkie może przetwarzać informacje w ogromnym zakresie wartości luminancji: od 10^{-6} cd/m² do 10^6 cd/m² [1]. Jest to możliwe dzięki zdolności układu wzrokowego do zmieniania swojej wrażliwości na światło. Proces, w którym jest to dokonywane, zwany jest adaptacją.

Obok adaptacji nerwowej i przejściowej, jednym z mechanizmów adaptacyjnych są zmiany wielkości źrenicy pod wpływem zmian poziomu natężenia oświetlenia siatkówki, czyli wyżej wspomniany „odrzuch na światło”. Zwężenie otworu źrenicznego jako reakcja na silny bodziec świetlny jest szybkie – czas reakcji wynoszący około 0,3 s i jest znacznie krótszy niż w przypadku rozszerzenia źrenicy (około 1,5 s). Zakres zmian wielkości źrenicy, w zależności od wieku, przyjmuje się od 2 mm do 8 mm, przy czym u ludzi starszych przy tym samym poziomie natężenia oświetlenia średnica źrenicy jest mniejsza niż u ludzi młodszych. Jest to tzw. fizjologiczne zwężenie źrenicy [1].

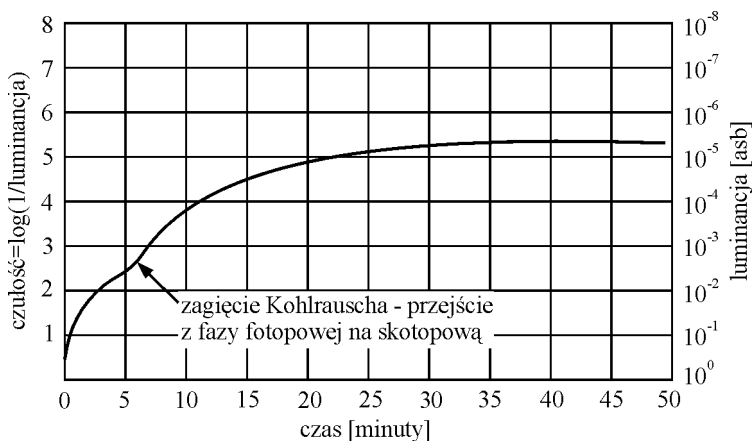
U podstaw powyższych mechanizmów adaptacyjnych leżą procesy fotochemiczne zachodzące w siatkówce. Z chemicznego punktu widzenia przystosowanie oka do światła jest efektem rozkładu znajdującej się w pręcikach rodopsyny (tzw. czerwien wzrokowa). Ponowna synteza tego barwnika powoduje przystosowanie oka do ciemności. Zatem pręciki są odpowiedzialne za widzenie nocne (skotopowe). Czopki, dzięki określonym pigmentom światłoczułym, działają przy wysokich wartościach luminancji w polu widzenia, co wiemy widzeniem dziennym, czyli fotopowym, a także umożliwiają rozróżnianie barw.

Jeśli przechodzimy z pomieszczenia ciemnego do dobrze oświetlonego, to siatkówka musi się zaadaptować do wysokich natężeń oświetlenia – zamiast pręcików muszą się uaktywnić czopki. Jest to adaptacja do jasności. Proces ten, jak wiadomo z własnego doświadczenia, trwa bardzo krótko – od kilku sekund do około 2 minut. Adaptacja do jeszcze wyższych luminancji otoczenia przebiega bardzo szybko, prawie niedostrzegalnie dla nas, ponieważ czopki automatycznie tracą swoją czułość.

Osoba wychodząca z jasno oświetlonego pomieszczenia w gwieździstą noc, w początkowej fazie adaptacji nie widzi praktycznie nic, dopiero po pewnym czasie zaczyna rozpoznawać gwiazdy i inne przedmioty. Wrażliwość siatkówki na światło stopniowo wzrasta. Mówimy wówczas o adaptacji do ciemności. Proces ten jest długotrwały (nawet do 24 godzin), ale do celów praktycznych przyjmuje się, że pełna adaptacja trwa 40–45 minut [3]. Wrażliwość siatkówki oka zaadapt-

owanego w pełni do ciemności jest około 100 tysięcy razy większa niż w pierwszej fazie tej adaptacji [3].

Przykład prawidłowej krzywej adaptacji wzroku do ciemności przedstawiony jest na rysunku 2.



Rys. 2. Prawidłowa krzywa adaptacji do ciemności u osób w wieku 19-20 lat [3]

3. Zjawisko olśnienia – definicje i podstawowe zależności

Siatkówka oka jest wrażliwa na natężenie oświetlenia jej powierzchni, ale samo natężenie oświetlenia nie decyduje o postrzeganiu jaskrawości. Decyduje o tym kontrast natężenia oświetlenia sąsiadujących ze sobą powierzchni w polu widzenia obserwatora. Luminancja obserwowanego obiektu (w przestrzeni) może być odniesiona do natężenia oświetlenia na siatkówce za pomocą zależności:

$$E_s = e_s \tau \frac{\cos \Theta}{k^2} \quad (1)$$

gdzie:

E_s – natężenie oświetlenia na siatkówce oka;

τ – współczynnik przepuszczania ośrodków optycznych oka;

Θ – kątowe odchylenie od osi widzenia;

k – stała, której wartość przyjmuje się równą 15;

e_s – ilość światła wchodzącego do oka w trolandach [T].

Wartość e_s w trolandach oblicza się ze wzoru:

$$e_s = L \cdot p$$

gdzie:

L – luminancja obserwowanego obiektu [cd/m^2],

p – powierzchnia źrenicy [mm^2].

Nadmierny poziom luminancji obiektu, niewłaściwy jej rozkład w przestrzeni lub czasie oraz nadmierne kontrasty występujące w polu widzenia powodują wystąpienie oślnienia. **Oślnienie** jest to pewien przebieg procesu widzenia, przy którym występuje odczucie niewygodny lub zmniejszenie zdolności percepcyjnych [4]. Niekiedy zjawiska te występują jednocześnie. Zwyczajowo rozróżnia się trzy główne rodzaje oślnienia: przeszkadzające, przykre i oślepiające [4].

Ze względu na warunki powstawania rozróżniamy również trzy rodzaje oślnienia: bezpośrednie, pośrednie i odbiciowe.

Oślnienie bezpośrednie jest spowodowane przez nadmiernie jaskrawy przedmiot występujący w tym samym lub prawie w tym samym kierunku, co przedmiot obserwowany. Oślnienie pośrednie jest zjawiskiem wywołanym obecnością zbyt jaskrawego przedmiotu w kierunku innym od kierunku obserwacji. Ostatni rodzaj – oślnienie odbiciowe – to efekt występowania kierunkowych odbić strumienia świetlnego pochodzącego od nadmiernie jaskrawych przedmiotów. Zjawisko jest tym silniejsze, im bliżej kierunku obserwacji tworzą się odbite obrazy tychże przedmiotów.

Upośledzenie funkcji wzrokowych jako przejaw oślnienia przeszkadzającego może, po usunięciu przyczyny oślnienia, ustąpić natychmiast lub przez jakiś czas się utrzymać w formie szczątkowej. Natychmiastowe ustąpienie skutków należy wiązać z obniżeniem kontrastu subiektywnego, natomiast ich utrzymanie z niewłaściwą adaptacją. Szczątkowa forma oślnienia jest nazywana oślnieniem następczym. Trwa ono dość krótko, a czas ten wynika z konieczności zajęcia procesów fotochemicznych związanych z dostosowaniem oka do istniejących warunków oświetleniowych [4].

Przeszkadzające w postrzeganiu oddziaływanie źródeł oślniewających może być ilościowo scharakteryzowane tzw. luminancją zamglenia. Na podstawie badań eksperymentalnych dotyczących wpływu luminancji źródła znajdującego się w polu widzenia oraz jego odległości od głównego przedmiotu obserwacji na powstawanie oślnienia przeszkadzającego wyprowadzono następującą zależność [1]:

$$L_z = \frac{k \cdot E_0}{f(\theta)} \quad (2)$$

gdzie:

L_z – równoważnik luminancji zamglenia [cd/m^2],

E_0 – natężenie oświetlenia na siatkówce oka pochodzące od źródła olśnienia [lx],

k – stała zależna od warunków przeprowadzania eksperymentu;

Θ – kąt pomiędzy głównym kierunkiem obserwacji a źródłem olśnienia [°].

Wartość stałej k oraz postać funkcji kąta Θ jest zmienna i zależy między innymi od cech osobniczych obserwatora. Są one zależne od wieku w taki sposób, aby można było wyjaśnić ubytek przezroczystości ośrodka optycznego zwiększający się z wiekiem.

Ze wzoru (2) wynikają praktyczne sposoby umożliwiające ograniczanie olśnienia przeszkadzającego. Im większa jest kątowa odległość źródła olśniewającego od kierunku obserwacji, tym mniejszy efekt zamglenia, a więc i olśnienie. Również większe natężenie oświetlenia w płaszczyźnie oka zwiększa efekt olśnienia. Takie samo natężenie oświetlenia może być jednak wytworzone zarówno przez małe powierzchniowo źródło o dużej luminancji, jak i źródło o dużej powierzchni i niskiej luminancji. Zatem istotna jest nie tylko luminancja źródła, ale i jego powierzchnia świecąca.

Przy wielu źródłach olśniewających wynikowa luminancja równoważna zamgleniu jest sumą luminancji pochodzących od poszczególnych źródeł olśniewających.

Mniej znany jest mechanizm powstawania olśnienia przykrego. Nie jest ono powodowane światłem rozproszonym w ośrodkach optycznych oka, nie charakteryzuje się efektem następczym – natychmiast po usunięciu przyczyny olśnienia ustaje niewygodą, natomiast przy jej trwaniu dyskomfort nasila się z czasem [4].

Dla bliższego określenia charakteru olśnienia przykrego podaje się zwykle dwie charakterystyczne sytuacje, w których u obserwatora powstaje olśnienie przykre. Pierwsza sytuacja ma miejsce, gdy całe pole widzenia jest tak jaskrawe, że spojrzenie w jakimkolwiek kierunku powoduje odczucie niewygody. Uważa się, że w takiej sytuacji ma miejsce tzw. efekt nasycenia. Wytwarza się wtedy pewien stan nierówności napięcia mięśni tęczówki, gdyż w warunkach, w których źrenica ma już najmniejszą średnicę są przesyłane sygnały, które powinny poprzez mechanizm sterowania mięśniami tęczówki spowodować dalsze zwężenie źrenicy. Przykładem takiej sytuacji jest obserwacja krajobrazu pokrytego śniegiem w słoneczny dzień.

Druga sytuacja ma miejsce, gdy występuje efekt silnego kontrastu, polegający na pojawieniu się pola bardzo jaskrawego w stosunku do tła. Również w tym przypadku mięśnie tęczówki osiągają stan nierównowagi, gdyż w omawianej sytuacji można przy silnym olśnieniu zaobserwować oscylację wielkości źrenicy. Przykładem takiej sytuacji może być obserwacja jasnych chmur z zaciemnionego pomieszczenia.

Badania olśnienia przykrego, są jak do tej pory, wyłącznie empiryczne. Jego jakościową ocenę umożliwia określenie stałej (wskaznika) olśnienia na podstawie którejś z powszechnie przyjętych zależności. Najbardziej ogólny wzór ma postać [1]:

$$G = \frac{L_z^a \cdot \omega^b}{L_t^c \cdot f(\Theta)} \quad (3)$$

gdzie:

- G – stała olśnienia (ang. *Glare Constant*),
- L_z – luminancja źródła olśnienia,
- ω – kąt bryłowy, w którym widziane jest źródło olśnienia,
- L_t – luminancja tła, która decyduje o poziomie adaptacji oczu obserwatora,
- $f(\Theta)$ – złożona funkcja określająca kątowne odchylenie źródła olśnienia od kierunku obserwacji;
- a, b, c – wykładniki potęgowe charakteryzujące stopień wpływu danego czynnika.

Odczucie dyskomfortu będzie większe, gdy:

- obraz źródła olśniewającego na siatkówce będzie się znajdował blisko dołka środkowego (gdzie tworzy się obraz obserwowanego szczegółu), czyli gdy kątowne odchylenie położenia źródła olśnienia od kierunku obserwacji będzie niewielkie;
- kiedy obraz źródła olśniewającego będzie duży, czyli kąt przestrzenny, w którym jest obserwowane źródło olśnienia, jest duży lub kiedy występuje kilka źródeł;
- kiedy natężenie oświetlenia w miejscu powstawania obrazu źródła olśniewającego jest duże w porównaniu z natężeniem oświetlenia na pozostałej części siatkówki, czyli kiedy luminancja źródła olśnienia jest dużo większa od luminancji tła, na którym to źródło się znajduje.

Stała olśnienia może być również wyrażona w formie logarytmicznej – jest to tzw. wskaźnik olśnienia GI (ang. *Glare Index*), który oblicza się z zależności [1]:

$$GI = 10 \log G \quad (4)$$

Badania eksperymentalne oparte na subiektywnej ocenie olśnienia pozwoliły na powiązanie wartości liczbowych G i GI ze stopniem olśnienia przykrego, połącząwszy od dopiero co nieznośnego do dopiero co postrzegalnego (tab. 1).

Tabela 1.

Powiązanie odczuwanego ośnienia przykrego ze stałą ośnienia G oraz wskaźnikiem ośnienia GI [1]

Subiektywna ocena odczuwanego ośnienia przykrego	Wartości stałej ośnienia G	Wartości wskaźnika ośnienia GI
Dopiero co nieznośne (ang. <i>just intolerable</i>)	600	27,8
Dopiero co powodujące niewygodę (ang. <i>just uncomfortable</i>)	150	21,8
Dopiero co możliwe do przyjęcia (ang. <i>just acceptable</i>)	35	15,4
Dopiero co odczuwalne (ang. <i>just perceptible</i>)	8	9,0

Podobnie na drodze eksperymentalnej stwierdzono, że stała ośnienia może być wyznaczona na podstawie wzoru Gutha (USA) [5]:

$$G = \frac{0,5L_0 \cdot Q}{P \cdot F^{0,44}} \quad (5)$$

gdzie:

L_0 – luminancja źródła ośniewającego,

$$Q = 20,4\omega + 1,52\omega^{0,2} - 0,075,$$

F – luminancja otoczenia (tła);

P – wskaźnik położenia źródła ośniewającego;

ω – kąt przestrzenny, w którym jest postrzegane źródło ośniewające.

Dla kilku źródeł ośnienia wyznacza się tzw. klasę ośnienia przykrego DGR (ang. *Discomfort Glare Rating*) [1]:

$$DGR = (\sum G)^a \quad (6)$$

gdzie wykładnik potęgowy a jest funkcją liczby źródeł ośnienia.

Klasa ośnienia przykrego DGR została wykorzystana w metodzie określonej mianem prawdopodobieństwa wystąpienia wygody widzenia VCP (ang. *Visual Comfort Probability*).

Brytyjski system oceny ośnienia przykrego powstał w wyniku rozwinięcia przez Hopkinsa i Petherbridgea wzoru (3) na stałą ośnienia, który przyjął postać [1]:

$$G = \frac{L_x^{1,6} \cdot \omega^{0,8}}{L_t} \cdot \frac{1}{P^{1,6}} \quad (7)$$

gdzie L_t jest luminancją tła.

Dla wielu źródeł olśnienia określa się wskaźnik olśnienia GI według wzoru [1]:

$$GI = 10 \log \sum G \quad (8)$$

Projekt normy europejskiej EN12464 zaleca do oceny olśnienia przykrego metodę określoną mianem ujednoczonej oceny olśnienia CIE (ang. *CIE Unified Glare Rating*), gdzie określa się dla każdego źródła olśnienia (oprawy) wskaźnik UGR według wzoru [1]:

$$UGR = 8 \cdot \log \left(\frac{0,25}{L_t} \sum \frac{L^2 \cdot \omega}{P^2} \right) \quad (9)$$

gdzie:

L_t – luminancja tła,

L – luminancja świecących części każdej oprawy w kierunku oka obserwatora,

ω – kąt bryłowy, w którym oko obserwatora widzi świecące części każdej oprawy,

P – wskaźnik położenia każdej oprawy olśniewającej względem kierunku obserwacji.

Wskaźnik położenia P został określony przez Luckiesha i Gutha drogą eksperymentalną i podany w formie graficznej [6].

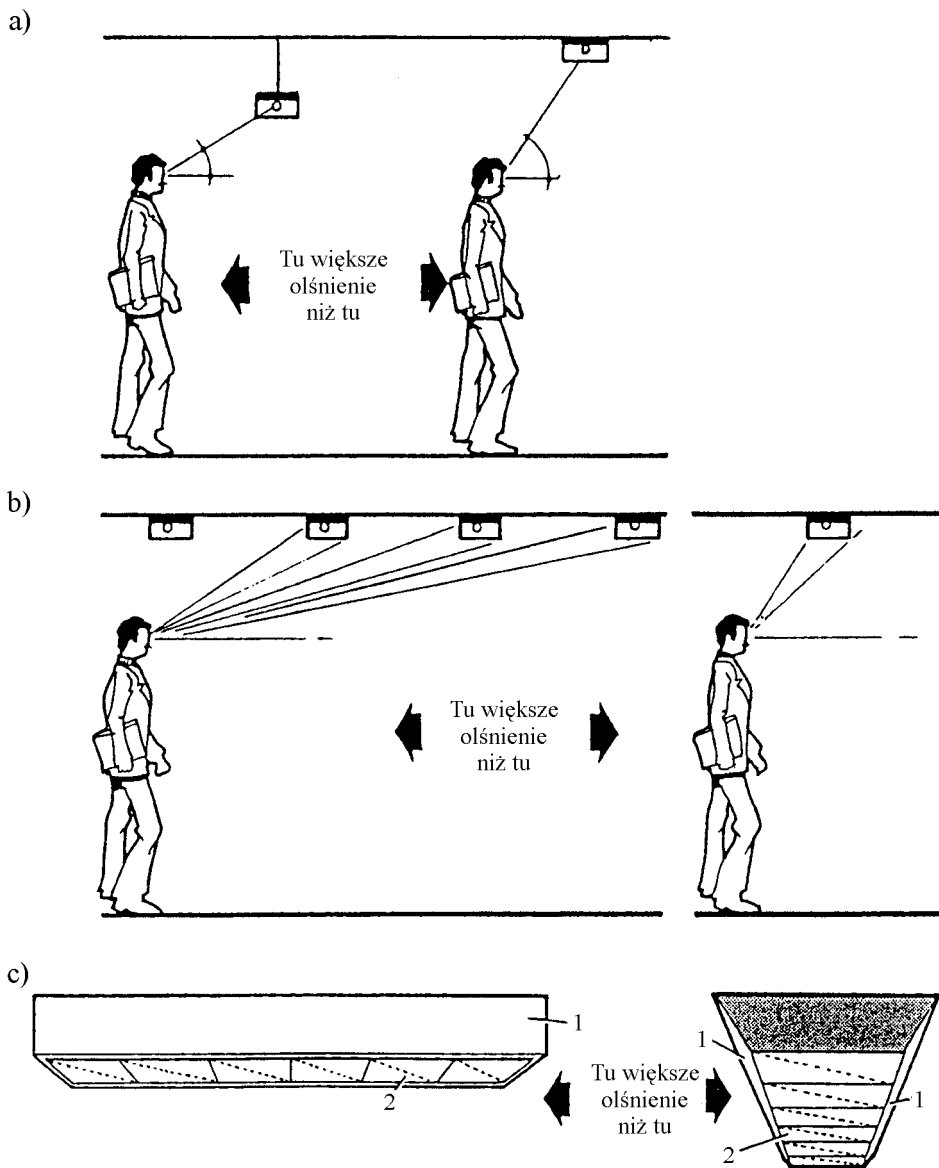
4. Wymagania dotyczące olśnienia przykrego. Sposoby wyznaczania olśnienia

Międzynarodowy Komitet Oświetleniowy CIE przyjął, że luminancja źródła w kierunku obserwacji musi być większa niż $500 \div 700 \text{ cd/m}^2$ (w zależności od stanu adaptacji wzroku), aby występowało olśnienie przykre [5]. Wartość ta zależy od stanu adaptacji wzroku do jasności. Olśnienie może być ograniczone poprzez obniżenie luminancji źródeł światła, zmniejszenie ich powierzchni świecącej oraz zwiększenie luminancji tła, na którym się ono znajduje.

Wymagania dotyczące ograniczenia olśnienia przykrego zawarte są w polskiej normie [7]. Wyróżniono tu 3 klasy ograniczenia olśnienia, których dobór zależy od charakteru wykonywanej w pomieszczeniu pracy wzrokowej. Natomiast CIE przyjęło 5 klas jakości oświetlenia pod względem ograniczenia olśnienia.

Na rysunku 3 przedstawiono wpływ niektórych parametrów instalacji oświetleniowych na olśnienie przykre. Olśnienie wzrasta przy obniżeniu wysokości zawieszenia oprawy oraz przy wzroście liczby widzianych opraw nieposiadających

zabezpieczenia przeciwko olśnieniu. Oprawy z jaskrawymi bokami są bardziej olśniewające przy obserwacji w kierunku w poprzek niż wzdłuż oprawy.



Rys. 3. Wpływ parametrów instalacji oświetleniowej na olśnienie przykre: a) obniżenie wysokości zawieszenia oprawy; b) wzrost liczby widzianych opraw; c) kierunek obserwacji wzdłuż i w poprzek oprawy o jasnych bokach [1]

Obecnie ocena jakości oświetlenia pod kątem możliwości wystąpienia olśnienia może się odbywać na kilka sposobów, często na etapie projektowania. Istnieje grupa metod opartych na zasadzie ograniczania luminancji, które sprowadzają się do dwóch zasadniczych sposobów podejścia:

- określenie wartości granicznych luminancji,
- określenie wartości granicznych rozkładu luminancji. Do metod tych należy np. zalecana przez CIE metoda krzywych granicznych luminancji. Metoda ta, to w zasadzie system kontroli opraw oświetleniowych, usytuowanych w odpowiedniej geometrii.

Inne metody, wykorzystywane zwłaszcza w przypadku opraw mających zabezpieczenie przeciwko olśnieniu, oparte są na określaniu kątów ochrony.

Kolejną metodą jest planowanie instalacji oświetleniowej w taki sposób, by stała olśnienia G lub wskaźnik olśnienia GI nie przekraczały przyjętych dopuszczalnych wartości. Jeśli jednak w pomieszczeniu oświetlenie zrealizowane jest za pomocą różnych opraw, często nietypowych, na dodatek rozmieszczonych „losowo”, metoda ta jest bezużyteczna. W takiej sytuacji przeprowadzana jest ocena subiektywna. Dokonuje tego osoba posiadająca duże doświadczenie w zakresie techniki oświetleniowej, biorąc pod uwagę różne czynniki mające wpływ na komfort widzenia (np. kształt pomieszczenia, współczynniki odbicia ścian, sufitu i powierzchni roboczej, ilość i rozmieszczenie opraw oświetleniowych, poziom natężenia oświetlenia, rozkład luminancji itd.).

5. Podsumowanie

Celem oświetlenia jest stworzenie takich warunków, aby znajdujący się w nich człowiek mógł wykonywać pracę wzrokową w sposób efektywny i sprawny przy jednoczesnym komforcie widzenia. Stąd konieczna jest znajomość fizycznych, fizjologicznych i psychologicznych czynników wpływających na zachowanie człowieka w określonym środowisku świetlnym oraz wpływu oświetlenia na każdy z tych czynników.

W artykule przedstawiono budowę układu wzrokowego człowieka oraz procesy umożliwiające przystosowywanie wzroku ludzkiego do różnych warunków oświetleniowych.

Omówiono również, niekorzystne z punktu widzenia wygody pracy wzrokowej, zjawisko olśnienia (przeszkadzającego i przykrego) oraz opisujące je zależności matematyczne. Przedstawiono zalecenia dotyczące ograniczania olśnienia przykrego we wnętrzach a także możliwości budowy stanowiska pomiarowego do obiektywnej oceny olśnienia.

Jedną z metod określenia jakości systemu oświetleniowego w pomieszczeniu pod kątem możliwości wystąpienia olśnienia u osoby przebywającej w tym po-

mieszczeniu, jest ocena subiektywna. Pomimo wymaganego doświadczenia osoby dokonującej tej oceny, należy liczyć się z rozrzutem wyników. Będą się one również różnić, jeśli oceny dokona jednocześnie dwóch lub więcej ekspertów, ponieważ wrażliwość na różne rodzaje olśnienia jest cechą indywidualną. Stąd widać, że niewątpliwym udogodnieniem byłoby posiadanie obiektywnego miernika olśnienia.

W powszechnie dostępnych publikacjach (np. [8]) można znaleźć opisy podjętych prób budowy stanowiska do obiektywnej oceny olśnienia, jednak brak wzmianek o ich efektach pozwala sądzić, że były one nieudane. Zagadnienie to jest jednak na tyle istotne, że względu na ocenę oświetlenia, że powinno być rozwiązane. Wymaga to szerokiego rozeznania literaturowego obejmującego wiele dziedzin nauki, poczynając od fizjologii i okulistyki a kończąc na technikach obróbki obrazu. W wyniku tego należy oczekiwać opracowania metody pomiaru i zbudowania stanowiska pozwalającego obiektywnie mierzyć olśnienie, co umożliwi także weryfikację obecnego stanu wiedzy o tym zjawisku.

Literatura

- [1] Technika Świetlna '98. Poradnik – Informator; **Wolska A.** *Psychofizjologia widzenia*. S. 135-189.
- [2] **Altenberger S.:** *Podręcznik okulistyki*. Państwowy Zakład Wydawnictw Lekarskich, Warszawa 1971;
- [3] **Orłowski W. i inni:** *Okulistyka współczesna*. T. I, Państwowy Zakład Wydawnictw Lekarskich, Warszawa, 1986.
- [4] **Bąk J., Pabjańczyk W.:** *Podstawy techniki świetlnej*. Skrypt Politechniki Łódzkiej, Łódź, 1994.
- [5] **Dybczyński W.:** *Ocena olśnienia urządzeń oświetleniowych*. Międzynarodowa Konferencja Naukowo-Techniczna, Zielona Góra, 2000.
- [6] Publikacja CIE nr 117: *Discomfort glare in interior lighting*. 1995.
- [7] PN-84/E-02033 *Oświetlenie wnętrz światłem elektrycznym*.
- [8] <http://secre.opt.cie.uva.es/luisma/art3.html>

THE PHYSIOLOGICAL PROBLEMS OF VISION PROCESSES IN THE ASPECTS OF OBJECTIVE METHODS OF GLARE ESTIMATION

Summary: In the article the structure of the human vision system and the processes enabling its adaptation in various lighting conditions are discussed. Disability and discomfort glare and the recommendation mentioning their limitation in interior lighting are also described.

Key words: eye, adaptation, glare

Artykuł zrealizowano w ramach pracy badawczej statutowej S/WE/2/98.

Urszula Joanna Błaszczak, Maciej Rafałowski

**ZASTOSOWANIE KAMERY TV
ZE SCALONYM ANALIZATOREM OBRAZU
W URZĄDZENIU DO OBIEKTYWIZACJI
OCENY OLŚNIENIA**

Streszczenie: Aby określić, czy osoba przebywająca w danych warunkach oświetleniowych narażona jest na wystąpienie u niej zjawiska olśnienia, trzeba znać rozkład luminancji w jej polu widzenia. Nowe możliwości w zakresie fotometrii powierzchniowych rozkładów luminancji stwarzają przetworniki obrazu CCD. Z tego względu w przypadku proponowanego stanowiska wygodnie jest zastosować detektor analizujący. W artykule omówiono podstawowe wielkości opisujące przetworniki CCD, takie jak czułość, liniość, zakres pracy, zdolność rozdzielczą i właściwości spektralne.

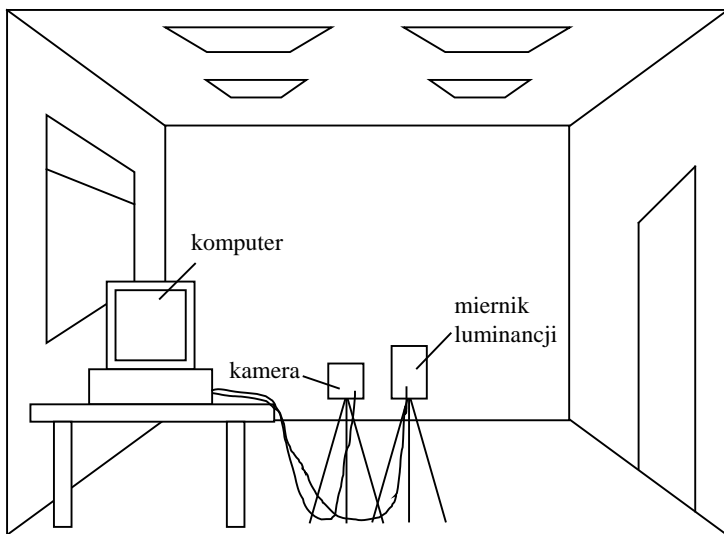
Słowa kluczowe: kamera CCD, olśnienie

Efektom dynamicznego rozwoju techniki oświetleniowej jest skonstruowanie nowych opraw oświetleniowych oraz energooszczędnych źródeł światła. Towarzystwu temu postęp w dziedzinie informatyki zaowocował znaczną ilością programów umożliwiających projektowanie systemów oświetleniowych, z których wiele pozwala na ocenę prawdopodobieństwa wystąpienia olśnienia w określonych warunkach oświetleniowych. Do tej pory nie skonstruowano jednak przyrządu, który pozwalałby doświadczalnie zweryfikować poprawność tych symulacji.

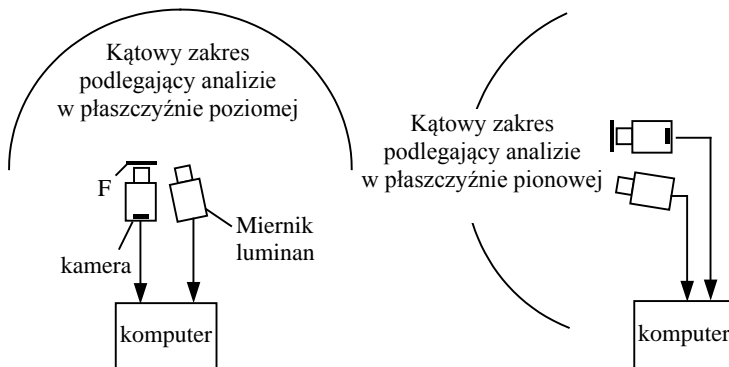
1. Konfiguracja stanowiska do obiektywizacji pomiaru olśnienia [1]

Proponowana konfiguracja stanowiska do obiektywnej oceny olśnienia przedstawiona jest na rysunku 1.1. Składa się ono z kamery z matrycą CCD i miernika luminancji sprzężonych z komputerem.

a)



b)



Rys. 1. a) Konfiguracja stanowiska do pomiaru oświetlenia; b) kątowe zakresy podlegające analizie w płaszczyźnie pionowej i poziomej (F – filtr korekcji widmowej)

Aby oszacować, czy osoba przebywająca w danych warunkach oświetleniowych narażona jest wystąpienie u niej zjawiska oślnienia przykrego, trzeba znać rozkład luminancji w jej polu widzenia. Oznacza to konieczność dokonania bardzo dużej ilości pomiarów punktowych, dlatego wygodnie jest zastosować detektor analizujący. Przemawiają za tym między innymi:

- możliwość jednoczesnej rejestracji dużej liczby punktów pomiarowych, sięgająca kilkuset tysięcy, a nawet kilkunastu milionów,
- krótki czas pomiaru – ekspozycja od ułamka sekundy do kilkunastu sekund; do tego należy dodać czas potrzebny na realizację procedury obliczeniowej,
- szeroki zakres pomiarowy – od setnych części luksa do tysięcy luksów,
- małe błędy pomiarowe przetwornika ($1 \div 2\%$),
- liniowy charakter przetwarzania światła,
- małe wymiary, masa, niski pobór mocy, możliwość sprzężenia z komputerem,
- duża dostępność przetworników CCD w szerokim zakresie cenowym.

Miernik luminancji jest niezbędny do skorelowania wartości numerycznych wczytywanych do komputera z rzeczywistymi poziomami luminancji występującymi w polu widzenia. Konieczność zastosowania tego przyrządu zdecydowanie podnosi koszt budowy stanowiska.

Rozkład luminancji w polu widzenia miernika jest odwzorowywany na powierzchni przetwornika CCD. Stosowane do tego celu i dostępne w handlu obiektywy mają zazwyczaj określone długości ogniskowej, co z kolei pozwala określić dla każdego z nich kąt pola widzenia. Przykładowe wyniki obliczeń zestawione są w tabeli 1.

Tabela 1.
Długość ogniskowej obiektywu współpracującego z matrycą formatu $\frac{1}{2}$ "a jego kątowne pole widzenia

Ogniskowa f'' [mm]	Kątowe pole widzenia 2ω [°]
2,6	72
3,8	64
6,0	53
8,0	45
12,0	33
18,0	24

Po odwzorowaniu na powierzchni matrycy, sygnał w postaci cyfrowej zostaje wczytywany do komputera, a tam poddany przetwarzaniu i analizie. Oprogramowanie powinno realizować kilka podstawowych procedur pomiarowych. Po wczytaniu sygnału z kamery, filtracji oraz korekcji błędów należy wyznaczyć rozkład luminancji w otoczeniu oraz luminancję tła. Dzięki temu można znaleźć obszary w przestrzeni, których luminancja może wywołać u osoby przebywającej w tym otoczeniu wrażenie olśnienia. Znajomość położenia tych obiektów, poziomów ich luminancji oraz luminancji tła pozwoli określić liczbowo wywoływane olśnienie.

Znając rozkład luminancji w polu widzenia przyrządu, można również określić wartość natężenia oświetlenia wywołującego olśnienie przeszkadzające:

$$E = \int_{2\pi} L \cos \varepsilon d\Omega \quad (1)$$

gdzie:

L – luminancja elementarnego obszaru przestrzeni w polu widzenia w kierunku obserwatora,

ε – kąt padania promieni na matrycę,

$d\Omega$ – elementarny kąt przestrzenny.

Ze względu na to, że stanowisko ma należeć do grupy przyrządów fotometrycznych, należy dopasować jego względną czułość widmową $S(\lambda)$ do krzywej skuteczności świetlnej $V(\lambda)$. Korygowanie różnic w przebiegach tych charakterystyk uzyskuje się przez zastosowanie korekcji widmowej, która jest zazwyczaj wykonywana za pomocą kilku filtrów absorpcyjnych (korekcja szeregowo, równoległa lub szeregowo-równoległa). Filtr korekcyjny może być wbudowany w kamerę.

Optymalny zestaw filtrów powinien charakteryzować się współczynnikiem przepuszczania $\tau_f(\lambda)$, który oblicza się ze wzoru:

$$S(\lambda) \cdot \tau_f(\lambda) = k_f \cdot V(\lambda) \quad (2)$$

przy czym:

k_f – współczynnik proporcjonalności niezależny od λ (współczynnik osłabienia).

Współczynnik k_f powinien być jak największy, gdyż wskazuje on w jakim stopniu zostaną osłabione przez filtr korekcyjny sygnały świetlne. Zazwyczaj zwiększenie dokładności korekcji widmowej prowadzonej za pomocą filtrów absorpcyjnych prowadzi do zwiększenia ich liczby, a zatem do zmniejszenia współczynnika k_f , co może utrudniać pomiary małych sygnałów świetlnych. W praktyce względna charakterystyka widmowa $S_{kr}(\lambda)$ skorygowanego przetwornika jest zawsze różna od charakterystyki $V(\lambda)$. Błąd wynikający z niedokładnego dopasowania tych dwóch krzywych jest oznaczany jako f_1' , a można go wyliczyć z zależności [2]:

$$f_2' = \frac{\int_0^{\infty} |S_{kr}^*(\lambda) - V(\lambda)| d\lambda}{\int_0^{\infty} V(\lambda) d\lambda} \cdot 100\% = 0,93584 \int_0^{\infty} |S_{kr}^*(\lambda) - V(\lambda)| d\lambda \quad [\%] \quad (3)$$

gdzie: S_{kr}^* – znormalizowana względna czułość widmowa głowicy obliczona ze wzoru

$$S_{kr}^* = \frac{\int_0^{\infty} S_A(\lambda) \cdot V(\lambda) d\lambda}{\int_0^{\infty} S_A(\lambda) \cdot S_{kr}(\lambda) d\lambda} \cdot S_{kr}(\lambda)$$

gdzie:

S_A – rozkład widmowy iluminantu użytego do wzorcowania (zazwyczaj iluminat A).

Najlepsze mierniki charakteryzują się błędem f_1' mniejszym niż 3%.

Dokładność pomiaru powinna być określona właściwościami wzroku ludzkiego. Ze względu na brak przyrządów służących do pomiaru oślnienia nie ma punktu odniesienia, który określałby dopuszczalną niedokładność pomiaru.

Kątowy wymiar obszaru podlegającego analizie powinien się pokrywać z polem widzenia człowieka, a zatem jest to znaczny zakres, bo aż 180° w poziomie i około 105° w pionie. Aby zrealizować odwzorowanie w takim lub nieco mniejszym obszarze, należy zastosować obiektyw szerokokątny lub zdecydować się na głowicę umożliwiającą dokonanie pomiaru w kilku ustawieniach, a następnie „skleić” ze sobą otrzymane obrazy. Rozwiązanie drugie jest znacznie korzystniejsze ze względu na jakość odwzorowania optycznego, ale wydłuża czas pomiaru, komplikuje budowę stanowiska (konieczne jest skonstruowanie uchwytu umożliwiającego ustawienie kamery w odpowiednich położeniach a także wprowadzenie podzespołów pozwalających lokalizować punkty sklejania) oraz rozbudowuje oprogramowanie.

Zakresy pomiarowe miernika oślnienia powinny umożliwiać pomiar luminancji od setek cd/m^2 do Mcd/m^2 – potrzebny jest zatem szeroki zakres pomiarowy (5-6 rzędów wielkości) i takiego zakresu pomiarowego należy oczekiwać od kamery.

Kątowa zdolność rozdzielcza przyrządu będzie określona głównie ilością pikseli matrycy CCD, np. dla 750 pikseli w poziomie wyniesie ona $0,24^\circ$ (około $15'$), co jest wartością wystarczającą.

Jednym z wymagań stawianych przyrządom pomiarowym jest liniowość wskazań. Jest ona zachowana, gdy sygnał wyjściowy jest proporcjonalny do mierzonej wartości luminancji powierzchni. Liniowość detektorów CCD jest spełniona w bardzo dużym zakresie zmian natężenia oświetlenia (patrz punkt 2.2).

Do realizacji stanowiska pomiarowego zakupiono kamerę CCD o symbolu REM-20FM, o formacie matrycy $1/2''$. Kamera jest wyposażona w układ digitalizacji i pamięć obrazu oraz 8-bitowe cyfrowe wyjście wideo. Jest ono odporne na zakłócenia i umożliwia transmisję obrazu na znaczne odległości (kabel do łączenia

z PC o długości około 5,5 m). Kamera ta ma wbudowane podzespoły niezbędne do komunikacji z komputerem poprzez port Centronics.

2. Podstawowe właściwości przetworników analizujących

Parametry matrycy CCD wpłyną w istotny sposób wpłyną na jakość budowanego stanowiska. Zasadnicze cechy konstrukcyjne oraz właściwości wizyjnych przetworników analizujących w decydującym stopniu zależą od sposobu realizacji w nich trzech podstawowych procesów:

- zamiany energii świetlnej na elektryczną, czyli proces przetwarzania optoelektronicznego,
- akumulacji wytworzonego ładunku elektrycznego,
- przestrzennej lokalizacji jego położenia (a więc także kierunku dochodzenia światła) z jednoczesną zamianą w wyjściowy, elektryczny sygnał obrazu, czyli proces adresowania (wybierania).

Wymagana duża pojemność pamięci analizatora, przy ograniczonej powierzchni podłoża, stawia wysokie wymagania sposobom jej wytwarzania. Jedną z metod wykonywania rejestrów przesuwających jest zastosowanie technologii MOS, a wykonane tą techniką rejestry to rejestry CCD (ang. *Charge Coupled Device*). Do podstawowych parametrów kamer CCD należą czułość, liniowość, zakres pracy, zdolność rozdzielcza i właściwości spektralne.

2.1. Czułość

Czułość określa zdolność przetwornika analizującego do przetwarzania energii świetlnej w elektryczną przy równomiernym oświetleniu jego elementu światłoczułego promieniowaniem o określonym natężeniu i rozkładzie widmowym.

Czułość przetwornika CCD zależy między innymi od wielkości jego komórek. Komórek przetwornika nie można miniaturyzować bez końca. Wraz ze zmniejszaniem powierzchni komórki maleje sygnał, jaki może być z niej odczytany. W sygnale tym pojawia się coraz więcej szumów, co ogranicza dynamikę urządzenia (zakres przetwarzanych zmian jasności obrazu). Im mniejsze są komórki, tym bardziej widoczny staje się efekt przenikania – ostre światło padające na gęsto upakowane komórki matrycy zniekształca wielkość ładunku odczytywaną z komórek sąsiadujących z komórkami prześwietlonymi.

Miarą czułości przetwornika, przy równomiernym oświetleniu powierzchni światłoczułej przetwornika promieniowaniem wzorcowym, będzie wartość natężenia

nia oświetlenia E_{ac} niezbędna do otrzymania prądu sygnału obrazu równego I_{sc} , przy którym stosunek sygnału do szumu na wyjściu będzie większy od założonego [3].

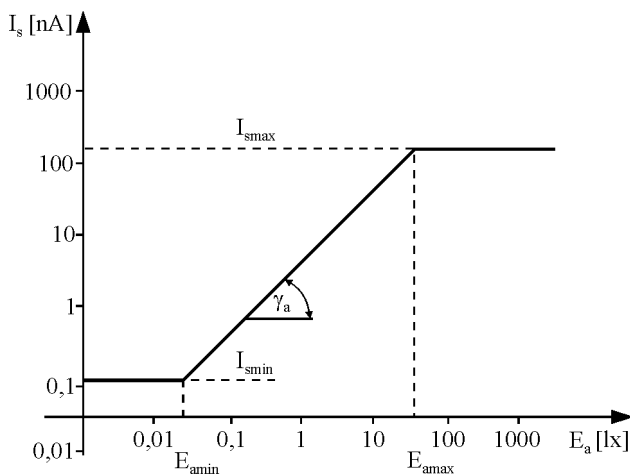
Producent podaje czułość kamery REM20FM jako 0,1 luksa przy wartości $S/N = 20$ dB[4].

2.2. Liniowość

Liniowość pracy γ_a określa zdolność przetwornika do odtwarzania półtonów (gradacji szarości). Charakter tego odtwarzania wynika z fizycznych praw rządzących przemianą energii świetlnej na elektryczną wewnątrz struktury materiału światłoczułego.

Aby określić liniowość pracy przetwornika analizującego wyznacza się dla niego wykres zależności prądu sygnału wyjściowego I_s od natężenia oświetlenia E_a powierzchni światłoczułej określonym światłem wzorcowym (w sposób równomierny). Miarą liniowości γ_a pracy analizatora jest wartość tangensa kąta nachylenia jego charakterystyki dla danego natężenia oświetlenia elementu światłoczułego E_a :

$$\gamma_a(E_a) = \operatorname{tg} \alpha \quad (4)$$



Rys. 2. Przykładowa charakterystyka świetlna przetwornika analizującego

Na podstawie charakterystyki świetlnej (rys. 2) można wyróżnić trzy obszary pracy przetwornika analizującego:

- Przedział “normalnych” oświetleń przetwornika, w którym charakterystyka jest liniowa. Wówczas współczynnik $\gamma = \frac{d \lg I_s}{d \lg E_a}$, będący współczynnikiem nachylenia wykresu zależności prądu od natężenia oświetlenia we współrzędnych logarytmicznych, jest stały. Jeżeli $\gamma = 1$, to przetwarzanie jest liniowe. W każdym innym przypadku zostaną zniekształcone stosunki luminancji w przesyłanym obrazie. Stąd współczynnik γ nosi nazwę współczynnika przenoszenia kontrastu.
- Przedział małych oświetleń ($E_a > E_{a \min}$), w którym w prądzie wyjściowym przetwornika znaczący udział mają szумы i prąd ciemny.
- Przedział bardzo dużych oświetleń ($E_a > E_{a \max}$), w którym przetwornik jest przeciążony zbyt silnym natężeniem oświetlenia, co prowadzi do tzw. olśnienia przetwornika. W zakresie tym obniża się jakość przetwarzania, a w krańcowym przypadku może nastąpić trwałe uszkodzenie przetwornika.

Przetwarzanie światła przez scalony analizator obrazu ma charakter liniowy. Jego współczynnik kontrastu γ_a jest bardzo bliski jedności (zazwyczaj jest równy około 0,98) [3].

W przypadku pomiarów rozkładów luminancji z olśniewającymi źródłami światła ważne jest, aby przetwornik wykazywał liniowość charakterystyki w jak największym zakresie, zwłaszcza przy dużych wartościach natężenia oświetlenia jego powierzchni. W przeciwnym wypadku należałoby zastosować filtr osłabiający strumień świetlny.

2.3. Zakres pracy

Zakresem pracy przetwornika jest przedział zmian prądów sygnału, w którym przyrząd ten pracuje poprawnie. Natężenie tego prądu nie może być mniejsze od wartości minimalnej $I_{s \min}$ (rys. 2) wyznaczonej przez poziom zakłóceń fluktuacyjnych. Ograniczenie takie występuje również przy nadmiernych oświetleniach przyrządu, kiedy w jego sygnale wyjściowym pojawiają się fałszywe przebiegi obniżające jakość przetwarzania. Wyznacza to maksymalny prąd sygnału $I_{s \max}$. Iloraz obu granicznych wartości prądów:

$$D = \frac{I_{s \max}}{I_{s \min}} \quad (5)$$

określa zakres (czyli dynamikę) pracy przetwornika analizującego.

Od strony użytkowej parametr ten określa poziom sygnału, który jest dostępny w odniesieniu do poziomu szumów. Zatem dynamikę można zdefiniować jako stosunek maksymalnych wahań poziomu dostępnego sygnału do poziomu szumów obrazu, mierzonego po wstępnym przetwarzeniu obrazu. Dostępny poziom wyjściowy odpowiada poziomowi nasycenia przyrzędu pomniejszonemu o prąd ciemny. Oddziaływanie prądu ciemnego jest szczególnie istotne przy długim czasie integracji lub magazynowaniu przy podwyższonej temperaturze. Szum obrazu zawiera dwa główne składniki: szum wzmacniacza wyjściowego i szum przy prądzie ciemnym. Zatem ostatnią definicję można zapisać wzorem jako:

$$DR = 20 \log \frac{N_{\max} - N_{\min}}{\sqrt{n_{amp}^2 + n_{dark}^2}} \quad (6)$$

gdzie:

DR – dynamika w decybelach [dB],

N_{\max} – liczba elektronów w nasyceniu,

N_{\min} – liczba generowanych elektronów przy prądzie ciemnym,

n_{amp} – liczba elektronów przedstawiających szum cieplny,

n_{dark} – liczba elektronów przedstawiających szum prądu ciemnego.

Równanie (6) jest również prawdziwe, jeśli zamiast ilości elektronów podstawimy odpowiednie napięcia. Jeżeli logarytm będzie miał podstawę 2, to DR będzie określało liczbę rozróżnianych przez przetwornik stopni szarości. Aby zamienić DR na bity należy przyjąć, że jednemu bitowi odpowiada 6 dB.

Przy nadmiernym oświetleniu zachodzi zjawisko olśnienia przetwornika (ang. *blooming*), którego wizualnym efektem jest „rozpląnięcie” się obrazu. Z uwagi na możliwość wystąpienia tego zjawiska, produkowane współcześnie przetworniki zabezpieczane są specjalnymi układami anti-blooming. Zastosowanie tego zabezpieczenia sprawia, że analizatory stają się odporne na prześwietlenie nawet kilka tysięcy razy [3].

Dynamika kamery REM20FM podana przez producenta wynosi 52 dB [4] (8 bitów), co oznacza zdolność do rozróżniania 256 odcieni szarości. Jeśli przyjmiemy błąd pomiaru około 10%, to kamera ta pozwoli na pomiar natężeń oświetlenia różniących się co najwyżej o 2 rzędy wielkości. Odnosząc to do wartości oczekiwanej (5-6 rzędów wielkości) jest to wartość niewystarczająca.

2.4. Zdolność rozdzielcza

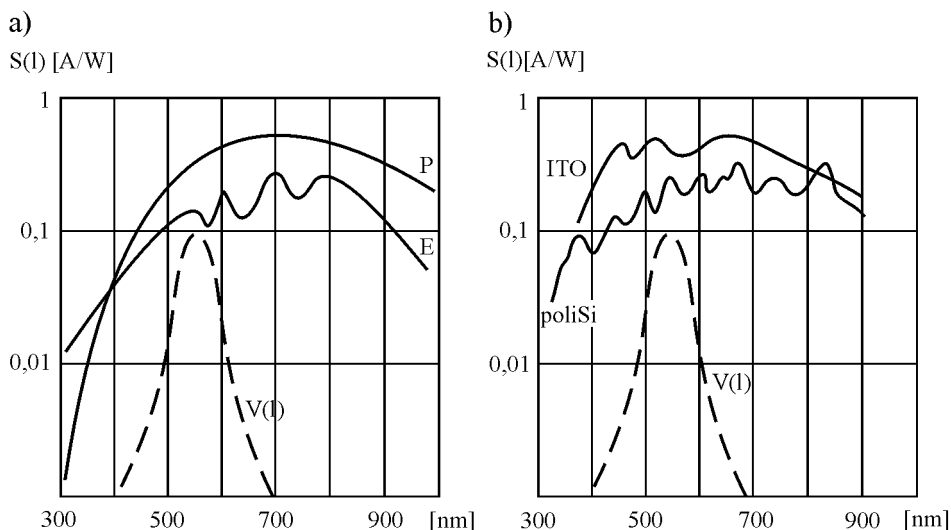
Zdolność rozdzielcza charakteryzuje możliwości analizatora w zakresie przekazywania informacji o najdrobniejszych szczegółach sygnału optycznego. Pełny opis zdolności rozdzielczej zawiera optyczna funkcja przenoszenia przyrzędu.

Przy ustalonych rozmiarach pól światłoczułych zdolności rozdzielcze scalonych analizatorów obrazu wynikają z liczby elementów fotoczułych, rozmieszczonych w określonych kierunkach analizy.

W przypadku zakupionej kamery wymiary powierzchni roboczej przetwornika wynoszą 6,4×4,8 mm, a liczba pikseli około 430 000 (752 kolumny i 582 wiersze). Wymiary piksela to 8,6×8,3 μm [4]. Jeżeli przyjąć kątowne pole widzenia obiektywu kamery około 40°, to otrzymamy pomiar z rozdzielczością około 4'. Wielkość taką można uznać za wystarczającą.

2.5. Właściwości spektralne

Kryterium podziału detektorów analizujących pod względem właściwości spektralnych jest rodzaj zastosowanych w nich elementów światłoczułych. Jeżeli są nimi kondensatory MOS, tak jak ma to miejsce w przypadku kamery REM20FM, to spektralne właściwości takiego analizatora zależą w istotny sposób od technologii wykonania elektrod akumulujących.



Rys. 3. Charakterystyki czułości spektralnych analizatorów z kondensatorem MOS jako elementem światłoczułym a) przy naświetlaniu od strony elektrod (E) i podłoża (P), b) przy elektrodach z polikrystalicznego krzemu (poli-Si) oraz cienkowarstwowego tlenku indu (ITO) [2]

Na rysunku 3a przedstawiono typowe charakterystyki czułości spektralnej przetwornika o elektrodach wykonanych z polikrystalicznego krzemu dla dwóch możliwych sposobów naświetlania. Można zauważyć, że niezależnie od metody

właściwości spektralne analizatora nie są korzystne z punktu widzenia zastosowań fotometrycznych. Wynika to zarówno z silnego uwydatnienia czułości w zakresie podczerwieni, jak i tłumienia promieniowania z zakresu niebieskiego. Poprawę w krótkofalowym przedziale widma można uzyskać stosując elektrody z cienko-warstwowego tlenku indu (rys. 3b).

3. Podsumowanie

W artykule przedstawiono konfigurację stanowiska do pomiaru olśnienia. Budowa takiego stanowiska jest niezbędna ze względu na dotychczasową niemożność obiektywnej oceny tej istotnej cechy klimatu świetlnego. Zgodnie z powszechną tendencją, jako detektor zaproponowano kamerę z matrycą CCD. Jest to bardzo wygodne, ponieważ wykorzystanie takiego przetwornika umożliwia rejestrację dużej liczby punktów pomiarowych przy jednokrotnej ekspozycji trwającej od ułamka sekundy do kilkunastu sekund. Dodatkowym argumentem za takim wyborem jest coraz większa dostępność coraz tańszych przetworników CCD, które mogą zostać wykorzystane do budowy urządzenia służącego do obiektywnej oceny olśnienia. Na pierwszym etapie budowy stanowiska do akwizycji obrazów można wykorzystać kamerę REM20FM, jednak docelowo należy się liczyć albo z koniecznością jej wymiany na kamerę zapewniającą lepszą dynamikę lub opracować taką metodę która pozwoli poprawić ten parametr.

W artykule omówiono również podstawowe wielkości opisujące przetworniki CCD. Należą do nich czułość, liniowość, zakres pracy, zdolność rozdzielcza i właściwości spektralne. Przedstawiono także podstawowe wymagania, jakie powinna spełniać matryca CCD, aby mogła być zastosowana do budowy stanowiska umożliwiającego ocenę olśnienia.

Literatura

- [1] **Błaszczak U.:** *Obiektywizacja pomiaru olśnienia za pomocą kamery CCD.* IX konferencja „Technika Świetlna 2000”, Warszawa, 2000.
- [2] **Dybczyński W.:** *Miernictwo promieniowania optycznego.* Skrypt Politechniki Białostockiej, Białystok, 1996.
- [3] **Rusin M.:** *Wizyjne przetworniki optoelektroniczne.* WKŁ, Warszawa, 1990.
- [4] Oferta handlowa firmy HARDSOFT.

**THE ASPECTS OF USING THE TV CAMERA WITH AN UNIFIED IMAGE ANALIZER IN
AN OBJECTIVE GLARE MEASURING DEVICE**

Summary: The configuration of an objective glare measuring device is presented in the article. The basic properties of CCD matrix are described.

Key words: CCD camera, glare

Artykuł zrealizowano w ramach pracy badawczej statutowej S/WE/2/98.

Maciej Rafałowski

REALIZACJA UKŁADU DETEKCYJNEGO DO POMIARÓW ROZPRASZAJĄCYCH PRÓBEK ODBICIOWYCH I TRANSMISYJNYCH NA BAZIE SPEKTROMETRU CARY 5

Streszczenie: Układ spektrometru „Cary 5” w wersji oryginalnej realizuje pomiary próbek transmisyjnych w zakresie spektralnym 200÷3300 nm na zasadzie detekcji porównawczej przełączanych sekwencyjnie wiązek: odniesienia i pomiarowej. Wskazuje to na konieczność utrzymania symetrii konfiguracji geometrycznej torów: pomiarowego i od odniesienia na całej drodze światła od źródła promieniowania do detektora.

Celem modyfikacji jest umożliwienie pomiaru próbek rozpraszających o średnicy do 20 mm. Wykluczono modyfikacje naruszające oryginalne możliwości pomiarowe przyrządu.

W celu oświetlenia całej powierzchni próbki badanej zastosowano układ optyczny zawierający zwierciadła toryczne (o odpowiednio dobranych mocach cylindrycznych w przekrojach wzajemnie prostopadłych). Zapewnia to odwzorowanie (astygmatycznych) obrazów szczeliny spektrometrycznej we wnętrzu kuli całkującej. W pracy przedstawiono dyskusję oraz proponowane rozwiązanie techniczne problemu.

Słowa kluczowe: spektrofotometria, pomiar światła rozproszonego, sprzęt pomiarowy

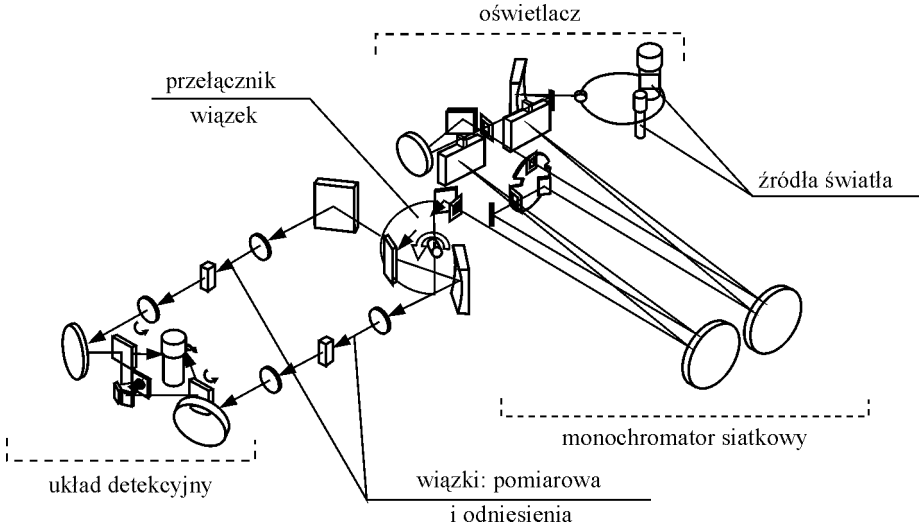
1. Informacje wstępne

Układ zautomatyzowanego spektrometru „Cary 5” w wersji oryginalnej realizuje [1] pomiary próbek transmisyjnych w zakresie spektralnym 200÷3300 nm na zasadzie detekcji porównawczej wiązek: odniesienia i pomiarowej – przełączanych sekwencyjnie. Pomiar jest w wysokim stopniu zautomatyzowany i sterowany komputerowo – od realizacji funkcji hardware’owych: skalowania i weryfikacji funkcji układu, poprzez realizację logiczną cyklu pomiarowego do przetwarzania i prezentacji wyników.

Należy spodziewać się ograniczenia możliwości bezpiecznej ingerencji użytkownika w znaczące modyfikacje procedur kalibracyjnych.

2. Konstrukcja układu optycznego spektrometru

Rozwiązanie konstrukcyjne układu optycznego spektrometru przedstawia rysunek 1.



Rys. 1. Układ optyczny spektrometru

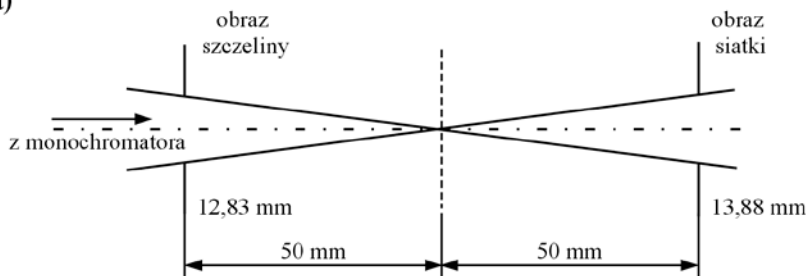
Jak widać na rysunku wiązka promieniowania [1], emitowana z wymiennego (zależnie od analizowanego zakresu spektralnego) źródła promieniowania jest rozszczepiana (po odwzorowaniu na szczeliny wejściowej) w układzie podwójnego, symetrycznego monochromatora siatkowego. Następnie – poprzez wirujące zwierciadło – jest ona kierowana przemiennie do dwóch równoległych torów (wiązki pomiarowej i wiązki odniesienia), przechodzących przez komorę pomiarową. Po przejściu poza obszar komory pomiarowej są one kierowane (za pomocą identycznych i symetrycznych układów zwierciadeł) na wspólny detektor. Tego typu rozwiązanie układu optycznego jest całkowicie zgodne z zasadami realizacji porównawczych pomiarów spektrometrycznych w układach pomiarowych o pełnej symetrii konfiguracji geometrycznej oraz, oczywiście, eliminuje czynnik niepewności związany z rozrzutem własności detekcyjnych różnych detektorów promieniowania.

Konfiguracja geometryczna przestrzeni pomiarowej

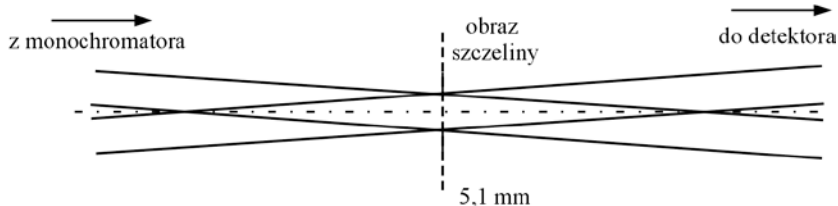
Na podstawie informacji z instrukcji przyrządu [1] można podać następujące wymiary komory pomiarowej: 160 mm (długość) \times 390 mm (szerokość) \times 200 mm (wysokość) – (określenia odniesiono do kierunku propagacji wiązek w układzie oryginalnym).

Wiązki optyczne propagują się równoległe do siebie w odległości 190 mm – mniej więcej symetrycznie względem przestrzeni pomiarowej. Ich kształt definiowany jest poprzez ograniczenia gabarytowe, wynikające z odwzorowania w przestrzeni komory pomiarowej obrazów dwóch elementów (przysłon): – obrazu szczeliny spektrometrycznej (maks. $12,83 \times 5,1$ mm) oraz obrazu (ograniczenia) siatki dyfrakcyjnej (maks. $10,72 \times 5,1$ mm). Wyżej wymienione obrazy są oddalone od siebie o 100 mm wzdłuż osi wiązek i rozmieszczone symetrycznie względem długości komory pomiarowej (patrz rys. 2a,b).

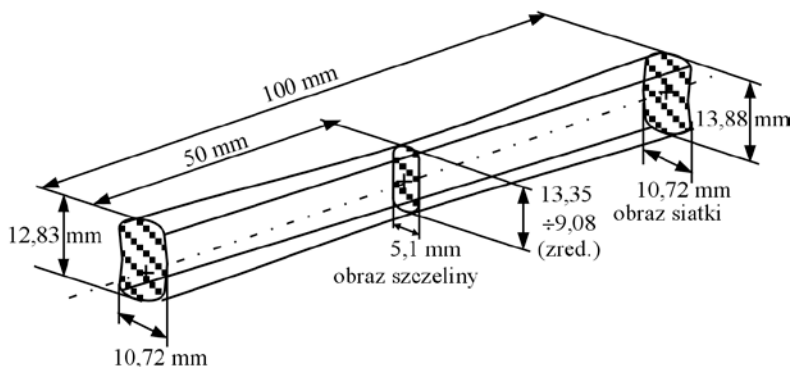
a)



b)



c)



Rys. 2. Przekroje poprzeczne wiązek w przestrzeni pomiarowej spektrometru. a) przekrój wiązki w pionie, b) przekrój wiązki w poziomie., c) zmiany profilu wiązki w komorze pomiarowej

Jak podkreśla producent, skutkuje to realizacją mniej więcej stałego wymiaru poprzecznego przekroju wiązki na długości 100 mm (rys. 2c). Z analiz autora niniejszego opracowania wynika, że poza tym obszarem wymiary wiązki szybko rosną i to nieproporcjonalnie w pionie i poziomie.

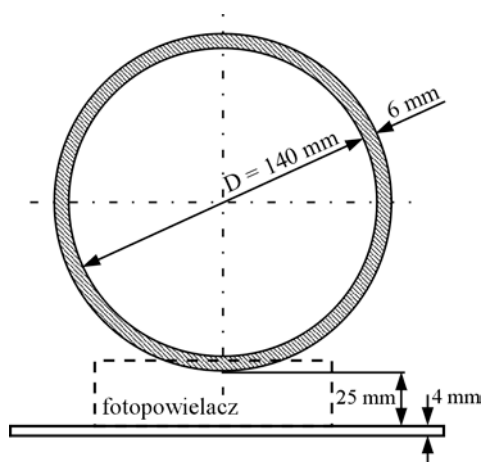
3. Założenia wstępne do modyfikacji konstrukcji

Sformułowano następujące założenia do modyfikacji konstrukcji spektrometru w celu rozszerzenia jego możliwości pomiarowych:

1. Modyfikacja ma umożliwić pomiar próbek rozpraszających (transmisyjnych i odbiciowych) o maksymalnej średnicy 20 mm za pomocą kuli fotometrycznej całkującej z fotopowielaczem (oraz możliwości wykorzystania niezależnie dodatkowych detektorów) – z maksymalnym wykorzystaniem oryginalnych funkcji i procedur pomiarowych urządzenia. Wykluczono modyfikacje naruszające oryginalne możliwości pomiarowe przyrządu.
2. Należy wykorzystać (oferowaną przez SPECTRO-COLOR – docelowego wykonawcę adaptacji urządzenia) istniejącą konstrukcję kuli całkującej o średnicy zewnętrznej $D = 140$ mm; średnicy wewnętrznej około $D = 128$ mm, posadzonej na podstawie z fotopowielaczem. Wysokość środka kuli nad podstawą (płytą dolną komory pomiarowej przyrządu) $h \cong 100$ mm.
3. Obszar oświetlany próbki odbiciowej powinien wynosić około $D = 20$ mm na powierzchni prawie stycznej do wewnętrznej powierzchni kuli całkującej.

4. Założenia konstrukcyjne proponowanej koncepcji geometrycznej układu pomiarowego

1. Uwarunkowania, wynikające z konieczności zminimalizowania ingerencji w sterowanie procedur pomiarowych i brak praktycznych możliwości kompensacji ewentualnych zaburzeń symetrii (szczególnie strat na odbiciu i absorpcji oraz zmian stanu polaryzacji) wskazują na konieczność utrzymania symetrii konfiguracji geometrycznej torów: pomiarowego i toru odniesienia w przestrzeni pomiarowej aż do powierzchni próbek: badanej i odniesienia.
2. Utrzymanie kontroli nad kształtem przekroju poprzecznego wiązek może być zrealizowana poprzez odpowiednie odwzorowanie w przestrzeni przysłon ograniczających (oprawy siatki i szczeliny pomiarowej).



Rys. 3. Szkic zespołu kuli fotometrycznej – widok boczny

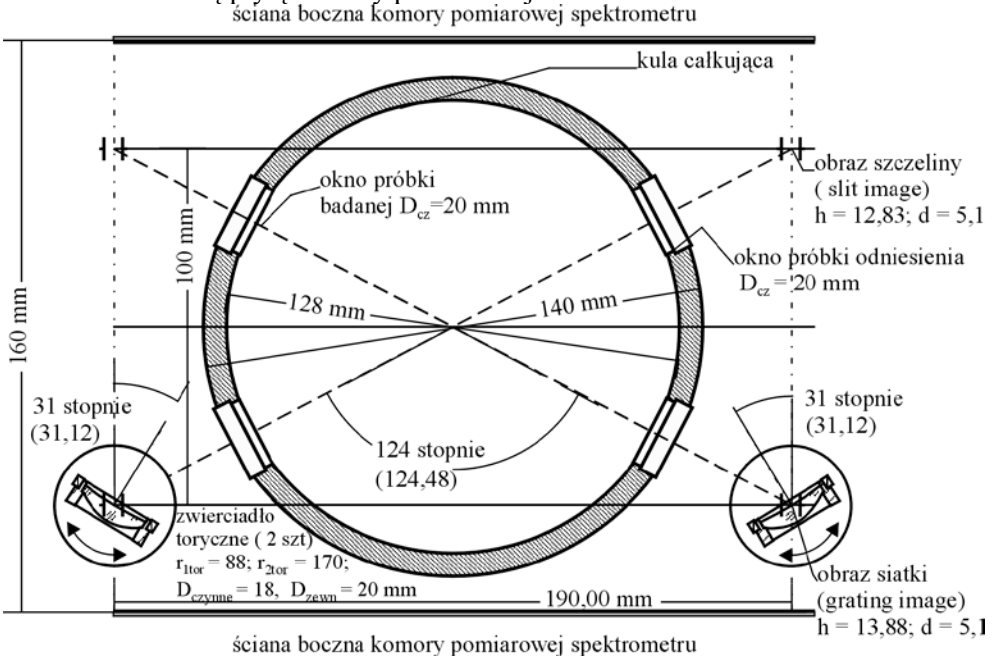
W celu utrzymania kontroli nad deformacjami kształtu wiązek wskazane jest umieszczenie zwierciadeł ogniskujących w obrazie przysłony (obrazie siatki) [3]. Odpowiedni dobór mocy cylindrycznych zwierciadła realizuje odwzorowanie obrazów (astygmatycznych) szczeliny spektrometrycznej we wnętrzu kuli całkującej – umożliwiające odpowiednie ukształtowanie obszaru oświetlonego próbki odbiciowej. Analiza obliczeniowa wykazała, że – dla pochylonych zwierciadeł (kąt około 31°) – ze względu na duże wartości aberracji optycznych układu można uzyskać tylko wskazania przybliżone – wymagające weryfikacji eksperymentalnej.

- Oświetlany obszar próbki odbiciowej ma kształt quasi prostokątny i jego ograniczenie do koła wymaga dobrania odpowiednich przysłon ograniczających w oknach wejściowych kuli całkującej oraz w obrazach szczeliny (patrz rys. 2). Nie ma również ekonomicznie uzasadnionych możliwości realizacji oświetlenia na kołowym obszarze $D = 20$ mm ewentualnych próbek transmisyjnych (umieszczanych w otworze wejściowym kuli fotometrycznej). Nie jest to jednak istotne ograniczenie eksploatacyjne.

5. Opis proponowanego rozwiązania układu pomiarowego

Schemat układu przedstawiono na rysunku 4 w rzucie pionowym. Zakłada się, że pozioma płaszczyzna symetrii kuli całkującej znajduje się w płaszczyźnie wy-

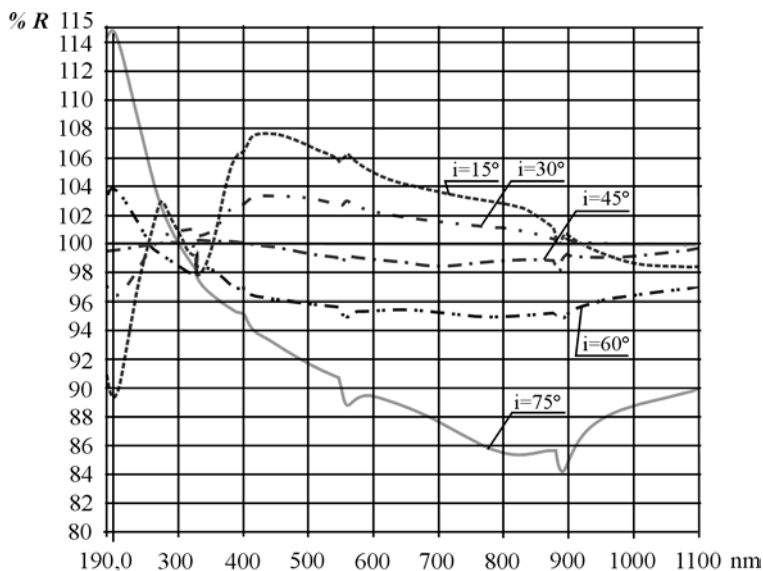
znaczonej przez osie oryginalnych wiązek pomiarowych spektrometru – około 100 mm nad dolną płytą komory pomiarowej.



Rys. 4. Proponowana konfiguracja układu pomiarowego - wstawianego do przestrzeni roboczej układu oryginalnego

Ze względu na trudności technologiczne [2] i wynikające stąd wysokie koszty realizacji zwierciadeł torycznych podjęto próbę wykorzystania elementów dostępnych tzn. astygmatycznych szkieł okularowych (jako półfabrykatu). Niestety, tylko znikomy odsetek takich szkieł jest realizowany z toryczną powierzchnią wklęsłą (w ograniczonym asortymencie promieni krzywizny), co ogranicza możliwości wyboru. Dostępne egzemplarze zostały zweryfikowane eksperymentalnie i wyselekcjonowane. Ich adaptacja wymagała dopasowania średnicy zewnętrznej elementu oraz, co było najbardziej kłopotliwe. Przed naniesieniem powłok zwierciadlanych szkła wymagały odświeżenia powierzchni torycznych przez przepolerowanie, dla zapewnienia odpowiedniej trwałości powłok. Konieczna była ponadto optymalizacja powłok zwierciadlanych do zakładanego zakresu spektralnego przyrządu.

W czasie przeprowadzania pomiarów kontrolnych powłok nanoszonych na zwierciadła wykonano szereg próbnych pomiarów próbek płaskich. Pomiarów spektrometryczne pokazały istotną zależność właściwości spektralnych odbijających powłok aluminiowych od kąta padania promieni. Przedstawia to rysunek 5.



Rys. 5. Zmiany współczynnika odbicia płaskiej powierzchni aluminiowej dla różnych kątów padania i (w funkcji długości fali)

Zmienność współczynnika odbicia metalu w zależności od kąta padania nie znajduje uzasadnienia w literaturze [2]. Z wykresu na rysunku 5 wynika, że współczynnik odbicia zmienia się w funkcji czasu i długości fali (krzywe dla kąta padania 45°), co wskazywałoby na powstawanie warstwy tlenkowej, mającej właściwościach cienkiej warstwy. Jest to problem do niezależnej analizy. W kontekście analizowanego tutaj zagadnienia wskazuje to na konieczność utrzymania symetrii toru pomiarowego i odniesienia w układzie spektrometrycznym (realizującym pomiary porównawcze z cyklicznym przełączaniem gałęzi próbki badanej i próbki odniesienia).

Ograniczenia przestrzeni pomiarowej i gabaryty kuli całkującej oraz warunków symetrii konfiguracji powodują ograniczenia dostępu manipulacyjnego do okien wejściowych oraz okien z próbkami. Ogranicza to gabaryty stosowanych próbek pomiarowych i grubość. Szczególnej uwagi przy projektowaniu rozwiązań mechanicznych tych podzespołów wymaga konieczność zapewnienia wymiany próbek i ewentualnych przysłon od góry – prawdopodobnie ruchem przesuwным (przy ograniczonym dostępie manipulacyjnym). Ponadto należy przewidzieć uchwyt do mocowania próbek, tak aby ich płaszczyzna badana była możliwie styczna do wewnętrznej powierzchni kuli, oraz mechanizm dociskania próbki do odpowiednich

baz pomiarowych dla wyeliminowania ewentualnych prześwitów i dostępu światła pasożytniczego.

Realne wydaje się zaprojektowanie gniazda próbek w postaci powtarzalnego (4 szt.) podzespołu mechanicznego (patrz rys. 4).

Rozwiązanie konstrukcyjne opraw zwierciadeł torycznych powinno zapewnić możliwość regulacji montażowo – justerskich, w szczególności:

- ruchu obrotowego wokół osi pionowej do regulacji kąta $31,12^\circ$,
- ruchu obrotowego wokół osi normalnej do powierzchni zwierciadła, w celu odpowiedniego zorientowania przestrzennego przekrojów głównych powierzchni torycznej,
- dobór kształtu i wielkości ewentualnych przysłon ograniczających powinien być wykonany bezpośrednio przez użytkownika – łącznie z wykorzystaniem możliwości regulacji wymiarów poprzecznych wiązki przewidzianych przez producenta spektrometru w rozwiązaniu oryginalnym.
- sugeruje się zamocowanie zwierciadeł w oprawach poprzez wklejenie z bazowaniem na tylnej powierzchni sferycznej elementu.

Literatura

- [1] Spektrofotometr Cary 5 – instrukcja obsługi.
- [2] **Legun Z.:** *Technologia elementów optycznych*. WNT, Warszawa, 1982.
- [3] **Jóźwicki R.:** *Optyka instrumentalna*. WNT, Warszawa, 1970 (reprint Fundacji Wspierania Rozwoju i Wdrażania Technik Optycznych, Warszawa, 1997).

THE MODIFICATION OF THE OPTICAL SYSTEM OF CARY 5 SPECTROMETER TO REFLECTING AND TRANSMITTING SCATTERING SAMPLES MEASUREMENTS

Summary: The original configuration of the Cary 5 spectrometer realize the measurements of the light, transmitted by no scattering samples in spectral range from 200 nm to 3300 nm on the principle of comparison sequently switched: reference beam and measured beam of light. The symmetry of both trajectories (of reference and measurement beams) is highly recommended.

The goal of here-discussed modification of the system is to make possible to measure of scattering samples diameter to 20 mm. The violation of the original measurement characteristics of the apparatus is to exclude.

To illuminate of the whole sample area the optical system of toroidal mirrors (with appropriate choice of the cylindrical power in two perpendicular cross-sections) is applied. This ensures the optical imaging (astigmatic) of the slit in the integrating sphere to optimize the illumination of the sample. The major aspects of the measurement, the discussion and the technical solution are shown.

Key words: spectrophotometry, scattered light measurement, measurement equipment

Lucyna Hemka, Maciej Rafałowski

WYMAGANIA NORMATYWNE DLA SYMULATORÓW ŚWIATŁA DZIENNEGO D_{65} ORAZ CZYNNIKI WARUNKUJĄCE ICH SPEŁNIENIE W REALIZACJI TECHNICZNEJ

Streszczenie: Przedstawiono zagadnienia dotyczące iluminantów światła dziennego typu D_{TC} , sposoby ich oceny oraz problemy związane z ich praktyczną realizacją.

Słowa kluczowe: lampy wyładowcze, kolorymetria, wzorzec światła dziennego D_{65}

1. Wprowadzenie

Problem symulacji światła dziennego za pomocą różnych sztucznych źródeł światła stał się w ostatnich latach jednym z najpoważniejszych problemów w kolorymetrii. Międzynarodowa Komisja Oświetleniowa wprowadzając iluminant typu D, nie podała żadnych wskazówek co do sposobu jego realizacji.

Wymagania teoretyczne dla iluminantu D_{65} zalecone przez CIE nie są w pełni realizowane przez żadne znane sztuczne źródło światła ze względu na znaczne różnice we względnych rozkładach widmowych tych źródeł i iluminantów światła dziennego. W praktyce realizacja iluminantu odbywa się poprzez sztuczne źródła światła zwane symulatorami światła dziennego o względnych rozkładach widmowych, zbliżonych w różnym stopniu do rozkładu widmowego iluminantu. CIE opracowała również metodę oceny przydatności sztucznych źródeł do celów kolorymetrycznych, zwaną kategoryzacją symulatorów światła dziennego.

2. Charakterystyka iluminantów normalnych CIE

Ponieważ barwa przedmiotu zależy od składu widmowego promieniowania, które je oświetla, Międzynarodowa Komisja Oświetleniowa ustaliła różne rodzaje źródeł, o różnym rozkładzie widmowym, których należy używać przy określeniu cech barwy. Są to tzw. źródła normalne (standardowe) zwane iluminantami nor-

malnymi. Każdy taki iluminant charakteryzuje się tym, że ma określony widmowy rozkład mocy promieniowania $S(\lambda)$.

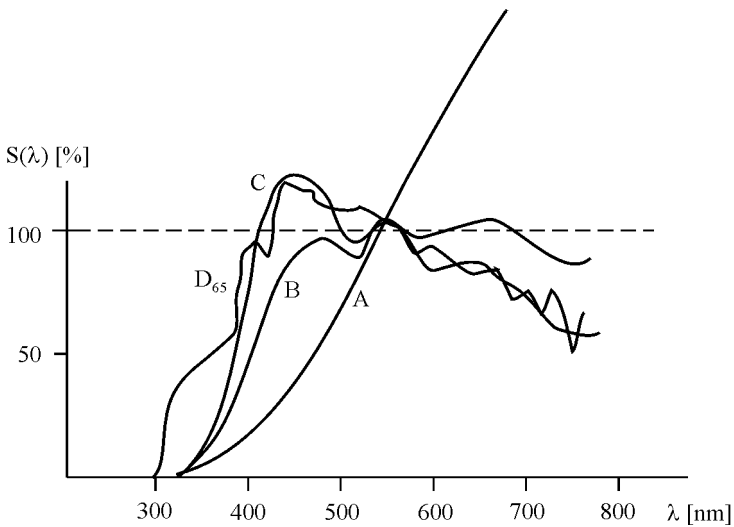
Rozkład ten odpowiada rozkładowi mocy promieniowania przez ciało doskonale czarne w danej temperaturze barwowej T_c .

CIE zaleciła stosowanie następujących iluminantów normalnych [1], [2]:

1. Iluminant A, którego promieniowanie odpowiada promieniowaniu ciała doskonale czarnego o temperaturze barwowej 2856 K. Iluminant ten daje światło ciepłe i praktycznie jest realizowany za pomocą żarówki o żarniku wolframowym.
2. Iluminant B, którego promieniowanie odpowiada promieniowaniu ciała doskonale czarnego o temperaturze barwowej najbliższej 4874 K. Iluminant ten odpowiada promieniowaniu dziennemu bezpośredniego światła słonecznego. Jest on realizowany przez źródło A przesłonięte filtrem składającym się z dwóch roztworów chemicznych o znormalizowanym składzie.
3. Iluminant C, o promieniowaniu odpowiadającym promieniowaniu ciała doskonale czarnego o temperaturze barwowej 6774 K. Jest to światło dzienne rozproszone, dające wrażenie światła zimnego. Iluminant ten jest realizowany przez źródło A przesłonięte filtrami z dwóch roztworów wodnych o składzie chemicznym znormalizowanym.
4. Iluminanty D_{T_c} – są to iluminanty o rozkładach widmowych odpowiadających rozkładowi mocy promieniowania ciała doskonale czarnego w temperaturze T_c . Charakteryzują one różne fazy światła dziennego. Najważniejszy spośród nich jest iluminant D_{65} , którego rozkład widmowy odpowiada rozkładowi uśrednionego promieniowania dziennego w różnych porach dnia, na różnej szerokości geograficznej. Taki rozkład promieniowania występuje w przypadku ciała czarnego o temperaturze 6500 K. W przypadkach ekstremalnych CIE zaleciła stosowanie dwóch innych iluminantów, tzn. w strefie równikowej iluminant D_{55} , odpowiadający promieniowaniu ciała czarnego w temperaturze 5500 K, i w strefie podbiegunowej iluminant D_{75} odpowiadający rozkładowi promieniowania ciała czarnego w temperaturze 7500 K.

Iluminanty B i C nie reprezentują w pełni fazy światła dziennego ze względu na zbyt niską emisję w zakresie promieniowania nadfioletowego i dlatego iluminanty te powinny zostać wycofane z użycia i być zastąpione przez iluminant D_{65} .

Rysunek 1 przedstawia względne rozkłady widmowe $S(\lambda)$ iluminantów A, B, C i D_{65} .



Rys. 1. Względne rozkłady widmowe mocy $S(\lambda)$ iluminantów A, B, C, D_{65}

3. Metody oceny jakości symulatorów światła dziennego w świetle wymagań CIE

Metoda oceny jakości symulatora światła dziennego polega na użyciu zestawu par próbek fluoryzujących i niefluoryzujących, o ustalonych widmowych współczynnikach luminancji energetycznej, które dla iluminantu D i obserwatora kolorymetrycznego normalnego dodatkowego są parami próbek metamerycznych, tzn. mają identyczną barwę. Probki tworzące parę po oświetleniu ich źródłem badanym będą różnić się barwą. Wartości tych różnic obliczone dla przestrzeni barw CIE 1976 ($L_{10}^*a_{10}^*b_{10}^*$) lub CIE 1976 (L^*, u^*, v^*) umożliwiają wyznaczenie dwóch wskaźników MI_{VIS} i MI_{UV} . Wskaźniki te służą do klasyfikowania źródeł, nadających się do wykorzystania jako symulatory światła dziennego przez ocenę ich widma w obszarze nadfioletu i widzialnym. Każdy symulator określany jest przez podanie dwóch liter, z których pierwsza wyznacza kategorię w odniesieniu do części widzialnej widma, a druga w odniesieniu do części nadfioletowej.

W zakresie widzialnym stosuje się 5 par próbek, których wartości współczynników luminancji energetycznej podane są dla iluminantów D_{55} , D_{65} i D_{75} , co 5 nm w zakresie widmowym 400÷700 nm, oraz 3 pary próbek dla zakresu nadfio-

letu w zakresie widmowym 300÷700 nm. Źródeł o wysokim poziomie emisji poniżej 300 nm nie uznaje się za symulatory światła dziennego.

Miarą jakości symulatora dla wymienionych iluminantów są wartości wskaźników:

$$MI_{VIS} = \frac{\sum_{i=1}^5 \Delta E_i}{5} \text{ dla zakresu widzialnego} \quad (1)$$

$$MI_{UV} = \frac{\sum_{i=1}^3 \Delta E_i}{3} \text{ dla nadfioletu} \quad (2)$$

gdzie ΔE_i jest różnicą barw dla i -tej próbki w przestrzeni barw CIE 1976 ($L_{10}^* a_{10}^* b_{10}^*$) lub ($L_{10}^* u_{10}^* v_{10}^*$).

W tabeli 1 przedstawiono kategorie symulatorów światła dziennego ustalone do potrzeb kolorymetrycznych.

Tabela 1.

Kategorie symulatorów światła dziennego

Wskaźniki MI_{VIS} i MI_{UV}		Kategoria
CIE $L_{10}^*, a_{10}^*, b_{10}^*$	CIE $L_{10}^*, u_{10}^*, v_{10}^*$	
< 0,25	< 0,32	A
0,25 – 0,50	0,32 – 0,65	B
0,50 – 1,0	0,65 – 1,30	C
1,0 – 2	1,30 – 2,6	D
> 2,0	> 2,6	E

W każdej parze próbek jedna stanowi standard charakterystyki widmowej, niezależny od temperatury barwowej iluminantu, a druga ma charakterystyki widmowe dostosowane do iluminantu D_{55} , D_{65} i D_{75} , niewiele różniące się między sobą.

4. Praktyczne metody realizacji iluminantu światła dziennego D_{65}

Spśród istniejących źródeł światła – jako symulatory światła dziennego typu D_{65} najczęściej stosowane są:

- wysokoprężna krótkoświetlowa lampa ksenonowa;
- zestaw żarówek halogenowych z układami filtrów.

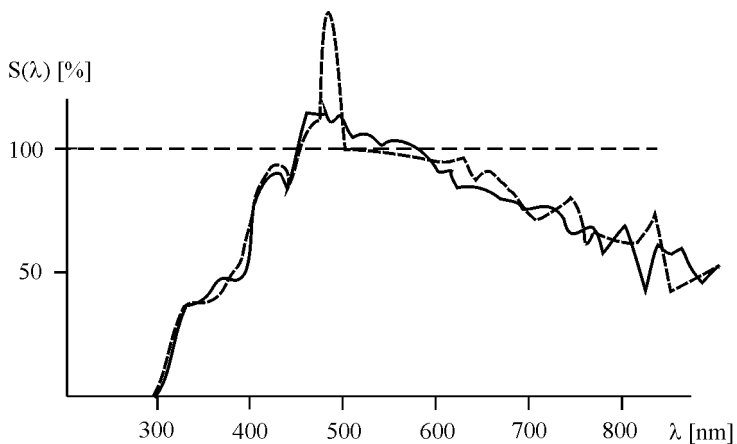
Oba te źródła dość dobrze spełniają wymagania CIE co do kategorii, ale mają liczne wady utrudniające ich stosowanie w praktyce.

Lampy ksenonowe – w stosunku do promieniowania kolorymetrycznie użytecznego – emitują dużo zbędnego promieniowania nadfioletowego, niebieskiego i podczerwonego. Pociąga to za sobą konieczność stosowania filtrów w układach pomiarowych, a obsługa narażona jest na napromienienie promieniowaniem szkodliwym dla zdrowia. Na rysunku 2 przedstawiono względne rozkłady widmowe $S(\lambda)$ iluminantu D_{65} i lampy ksenonowej. Jak widać na rysunku, lampa ta ma silną emisję promieniowania w obszarze długości fal 450 nm, a więc dokładnie w obszarze występowania maksimum krzywej skuteczności zagrożenia światłem niebieskim.

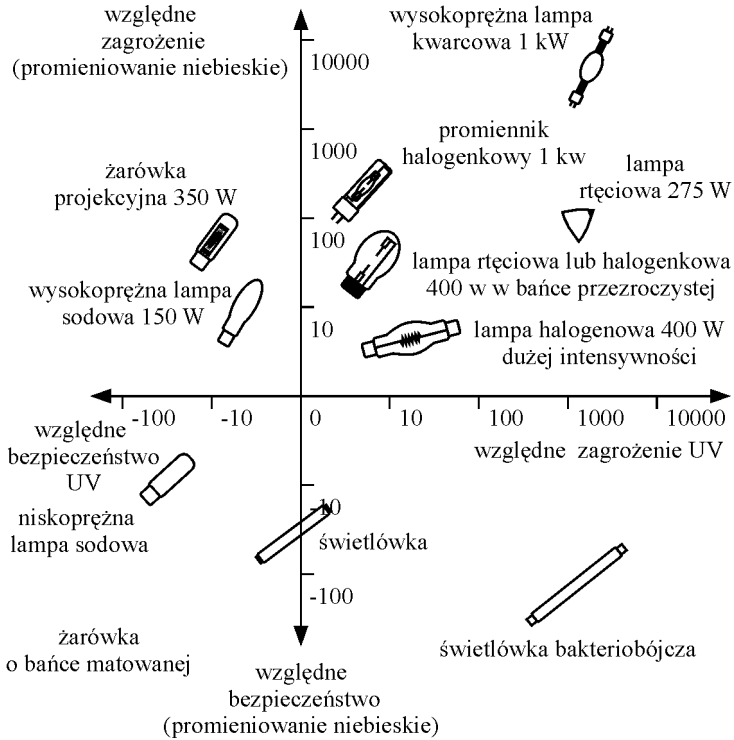
Jednocześnie lampa ta silnie emituje w obszarze promieniowania podczerwonego, co związane jest z zagrożeniami związanymi z tym promieniowaniem. Skala zagrożeń związana z emisją promieniowania w tych dwóch obszarach została przedstawiona na rysunkach 3 i 4.

Drugim sztucznym źródłem światła, za pomocą którego realizowany jest symulator światła dziennego, jest zestaw żarówek halogenowych z zestawem filtrów. Przykładem tego rodzaju symulatora jest zbudowany na zamówienie układ wykorzystywany w laboratorium w Zakładzie Technik I Systemów Oświetlania Instytutu Elektrotechniki [8], [9].

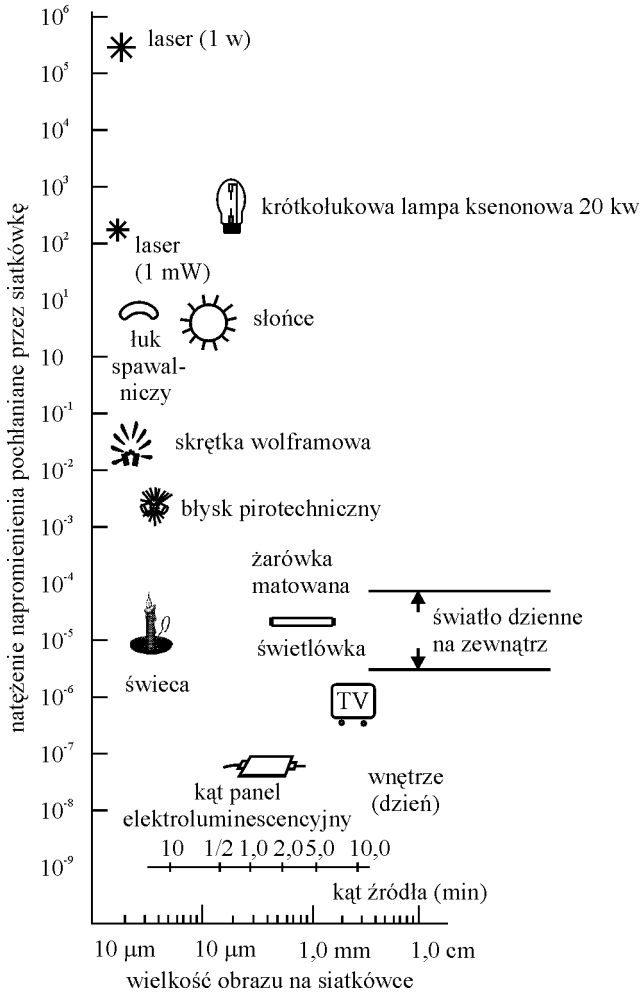
Symulator taki wykonany został z dwóch lamp halogenowych z reflektorem aluminiowym, emitujących promieniowanie w wiązce o rozwartości 6° . Jedna lampa przesłonięta jest filtrem korygującym promieniowanie do iluminantu D_{65} w zakresie widzialnym, drugą przesłonięto filtrem na zakres nadfioletu. W lampie na zakres widzialny między źródłem światła a filtrem umieszczone zostało gniazdo na dodatkowy filtr ograniczający zakres widmowy promieniowania. W konstrukcji obydwóch podzespołów emisyjnych istnieje możliwość umieszczenia układu mechanicznego, osłabiającego wiązkę promieniowania. Filtry chłodzone są przez nawiew powietrza. Względny rozkład widmowy w ten sposób realizowanego symulatora przedstawiono na rysunku 5. Ocena jego jakości zgodnie z wymaganiami CIE zakwalifikowała ten symulator do kategorii BC.



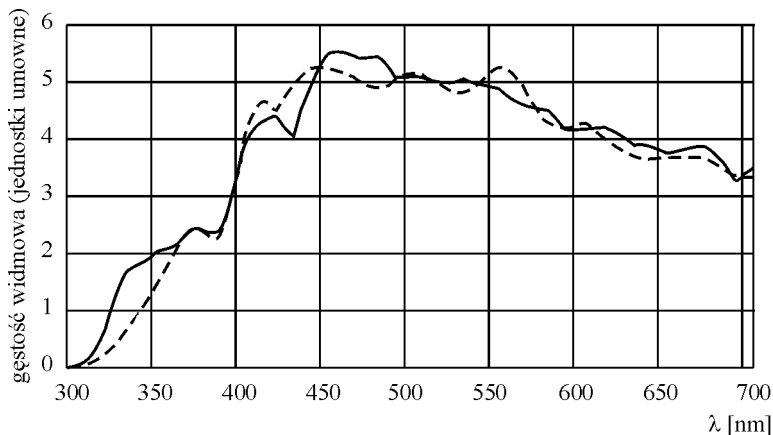
Rys. 2. Względny rozkład widmowy mocy $S(\lambda)$ iluminantu D_{65} i lampy ksenonowej:
——— D_{65} , - - - - - lampa ksenonowa



Rys. 3. Zagrożenie promieniowaniem niebieskim



Rys. 4. Zagrożenie promieniowaniem podczerwonym



Rys. 5. Względny rozkład widmowy iluminantu D_{65} i symulatora D_{65}

Jednakże, mimo dość wysokiej kategorii, skonstruowany w ten sposób symulator ma bardzo ograniczone możliwości stosowania. Ze względu na niski poziom emisji promieniowania przez żarówki, dodatkowo jeszcze osłabiony filtrami, oraz ze względu na ściśle ukierunkowanie wiązki w wąskim kącie nadaje się on do stosowania tylko w warunkach laboratoryjnych do badania barwy próbek o maksymalnej średnicy 5 cm i z bardzo bliskiej odległości od odbiornika (nieprzekraczającej 0,5 m).

5. Podsumowanie

Obecnie wszystkie międzynarodowe normy dotyczące zagadnień kolorimetrii i pomiaru barwy wymagają jako źródła oświetlającego iluminantu D_{65} . Jednocześnie problem powstania takiego źródła do tej pory nie został w wystarczającym stopniu rozwiązany.

Ze względu na omówione wyżej wady symulatora halogenowego w Laboratorium Zakładu Technik I Systemów Oświetlania Instytutu Elektrotechniki podjęto próbę zrealizowania symulatora światła dziennego D_{65} przez zastosowanie wysokoprężnych lamp wyładowczych – wieloskładnikowych (metalohalogenkowych). Lamy te ze względu na zachodzące w nich procesy fizyczne dają możliwość kształtowania ich rozkładu widmowego w zależności od potrzeb. Pierwsze próby wykonano na wysokoprężnych lampach z domieszkami dysprozu, rtęci, talu i cezu. Otrzymał symulator światła dziennego D_{65} kategorii BC. Dalsze prace nad tym zagadnieniem będą kontynuowane.

Literatura

- [1] **Mielicki J.:** *Zarys wiadomości o barwie*. Fundacja Rozwoju Polskiej Kolorystyki, Łódź, 1997.
- [2] Publikacja CIE nr 51 (TC-1.3) 1981. *A method for assessing the quality of daylight simulators for colorimetry*.
- [3] **Mc Camy C.S.:** *Simulation of daylight for viewing and measuring color*. Color res Appl. 1994.
- [4] **Powel I.:** *Quartz – halogen D_{65} simulation*. Appl. Opt. 1995, 34, 79-79-34.
- [5] **Powel I.:** *D_{65} simulation with a xenon arc*. Appl. Opt. 1996, 35, 6708-6713.
- [6] ACGIH: *Threshold Limit Values for Chemical and Physical Agents and Biological Exposure Indices*. Cincinnati, 1996.
- [7] *Biological effects of infrared radiation*. NIOSH technical report. Cincinnati, 1982.
- [8] **Hemka L., Mańk A., Piotrowski L.:** *Symulatory promieniowania dziennego w spektrometrycznych metodach wyznaczania barwy*. Materiały V krajowego Sympozjum Kolorymetrycznego KSK 2001, Szczyrk, maj 2001.
- [9] **Hemka L., Mańk A., Mańk B.:** *Uogólnione wzory na kategorię symulatora promieniowania dziennego*. Materiały V krajowego Sympozjum Kolorymetrycznego KSK 2001, Szczyrk, maj 2001.

STANDARD REQUIREMENTS FOR DAYLIGHT SIMULATORS D_{65} AND FACTORS OF ITS TECHNICAL REALIZATION

Summary: The problems concerned with daylight simulators type D_{Tc} , its evaluation methods as well as factors of its practical realization are discussed.

Key words: colorimetry, discharge lamps, illuminant D_{65}

Lucyna Hemka, Maciej Rafałowski

WPŁYW CHEMICZNEGO NAPEŁNIENIA I GEOMETRII JARZNIKA NA CHARAKTERYSTYKI WIDMOWE I EKSPLOATACYJNE WYSOKOPRĘŻNYCH LAMP WYŁADOWCZYCH

Streszczenie: Przedstawiono zależności pomiędzy chemicznymi i geometrycznymi charakterystykami jarznika lampy wyładowczej a własnościami promienistymi lampy.

Słowa kluczowe: lampy wyładowcze, kolorymetria, widmo emisyjne

1. Wprowadzenie

Przedmiotem niniejszego opracowania jest dyskusja nad wpływem doboru domieszek halogenków i wymiarów gabarytowych jarzników wysokoprężnych lamp wyładowczych na ich rozkłady widmowe i charakterystyki eksploatacyjne. Wysokoprężne lampy wyładowcze, tzw. lampy halogenkowe różnią się od wysokoprężnych lamp rtęciowych tym, że jarznik ich oprócz rtęci zawiera również domieszki w postaci jodków różnych pierwiastków. W czasie pracy takiej lampy molekuly pierwiastków chemicznych tworzące jej napełnienie ulegają jonizacji oraz wzbudzeniom co w efekcie prowadzi do emisji promieniowania, charakterystycznego dla danego pierwiastka. Rozkłady widmowe zależą również w znacznym stopniu od innego parametru plazmy, a mianowicie od ciśnień cząsteczkowych jej składników. Wiąże się to z kolei z rozkładem temperatury na jarzniku, a ten zależy ściśle od wymiarów geometrycznych jarznika.

2. Wpływ doboru halogenków na rozkłady widmowe i parametry eksploatacyjne lamp wyładowczych

Dobór domieszek, które mogą być wykorzystane w napełnieniu jarzników wysokoprężnych lamp wyładowczych, został obwarowany pewnymi warunkami.

Warunkiem podstawowym jest odpowiednia prężność par w temperaturze pracy lampy (ok. 1000 K). Oprócz tego domieszki powinny spełniać jeszcze dwa dodatkowe warunki:

- nie powinny ulegać rozpadowi w temperaturze, jaka jest przy ściankach jarznika,
- powinny ulegać rozpadowi w temperaturze, jaka jest w centrum łuku.

Jeżeli w łuku lampy panuje dostatecznie wysokie ciśnienie to zależność między ciśnieniem molekuł metalu, halogenu i związku halogenkowego w dowolnym lokalnym elemencie objętości przy temperaturze T wyraża się wzorem:

$$\frac{p_M p_x^n}{p_{Mx}} = k_p(T) \quad (1)$$

stała równowagi $k_p(T)$ jest silnie rosnącą funkcją temperatury, równą

$$k_0 \exp\left(\frac{-\Delta F^0}{RT}\right), \text{ gdzie } \Delta F^0 \text{ jest zmianą energii swobodnej reakcji, a } k_0 \text{ pewną}$$

stałą zależną od normalnych stanów substancji uczestniczących w reakcji.

Warunek trwałości związku w obszarze przy ściankach jarznika wyraża się wzorem:

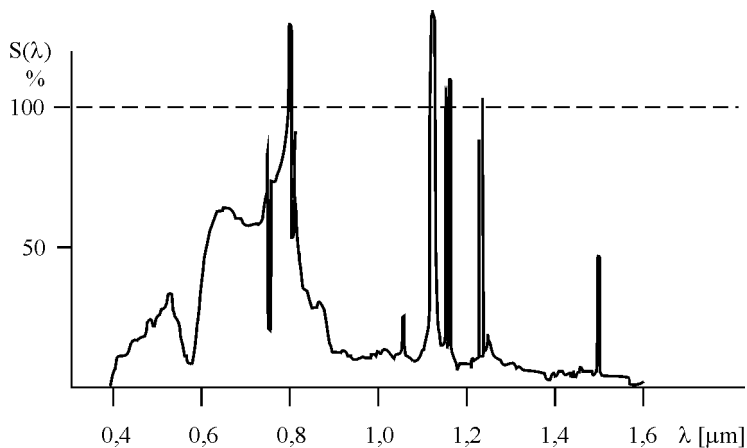
$$p_M = \frac{p_{va}(T_c)}{p_n^n} [KT_c] \leq p_{vM}(T) \quad (2)$$

Ponieważ prężność par niektórych metali może być bardzo niska, konieczne jest, aby wartość KT_c była mała. Oprócz tego spełnienie równania (2) sprzyja podwyższeniu prężności halogenku.

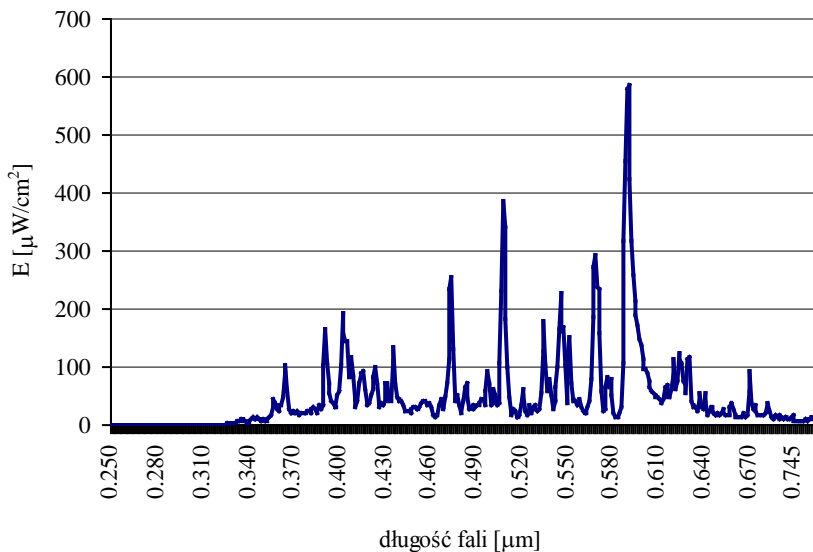
Pozornie wydaje się, że możliwe jest wykorzystanie jako domieszki prawie wszystkich pierwiastków tablicy Mendelejewa. W praktyce okazuje się, że wiele jodków jest nietrwałych w wymaganych temperaturach pracy, a niektóre mają zbyt niskie ciśnienie par. W efekcie można wyselekcjonować około 50 pierwiastków, które mogą być stosowane jako domieszki w lampach wyładowczych.

Jako domieszki można stosować jednocześnie dwa, trzy, cztery i więcej jodków, w zależności od wymaganego rozkładu widmowego.

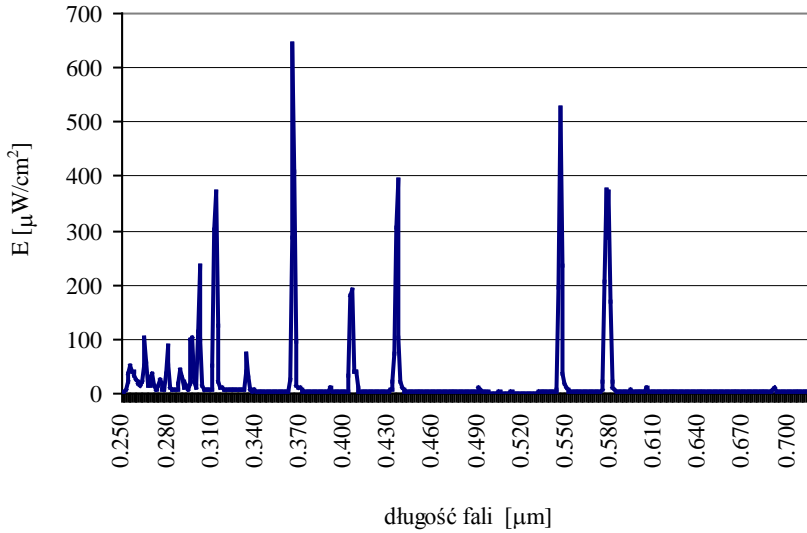
Na rysunkach od 1 do 5 przedstawiono przykłady różnych rozkładów widmowych lamp w zależności od rodzaju napełnienia jarznika.



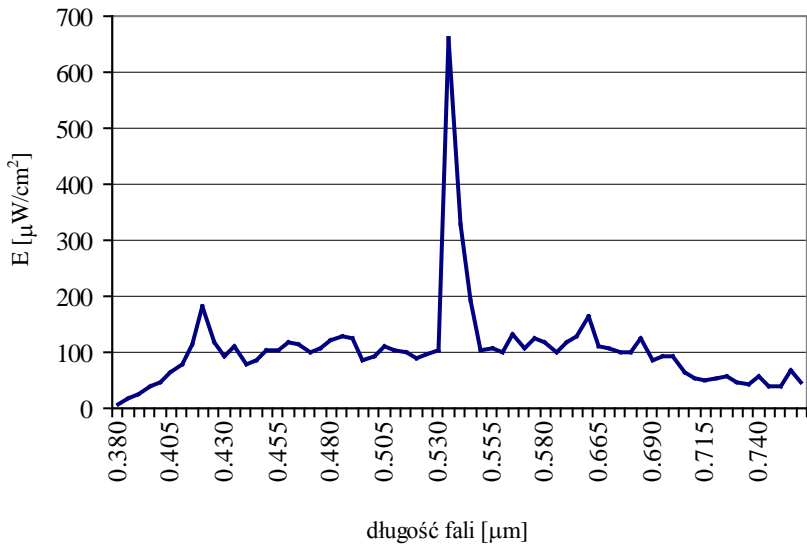
Rys. 1. Rozkład widmowy wysokoprężnej lampy sodowej



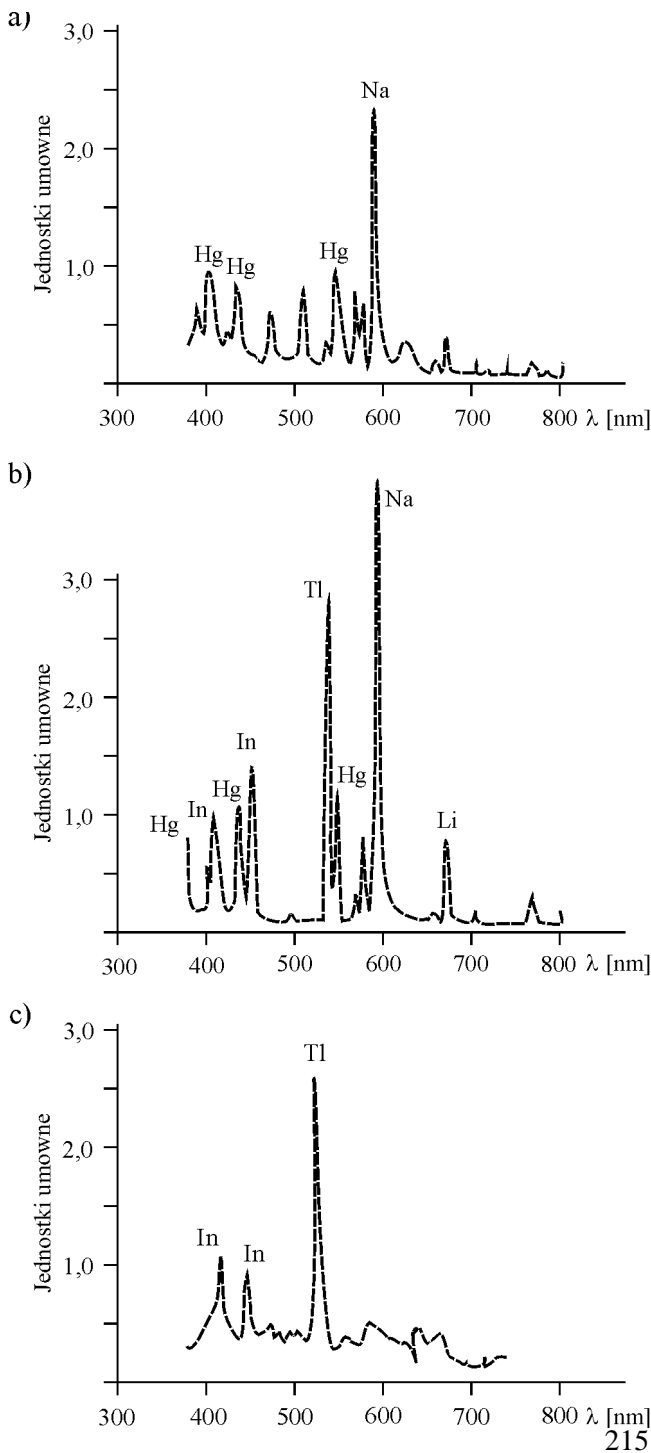
Rys. 2. Wysokoprężna lampa metalohalogenowa z domieszkami talu, indy, rtęci i sodu



Rys. 3. Wysokoprężna lampa rtęciowa



Rys. 4. Wysokoprężna lampa metalohalogenowa z domieszkami dysprozu, talu, rtęci i cezu



Rys. 5. Wysokoprężne lampy domieszkowane, oprócz rtęci, kolejno: a) indem, talem i dysprozem, b) indem, talem i sodem, c) skandem i sodem

Jednocześnie przy stosowaniu jodków jako domieszek pojawia się szereg problemów, które należy wziąć pod uwagę.

Jednym z nich jest zjawisko tzw. zwięzania się łuku i tym samym osłabienie stabilizującej roli ścianek jarznika. Pojawia się ono przy stosowaniu domieszek pierwiastków z dużą liczbą linii widmowych, mających dużą liczbę poziomów niskoenergetycznych – takich, że średnia wartość potencjału wzbudzenia jest zdecydowanie niższa od potencjału jonizacji. Poza zwięzieniem łuku powoduje to niepożądany wzrost napięcia na lampie.

Zapobiegać temu zjawisku można poprzez wprowadzenie do łuku jodków metali alkalicznych. Metale alkaliczne charakteryzują się niskimi potencjałami jonizacji, są więc źródłem dużej ilości swobodnych elektronów w niskotemperaturowych obszarach wyładowania. Ich ruch pod wpływem pola elektrycznego powoduje rozproszenie energii i wzrost temperatury łuku, co prowadzi do zwiększenia średnicy części wysokotemperaturowej.

Rozszerzenie łuku ma wpływ na przenoszenie i pochłanianie promieniowania. Promieniowanie powstające w centralnej części łuku, absorbowane jest w chłodniejszych obszarach, co sprzyja jego rozpraszaniu w postaci ciepła. Powoduje to wzrost prądu w zewnętrznych warstwach łuku, a to z kolei prowadzi do jeszcze większego rozpraszania energii i dalszego wzrostu temperatury. Następstwem tego jest to, że atomy z wywołanymi ciśnieniem rozszerzonymi liniami widmowymi wykazują znaczną absorpcję w środku linii spektralnej z jednoczesnym przeniesieniem energii na krańce linii.

Innym problemem jest zjawisko rozwarstwiania się łuku w lampach pracujących w pozycji poziomej. Związane jest ono z rodzajem stosowanego jodku, a ściślej mówiąc z wielkością jego masy cząsteczkowej w stosunku do masy atomowej rtęci. Efekt rozwarstwienia wywoływany jest przez dwa procesy. Pierwszy powodowany jest przez kondensację mniej lotnych jodków w dolnej części jarznika mającej niższą temperaturę. Prowadzi to do niedoboru jodków w górnej połowie jarznika. Drugim procesem jest termodyfuzja, przy której lżejsze domieszki gromadzą się w gorętszej, górnej części jarznika.

W praktyce zapobiega się temu zjawisku, stosując odpowiednią geometrię jarznika tzn. stosunek długości jarznika do jego średnicy musi być jak $(4\div 5):1$.

3. Wpływ geometrii jarznika na charakterystyki widmowe i eksploatacyjne lampy wyładowczej

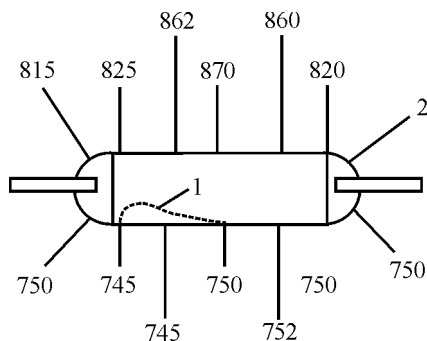
Ponieważ podstawowym czynnikiem wpływającym na parametry eksploatacyjne lampy wyładowczej jest rozkład temperatury w jej jarzniku, projektując jarz-

nik należy uwzględnić wszystkie czynniki zapewniające odpowiednią wartość temperatury.

Minimalna temperatura, zapewniająca wyparowanie domieszki jodku, wynosi zwykle 725÷750°C. Newralgicznym obszarem w jarzniku są jego końce. Nie należy dopuszczać do ich nadmiernego schłodzenia. W tym celu stosuje się dogrzewanie końców jarznika, przez stosowanie specjalnych pokryć ocieplających z dwutlenku cyrkonu lub złota, nanoszonych na zewnętrzne powierzchnie obszarów przy elektrodach. Pokrycia te dzięki wysokiemu współczynnikowi odbicia w obszarze podczerwieni odbijają promieniowanie ciepłe w kierunku wnętrza jarznika, zapobiegając nadmiernemu chłodzeniu.

Aby uzyskać optymalną prężność par jodku, należy zapewnić możliwie dużą powierzchnię warstwy kondensatu jodku wzdłuż bocznej ścianki powierzchni jarznika w postaci cienkiej warstewki zajmującej maksymalną powierzchnię.

Na rysunku 6 przedstawiono optymalny rozkład temperatury na powierzchni jarznika [2].



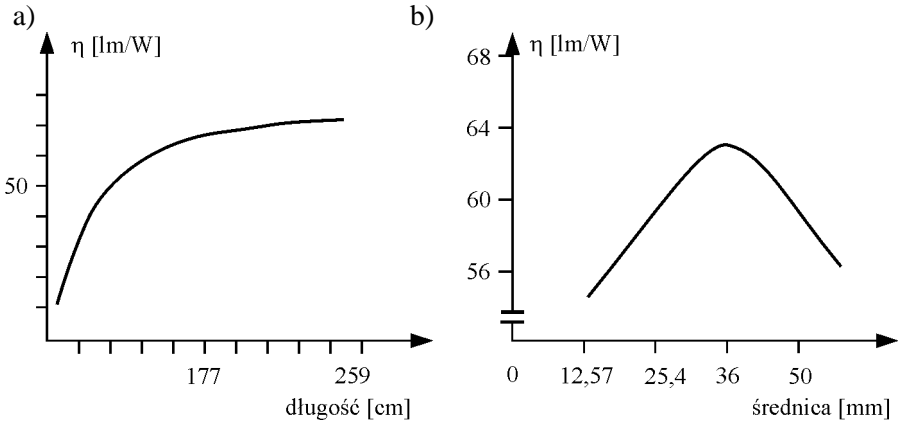
Rys. 6. Optymalny rozkład temperatury na jarzniku lampy niskoprężnej rtęciowej [stopnie Celcjusza]

Rysunek 7 przedstawia zależność ilości promieniowania opuszczającego łuk od wymiarów jarznika. Jest ona wprost proporcjonalna do jego długości (rys. 7a). Natomiast zależność od średnicy (rys. 7b) posiada wyraźne maksimum. Jej charakter jest wynikiem dwóch procesów zachodzących w plazmie wyładowania.

Część malejąca funkcji jest wynikiem zjawiska nazwanego w literaturze procesem „więzienia” linii widmowych. Proces ten wymaga szerszego omówienia.

Promieniowanie w plazmie jest skutkiem przejścia atomu ze stanu wzbudzonego do stanu podstawowego. Jednocześnie atom będący w stanie podstawowym może zaabsorbować foton i wykorzystać jego energię do przejścia w stan wzbudzony i ponownie wyemitować foton o tej samej długości fali. W procesie tym nie

występują straty energii, chociaż foton zanim opuści jarznik może być absorbowany i emitowany od 100 do 1000 razy.

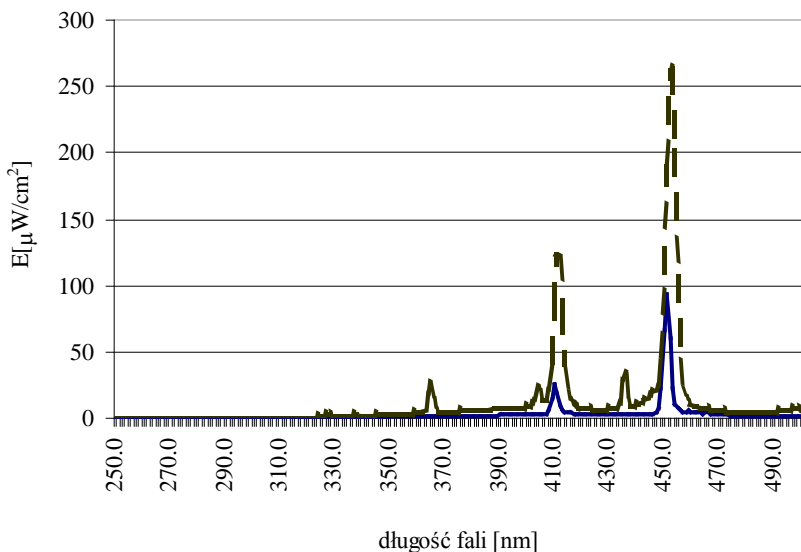


Rys. 7. Zależność skuteczności świetlnej lampy od długości i średnicy jarznika

Inaczej problem wygląda, jeżeli foton zostanie zaabsorbowany przez atom będący już w stanie wzbudzonym. Wówczas atom wzbudzi się energią fotonu do wyższego stanu i wyemituje foton o innej długości fali. Im dłużej foton nie może opuścić rurki wyładowania, tym większe jest prawdopodobieństwo pojawienia się linii o innych długościach fal.

Wzrost krzywej w obszarze mniejszych średnic związany jest ze wzrostem procesów rekombinacji par jon – elektron przy ściankach jarznika. Duża prędkość rekombinacji wywołuje z kolei szybszą jonizację, a to z kolei prowadzi do wzrostu temperatury elektronowej. Wysoka temperatura elektronowa oznacza proporcjonalne wzbudzenie odpowiedniego poziomu i zwiększenie emisji promieniowania.

Na rysunku 8 pokazano zmiany w widmowych rozkładach wysokoprężnej lampy wyładowczej, w której zmieniono wymiary gabarytowe jarznika (o jedną trzecią zwiększono jego długość, przy jednoczesnym zmniejszeniu średnicy o jedną trzecią).



Rys. 8. Zmiany rozkładów widmowych lampy wyładowczej wywołane zmianą wymiarów gabarytowych

4. Podsumowanie

Na podstawie przedstawionego materiału doświadczalnego i na podstawie przesłanek teoretycznych można stwierdzić, że w odniesieniu do lamp wyładowczych istnieje możliwość zewnętrznego wpływania na procesy fizyczne zachodzące w plazmie wyładowania, tak aby otrzymać wymagany rozkład widmowy lub inny parametr eksploatacyjny lampy.

Literatura

- [1] **Waymouth John F.:** *Electric discharge lamps*. Wyd. Energija Moskwa, 1977.
- [2] **Elembas W.:** *Light sources*. NV Philips Glühlampenfabriken Eindhoven, 1972.
- [3] **Meyer Ch., Nienhuis H.:** *Discharge lamps*. Gluwer Technische Bögen Deventer Antwerpen 1988
- [4] **Fromm D. C.:** *New developments in Na-Sc metal halide lamps*. J. Illumination Engl. Soc. 1994, nr 1.

THE INFLUENCE OF THE ARC HOUSING GEOMETRY AS WELL AS ITS CHEMICAL FILLER COMPOSITION ON THE SPECTRAL AND OPERATIONAL CHARACTERISTICS OF HIGH-PRESSURE DISCHARGE LAMPS

Summary: The relationships of chemical and geometrical parameters of discharge lamp arc and spectral characteristics of the lamp are shown. The influence of the halogen impurities selection as well as geometry of arc in high-pressure discharge lamps on its spectral characteristics and operational quality are discussed.

Key words: colorimetry, discharge lamps, spectral emission

Lucyna Hemka, Maciej Rafałowski

**SPOSOBY WYZNACZANIA PARAMETRÓW FIZYCZNYCH
PLAZMY WYSOKOCIŚNIENIOWEJ,
WARUNKUJĄCE PARAMETRY EKSPLOATACYJNE
LAMPY WYŁADOWCZEJ**

Streszczenie: Przedstawiono metody wyznaczania parametrów fizycznych lamp wyładowczych przy wykorzystaniu badania radialnego rozkładu temperatury w jarzniku lampy.

Słowa kluczowe: lampy wyładowcze, kolorymetria, wzorec światła dziennego D₆₅

1. Wprowadzenie

Metody badawcze procesów zachodzących w źródłach wyładowczych, prowadzące do określenia wielu parametrów fizycznych plazmy, opierają się głównie na metodach spektroskopii optycznej. Diagnostyczne metody spektroskopii optycznej są metodami nieniszczącymi i niezakłócającymi procesów zachodzących w plazmie podczas wyładowania. Pozwalają one na badanie tych samych lamp po różnych okresach eksploatacji. Metody spektroskopii optycznej można podzielić na metody spektroskopii emisyjnej, którymi badane jest promieniowanie wysyłane przez źródło światła, oraz metody spektroskopii absorpcyjnej, którymi bada się zjawiska zachodzące w wybranych obszarach plazmy na skutek pochłaniania promieniowania o ściśle określonej długości fali

Przedmiotem niniejszego artykułu są metody spektroskopii emisyjnej. Pozwalają one określić na podstawie badania kształtu linii emisyjnych wysyłanych przez plazmę radialny i osiowy rozkład temperatury w jarzniku $T(r)$. Z radialnego rozkładu temperatury wyznacza się radialny rozkład gęstości atomów $n(r)$ poszczególnych składników plazmy oraz ich ciśnienia parcjalne.

Celem niniejszego opracowania jest omówienie metod wyznaczania parametrów fizycznych (ciśnienia parcjalne składników plazmy, gęstości atomów w jarzniku), wysokoprężnych lamp wyładowczych z rozkładu temperatury w jarzniku lampy jako podstawowego czynnika opisującego stan energetyczny plazmy.

Jednym z podstawowych czynników warunkujących odpowiedni energetyczny rozkład widmowy promieniowania emitowanego przez plazmę jest rozkład temperatury wewnątrz jarznika. Wyróżnia się dwa rozkłady: rozkład radialny w łuku wylądowania oraz rozkład na wewnętrznej ściance jarznika. Z radialnego rozkładu temperatury można wyznaczyć radialny rozkład składników plazmy, ich stany energetyczne oraz spektralne moce promieniowania. Z rozkładu temperatury na wewnętrznej powierzchni jarznika wyznacza się temperaturę najchłodniejszego miejsca, niezbędną przy określaniu prężności par nasyconych domieszek, wprowadzonych do wnętrza lampy.

Radialny rozkład temperatury w jarzniku lampy można określić na podstawie badań zmian intensywności wzdłuż promienia jarznika:

- linii spektralnych optycznie wąskich,
- linii nierezonansowych odwróconych,
- linii rezonansowych odwróconych.

Do każdego z tych rodzajów linii można przyjąć inne podejście teoretyczne [6], [7], [8] pozwalające określić rozkład temperatury $T(r)$ wewnątrz jarznika, gdzie r jest promieniem jarznika.

W każdym przypadku zakłada się, że plazma ma symetrię cylindryczną oraz że w plazmie istnieje lokalna równowaga termodynamiczna.

Przy tych założeniach intensywność promieniowania I_λ wysyłanego z elementarnego obszaru jarznika o promieniu r wzdłuż wybranego kierunku x wyznacza się z równania transportu promieniowania [2] [6]:

$$\frac{dI_\lambda(x)}{d(x)} = E_\lambda(x) - k'(x) \cdot I_\lambda(x) \quad (1)$$

Po scałkowaniu powyższego równania po średnicy jarznika otrzymuje się:

$$I_\lambda(x) = \int_{-R}^{+R} E_\lambda(x) \cdot \exp\left\{-\int_x^R k'(x) \cdot dx\right\} dx \quad (2)$$

gdzie $E_\lambda(x)$ i $k'(x)$ - są odpowiednio współczynnikami emisji i absorpcji dla danego x i λ , a R promieniem jarznika.

2. Metody wyznaczania parametrów fizycznych lamp wyładowczych z rozkładu temperatury na jarzniku

W widmie promieniowania wysyłanego przez wysokoprężne lampy wyładowcze występują linie optycznie wąskie, dla których część absorpcyjna we wzorze (2) jest do pominięcia, ponieważ linie te nie są absorbowane przez plazmę, oraz linie optycznie szerokie, w których zasadniczą rolę odgrywają procesy absorpcji. Wśród linii optycznie szerokich rozróżniamy linie rezonansowe oraz linie nierezonansowe. Obydwa te rodzaje linii charakteryzują się bardzo dużym współczynnikiem absorpcji w centrum linii i małym na zboczach linii rezonansowej (powoduje to efekt małej intensywności w środku linii w porównaniu z jej brzegami linii, czyli specyficzny efekt inwersji rozkładu intensywności linii rezonansowej, przykład przedstawiono na rysunku 2 w dalszej części tego artykułu).

Szczególne znaczenie dla określenia parametrów fizycznych plazmy w lampach metalohalogenkowych ma badanie linii optycznie wąskich. Metoda polega na pomiarze intensywności wybranej linii optycznie wąskiej, z której określa się radialny rozkład temperatury w jarzniku lampy. Matematycznie zagadnienie sprowadza się do rozwiązywania równania (2) transportu promieniowania w plazmie, w którym pomija się część absorpcyjną.

Rozkład intensywności optycznie wąskiej linii obserwowanej wzdłuż wybranego kierunku x określa się z wyrażenia:

$$I_{\lambda}(y) = \frac{\sqrt{R^2 - y^2}}{-\sqrt{R^2 - y^2}} \int E_{\lambda}(r) dy \quad (3)$$

w którym emisyjność E_{λ} wyraża się wzorem

$$E_{\lambda}(r) = \frac{h\nu}{c^2} \cdot \frac{A_{kl} \cdot g_k}{Z} \cdot n(r) \cdot \exp(-E_k / kT) P_e(\lambda) \quad (4)$$

gdzie:

- $h\nu$ – energia emitowanego kwantu promieniowania,
- A_{kl} – prawdopodobieństwo przejścia,
- g_k – waga statystyczna danego poziomu,
- Z – funkcja podziału równa wadze poziomu podstawowego,
- E_k – energia stanu wzbudzonego,
- k – stała Boltzmana,
- $P_e(\lambda)$ – funkcja opisująca kształt linii.

W celu wyznaczenia radialnego rozkładu temperatury należy rozwiązać wzór (3). Wygodniej można tego dokonać po przekształceniu do innej postaci. Do całki tego typu stosuje się tzw. przekształcenie Abela, pozwalające wyznaczyć emisyjność $E_{\lambda}(r)$ jako funkcję intensywności $I_{\lambda}(y)$, a mianowicie

$$E_{\lambda}(r) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_r^R \frac{dI_{\lambda}(y)}{dy} \cdot \frac{dy}{\sqrt{y^2 - r^2}} \quad (5)$$

Całkę tego typu rozwiązuje się metodami numerycznymi. Procedura obliczeniowa polega na wygładzaniu danych doświadczalnych metodą najmniejszych kwadratów, wyliczeniu współczynników szeregu Legendre'a a następnie wyznaczeniu $E_{\lambda}(r)$ dla każdego r . Otrzymane wartości wstawiamy do wyrażenia (4) i obliczamy radialny rozkład temperatury. W wyrażeniu (4) występuje wielkość zmienna ze zmianą położenia y a mianowicie $n(r)$ – będąca rozkładem gęstości badanego składnika plazmy.

Rozkład gęstości tego składnika związany jest z ciśnieniem parcjalnym wyrażeniem:

$$p = kT(r)n(r) \quad (6)$$

Omówiona powyżej metoda wyznaczania rozkładu radialnego temperatury może być stosowana tylko w przypadkach, gdy znane jest ciśnienie parcjalne badanego składnika plazmy. Nadaje się na przykład do badania rozkładu temperatury w lampach metalohalogenkowych, w których ciśnienie par rtęci wyznacza się z dozy rtęci wprowadzonej do jarznika. Oczywiście poza wielkością dozy potrzebna jest również znajomość temperatury najchłodniejszego miejsca w jarzniku oraz objętość między elektrodami. Temperaturę najchłodniejszego miejsca w jarzniku wyznacza się metodą np. pirometryczną.

Gdy nie potrafimy określić ciśnienia żadnego składnika plazmy, a w spektralnym rozkładzie energetycznym emitowanego przez źródło promieniowania występują dla jednego składnika plazmy dwie linie optycznie wąskie nienależące do tego samego multipletu, stosuje się inną procedurę obliczeniową. A mianowicie metodą najmniejszych kwadratów wygładza się dane eksperymentalne dla obu linii i oblicza wartości $E_{\lambda}(r)$ dla każdej linii. Dla każdego r wyznacza się iloraz:

$$\frac{E_{\lambda 1}(r)}{E_{\lambda 2}(r)} = \frac{(A_{kl}g_k)}{(A_{mn}g_m)} \exp\left\{-\frac{E_m - E_k}{kT(r)}\right\} \quad (7)$$

i z niego wyznacza wartości $T(r)$. Z otrzymanego rozkładu radialnego temperatury wyznacza się gęstość atomów $n(r)$ tego składnika plazmy, w którego widmie występują linie optycznie wąskie.

Otrzymany powyższą metodą rozkład gęstości atomów rtęci jest pomocny przy analizowaniu linii optycznie szerokich, wykazujących inwersję rozkładu intensywności. Ponieważ zjawisko to dla tych linii widmowych jest wynikiem zderzeń pomiędzy atomami badanego składnika a atomami rtęci, odległość pomiędzy maksimami dla badanego składnika $\Delta\lambda$ jest proporcjonalna do średniej gęstości atomów rtęci

$$n_{Hg} = \frac{1}{2R} \int_{-R}^R n(r) dr = \frac{1}{2R} P_{Hg} \int_{-R}^R \frac{1}{T(r)} dr \quad (8)$$

i średniej gęstości rozpatrywanego składnika n_x

$$\Delta\lambda_{\max} = \text{const } n_x^\alpha n_{Hg}^\beta R^\gamma \quad (9)$$

gdzie:

R – promień jarznika,

α, β, γ – stałe, których wartość zawiera się w granicach 0,5 do 0,7.

3. Eksperymentalne wyznaczanie parametrów fizycznych lampy wysokopięrnej

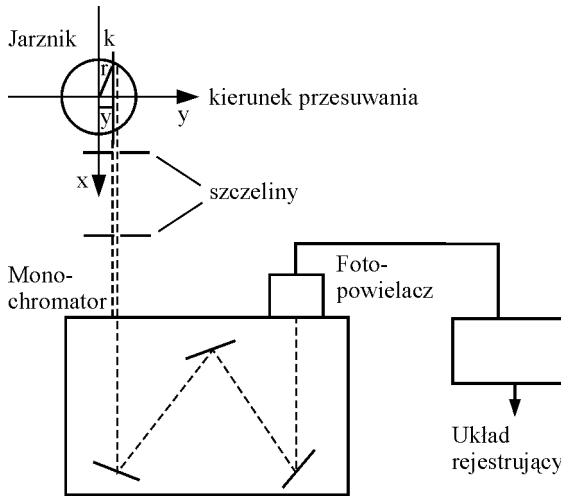
Przedmiotem eksperymentu była wysokopięrna lampa sodowa 400 W. Do wyznaczenia radialnego rozkładu temperatury w lampie wykorzystano metodę badania zmian natężenia optycznie szerokich linii nierezonansowych o długości fal $\lambda = 569 \text{ nm}$ i $\lambda = 819 \text{ nm}$.

Pomiary wykonano metodą spektroskopii emisyjnej w układzie przedstawionym na rysunku 1.

Radialny rozkład temperatury obliczono ze stosunku intensywności obu tych linii, wykonując pomiary intensywności promieniowania wzdłuż promienia jarznika.

Temperaturę ścianki jarznika określono poprzez pomiar intensywności promieniowania dubletu sodowego 588,995 nm i 589,595 nm, zakładając że promieniowanie wysyłane przez lampę w tym obszarze ma rozkład taki jak promieniowanie ciała doskonale czarnego. Wtedy na zewnątrz jarznika wydostaje się promieniowanie emitowane tylko z obszarów przy ściankach jarznika lampy. Mierząc

bezwzględną intensywność tego promieniowania można wyznaczyć temperaturę w bezpośrednim sąsiedztwie ścianki.



Rys. 1. Schemat układu pomiarowego

Znając temperaturę wzdłuż osi jarznika oraz temperaturę jego ścianki można określić ciśnienie par sodu. Linia rezonansowa sodu jest linią wykazującą silny efekt inwersji rozkładu intensywności w wyniku zjawisk absorpcji (rys. 2), a jej boczne maksima rozsuwają się na zewnątrz w stosunku do środka, w kierunku fal krótszych i dłuższych, w zależności od ciśnienia par sodu i ręki oraz od wartości promienia jarznika. Aby określić ciśnienie par sodu należy rozwiązać równanie transportu promieniowania dla maksimum krótkofalowego; po przekształceniach matematycznych otrzymujemy wyrażenie na ciśnienie par sodu:

$$p_{Na} = 3,0335 \frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_{max B}} R^{-\frac{1}{2}} \left\{ \frac{1}{2T_C T_S} + \left[\frac{1}{4T_C^2 (T_C - T_S)^{\frac{1}{2}}} \ln \left(\frac{T_C^{\frac{1}{2}} + (T_C - T_S)^{\frac{1}{2}}}{T_C^{\frac{1}{2}} - (T_C - T_S)^{\frac{1}{2}}} \right) \right]^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (10)$$

Jeżeli $\Delta\lambda_B$, $\lambda_{max B}$ i R wyrażone są w centymetrach, a T_C i T_S w kelwinach, to ciśnienie par sodu wyrażone będzie w torach.

Ponieważ wzrost asymetrii długofalowego maksimum rozkładu intensywności linii sodu związany jest z oddziaływaniem atomów sodu z atomami rtęci, można założyć, że oddziaływania te są oddziaływaniami Van der Waalsa. Wtedy profil linii długofalowego maksimum rozkładu intensywności linii sodu można przedstawić w następujący sposób:

$$p_v(x) = \frac{1}{2\pi} \frac{\gamma + \gamma_6}{(v - v_{0i} - \Delta_6)^2 + \left[\frac{1}{2}(\gamma + \gamma_6) \right]^2} \quad (11)$$

gdzie λ_6 i Δ_6 są odpowiednio poszerzeniem i przesunięciem Van der Waalsa.

Po odpowiednich przekształceniach matematycznych i założeniu, że $P_{Hg} = \alpha P_{Na}$ prowadzi to do wyrażenia na przesunięcie maksimum w kierunku długofalowej części widma, z którego następnie wyznacza się ciśnienie par rtęci:

$$P_{Hg} = \left[\left(\frac{\lambda_{\max R}}{\lambda_{\max B}} \right)^2 - 1 \right] 38 P_{Na} \quad (12)$$

Następnym krokiem przy wyznaczaniu parametrów fizycznych lampy jest określenie radialnego rozkładu gęstości poszczególnych składników plazmy. Oblicza się go z zależności:

$$n_i(x) = \frac{P_i}{kT(x)} \quad (13)$$

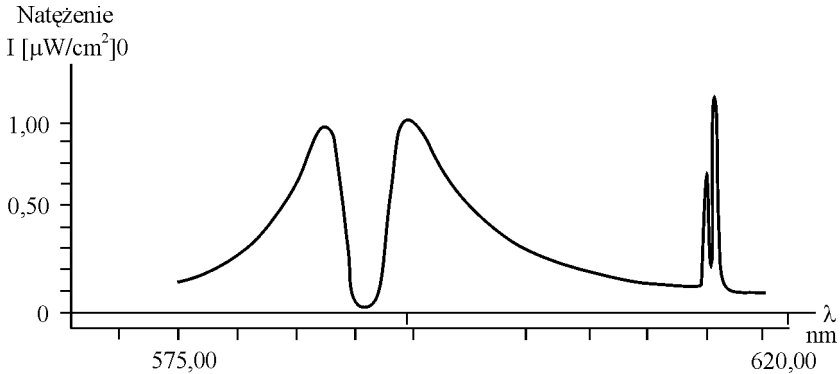
Średnią gęstość elektronów oblicza się opierając się na założeniu, że gęstość elektronów n_e równa jest średniej gęstości jonów n_j . Wtedy

$$\frac{n_e}{n} = \frac{Z_i(T)}{Z(T)} \left(\frac{2\pi m_e}{h} \right)^{3/2} (kT)^{3/2} \exp\left(-\frac{E_j}{kT} \right) \quad (14)$$

gdzie:

- $Z_i, Z(T)$ – funkcje podziału dla jonu i atomu w stanie podstawowym,
- m_e – masa elektronu,
- E_j – energia jonizacji,
- n – gęstość atomów w stanie podstawowym, równa p/kT .

Znajomość gęstości elektronów pozwala na wyliczenie przewodności właściwej plazmy, gdy znane są przekroje czynne na oddziaływanie elektronów z poszczególnymi składnikami plazmy, a to w konsekwencji prowadzi do określenia gradientu potencjału w łuku lampy.



Rys. 2. Rezonansowa linia D-sodu z efektem inwersji rozkładu intensywności powstającym wskutek zjawisk absorcyjnych

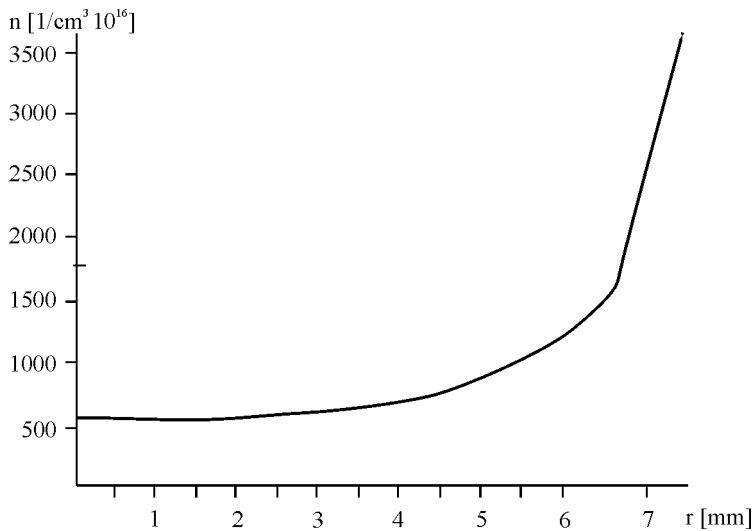
Uzyskane wyniki temperatury na osi wyładowania T_o [K], temperatury ścianki jarznika T_s [K], sodu P_{Na} [Tr] i ciśnienie par rtęci P_{Hg} [Tr] oraz gęstości elektronów n_e [$1/cm^3$] dla 6 sztuk wysokoprężnych lamp sodowych 400 W zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1.

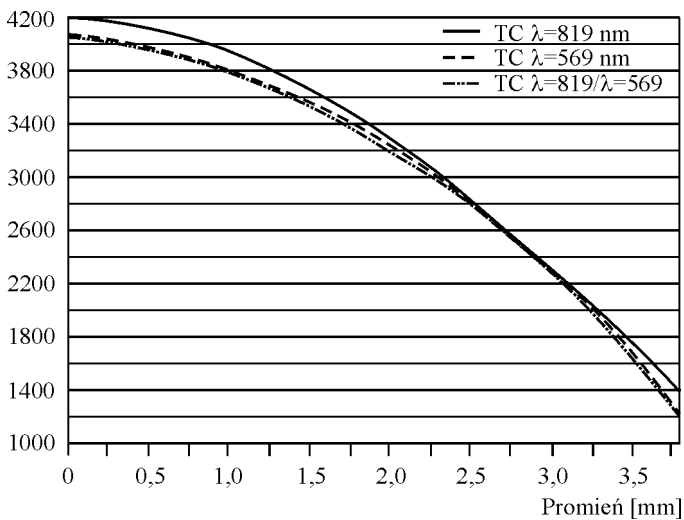
Temperatura i ciśnienie poszczególnych składników plazmy oraz gęstość elektronów w lampach sodowych 400 W

Nr lampy	T_o [K]	T_s [K]	P_{Na} [Tr]	P_{Hg} [Tr]	n_e [$1/cm^3$]
1	3785	1350	85,5	$1,367 \times 10^3$	$1,1 \times 10^{14}$
2	3880	1460	100,3	$2,156 \times 10^3$	$1,47 \times 10^{14}$
3	4130	1420	111,0	$1,781 \times 10^3$	$2,54 \times 10^{14}$
4	4220	1500	137,0	$1,07 \times 10^3$	$3,33 \times 10^{14}$
5	4080	1350	136,0	$6,05 \times 10^3$	$2,56 \times 10^{14}$
6	4220	1317	136,0	$3,101 \times 10^3$	$3,32 \times 10^{14}$

Na rysunkach 3 i 4 przedstawiono: rozkład gęstości atomów i radialny rozkład temperatury w jarzniku w funkcji średnicy jarznika



Rys. 3. Rozkład gęstości atomów w funkcji średnicy jarznika



Rys. 4. Radialny rozkład temperatury w funkcji średnicy jarznika

4. Podsumowanie

Badając lampy wyładowcze metodami spektroskopii emisyjnej można otrzymać interesujące informacje, dotyczące właściwości plazmy wyładowania. Można stwierdzić, że wiele parametrów fizycznych charakteryzujących plazmę zależy ściśle od rozkładu temperatury panującej w jarzniku lampy wyładowczej.

Informacje te mają istotne znaczenie w diagnozowaniu lamp oraz w pracach konstruktorskich i technologicznych. Przewiduje się kontynuowanie tych prac w celu opracowania metody zamierzonych modyfikacji charakterystyki emisyjnej lamp wyładowczych.

W pracy wykorzystano wyniki eksperymentów, opublikowane w sprawozdaniu COBR – Polam [5] przez p. dr Magdalenę Jagusztyn – Buze.

Literatura

- [1] Ten Sen Jen, M.F.Hoyanx, L.S. Frost - J. Quant. Spectrosc. Radiant. Transfer 9, 1969.
- [2] W. Lochte – Hotgreven „Plasma diagnostic” rozdz.3, Akademic Press, New York, 1965.
- [3] J.A.J.M. van Vliet, J.J. de Groot „The influence of wall temperature on luminous efficacy of high pressure sodium lamps” IEE Proc. 128.1981.
- [4] G. Traving „Plasma diagnostics” rozdz. 2, Akademic Press, New York, 1965.
- [5] Sprawozdanie COBR Polam nr 729 i nr 772 M. Jagusztyn – Buze –1986 i 1990.
- [6] J.Richter „Plasma Diagnostics” rozdz.1, Akademic Press, New York, 1965.
- [7] Ozaki „J.Quant. Spectrosc.Radiant.Transfer” 71 1971 str 1463 i 1111.
- [8] J.J.de Groot, A.G.Jack „J. Quant. Spectrosc.Radiant. Transfer” vol 13, 1983.

METHODS OF ESTIMATION OF HIGH TEMPERATURE PLASMA PARAMETERS DETERMINING THE EXPLOITATION PARAMETERS OF DISCHARGE LAMPS

Summary: Methods of estimation of physical parameters of discharge lamps based on testing of radial temperature distribution in the arc housing are shown and discussed. The possibility of intentional changing of spectral characteristic lamps by modifying of its working parameters is considered.

Key words: discharge lamps, colorimetry, day light standard D₆₅

Jan Dorosz, Adam Nikołajew

ROZKŁAD PRZESTRZENNY MOCY PROMIENIOWANIA ŚWIATŁOWODU JEDNOMODOWEGO

Streszczenie: Rozważono cylindryczny światłowod jednomodowy o skokowej zmianie współczynnika załamania światła. Rozkład pola elektrycznego i magnetycznego w rdzeniu został przedstawiony jako superpozycja liniowo spolaryzowanych fal płaskich. Rozpatrzono zjawiska załamania tych fal na powierzchni czołowej światłowodu. W efekcie otrzymano zależności opisujące rozkład przestrzenny mocy promieniowania emitowanego przez tę powierzchnię oraz wyznaczono ten rozkład dla przykładowych światłowodów.

Słowa kluczowe: światłowod jednomodowy, skokowa zmiana współczynnika załamania światła, liniowo spolaryzowana fala płaska, rozkład przestrzenny mocy promieniowa

1. Wstęp

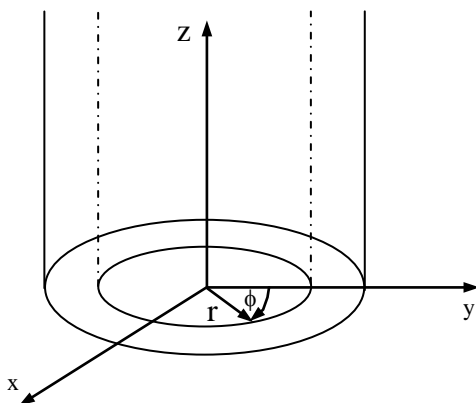
W przypadku podstawowego do niedawna zastosowania światłowodów, tj. w telekomunikacji, nie musimy w zasadzie znać rozkładu przestrzennego mocy emitowanej przez powierzchnię czołową włókna. Ze względu na to, że powierzchnia detektora promieniowania jest wielokrotnie większa od powierzchni czoła światłowodu, zakładano, że całe emitowane przez tę powierzchnię promieniowanie elektromagnetyczne pada na powierzchnię detektora, a rozkład przestrzenny mocy tego promieniowania jest nieistotny. Coraz powszechniejsze zastosowanie światłowodów w innych dziedzinach techniki, na przykład w technice świetlnej sprawia, że znajomość tego rozkładu staje się konieczna. Ta praca stanowi próbę wyznaczenia rozkładu gęstości mocy promieniowania emitowanego przez powierzchnię czołową światłowodu jednomodowego. Przyjęto następujące założenia:

1. Rozpatrzono cylindryczny światłowod o częstotliwości znormalizowanej $V < 2,405$ o skokowej zmianie współczynnika załamania światła, a także o współczynnikach załamania światła w rdzeniu n_1 oraz w płaszczu n_2 .
2. Założono na tyle dużą długość włókna, aby można było pominąć stany nieustalone we wnętrzu światłowodu, i na tyle małą, aby można było pominąć tłumienie.

3. Rozważono promieniowanie monochromatyczne o pulsacji ω .
4. Powierzchnia czołowa światłowodu jest płaska.
5. Rozpatrzono jedynie promieniowanie rdzenia światłowodu, zakładając, że promieniowanie płaszczka stanowi niewielką część promieniowania całego włókna.
6. Punktem wyjścia do obliczeń jest znajomość rozkładu pola elektromagnetycznego wewnątrz światłowodu.

2. Rozkład pola elektromagnetycznego wewnątrz światłowodu

Rozkład pola elektromagnetycznego wewnątrz rdzenia światłowodu cylindrycznego o skokowej zmianie współczynnika załamania światła można wyznaczyć na podstawie równań Maxwella, zapisanych we współrzędnych cylindrycznych (r, φ, z) (rys. 1).



Rys. 1. Układ współrzędnych cylindrycznych (r, φ, z)

$$\begin{aligned} \nabla \times E &= -\mu_0 \cdot \frac{\partial H}{\partial t} \\ \nabla \times H &= \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_1 \cdot \frac{\partial E}{\partial t} \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

\mathbf{E} – wektor natężenia pola elektrycznego wewnątrz rdzenia

\mathbf{H} – wektor natężenia pola magnetycznego wewnątrz rdzenia

μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni

ε_0 – przenikalność dielektryczna próżni

ε_1 – przenikalność dielektryczna rdzenia.

Rozwiązaniem układu równań Maxwella (1) we współrzędnych cylindrycznych dla światłowodu o częstotliwości znormalizowanej V , określonej zależnością:

$$V = \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \cdot \sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_2} \quad , \quad (2)$$

gdzie:

a – promień rdzenia,

λ – długość fali promieniowania w próżni,

są następujące zależności [1], [2]:

$$E_{z1} = J_1(u \cdot r) \cdot \cos \varphi \cdot \exp j(\omega \cdot t - \beta \cdot z) \quad (3)$$

$$H_{z1} = \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot G_1 \cdot J_1(u \cdot r) \cdot \sin \varphi \cdot \exp j(\omega \cdot t - \beta \cdot z) \quad (4)$$

$$E_{r1} = -\frac{j}{u} \cdot \left[\beta \cdot J_1'(u \cdot r) + k_1 \cdot G_1 \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \cos \varphi \cdot \exp j(\omega t + \beta \cdot z) \quad (5)$$

$$E_{\varphi 1} = \frac{j}{u} \cdot \left[k_1 \cdot G_1 \cdot J_1'(u \cdot r) + \beta \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \sin \varphi \cdot \exp j(\omega t + \beta \cdot z) \quad (6)$$

$$H_{r1} = -\sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot \frac{j}{u} \cdot \left[\beta \cdot G_1 \cdot J_1'(u \cdot r) + k_1 \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \sin \varphi \cdot \exp j(\omega \cdot t + \beta \cdot z) \quad (7)$$

$$H_{\varphi 1} = -\sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot \frac{j}{u} \cdot \left[k_1 \cdot J_1'(u \cdot r) + \beta \cdot G_1 \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \cos \varphi \cdot \exp j(\omega t + \beta \cdot z) \quad (8)$$

gdy mod ma polaryzację x , oraz:

$$E_{z1} = J_1(u \cdot r) \cdot \sin \varphi \cdot \exp j(\omega \cdot t - \beta \cdot z) \quad (9)$$

$$H_{z1} = -\sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot G_1 \cdot J_1(u \cdot r) \cdot \cos \varphi \cdot \exp j(\omega \cdot t - \beta \cdot z) \quad (10)$$

$$E_{r1} = -\frac{j}{u} \cdot \left[\beta \cdot J_1'(u \cdot r) + k_1 \cdot G_1 \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \sin \varphi \cdot \exp j(\omega t + \beta \cdot z) \quad (11)$$

$$E_{\varphi 1} = \frac{j}{u} \cdot \left[-k_1 \cdot G_1 \cdot J_1'(u \cdot r) - \beta \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \cos \varphi \cdot \exp j(\omega t + \beta \cdot z) \quad (12)$$

$$H_{r1} = -\sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot \frac{j}{u} \cdot \left[-\beta \cdot G_1 \cdot J_1'(u \cdot r) - k_1 \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \cos \varphi \cdot \exp j(\omega t + \beta \cdot z) \quad (13)$$

$$H_{\varphi 1} = -\sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot \frac{j}{u} \cdot \left[k_1 \cdot J_1'(u \cdot r) + \beta \cdot G_1 \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \right] \cdot \sin \varphi \cdot \exp j(\omega t + \beta \cdot z) \quad (14)$$

gdymod ma polaryzację y.

W równaniach (3)÷(14) zastosowano następujące oznaczenia:

E_{r1} , $E_{\varphi 1}$, E_{z1} – składowe wektora natężenia pola elektrycznego w rdzeniu,

H_{r1} , $H_{\varphi 1}$, H_{z1} – składowe wektora natężenia pola magnetycznego w rdzeniu,

$J_1(u \cdot r)$ – funkcja Bessela pierwszego rodzaju 1 rzędu,

$J_1'(u \cdot r)$ – pochodna funkcji $J_1(u \cdot r)$ względem zmiennej $u \cdot r$,

β – stała propagacji fali wzdłuż osi z,

k_1 – stała propagacji fali o długości λ w dielektryku o współczynniku załamania światła n_1 .

Występująca w rozwiązaniach równań Maxwella wielkość u wynika z rozwiązania układu równań [1], [3]:

$$\begin{aligned} (x + y) \cdot (x + s \cdot y) &= (X_1 + Y_1) \cdot (X_1 + s \cdot Y_1) \\ V^2 &= (u \cdot a)^2 + (w \cdot a)^2 \end{aligned} \quad (15)$$

w którym:

$$\begin{aligned}
 x &= \frac{1}{(u \cdot a)^2} \\
 y &= \frac{1}{(w \cdot a)^2} \\
 X_1 &= \frac{J_1'(u \cdot a)}{u \cdot a \cdot J_1(u \cdot a)} \quad . \\
 Y_1 &= \frac{K_1'(w \cdot a)}{w \cdot a \cdot K_1(w \cdot a)} \\
 s &= \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}
 \end{aligned} \tag{16}$$

W jednym z równań (16) $K_1(w \cdot a)$ oznacza zmodyfikowaną funkcję Bessela drugiego rodzaju pierwszego rzędu, a $K_1'(w \cdot r)$ jej pochodną względem zmiennej $w \cdot r$. Wielkość G_1 w równaniach (3)÷(14) oblicza się z zależności:

$$G_1 = \sqrt{\frac{X_1 + s \cdot Y_1}{X_1 + Y_1} \cdot \frac{x + y}{x + s \cdot y}} \tag{17}$$

Rozwiązanie numeryczne równań (15) oraz skorzystanie z zależności:

$$\beta = \sqrt{k_1^2 - u^2} \tag{18}$$

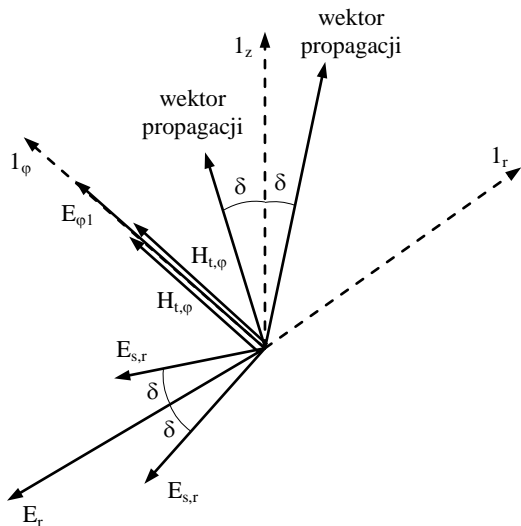
pozwała na określenie rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego wewnątrz rdzenia światłowodu.

3. Rozkład pola w rdzeniu jako superpozycja fal płaskich

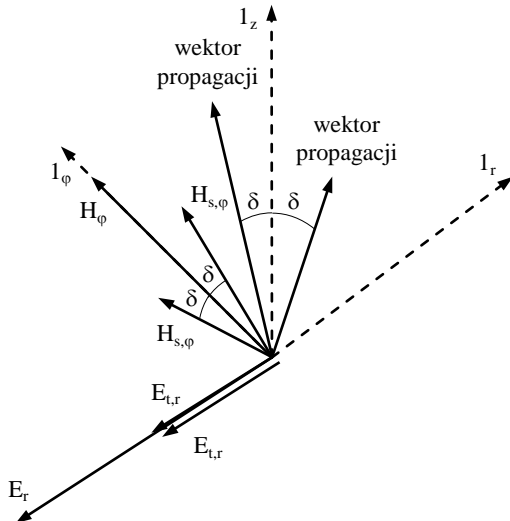
Wyznaczony powyżej rozkład pola elektromagnetycznego wewnątrz światłowodu jest wystarczający do określenia jego właściwości transmisyjnych, nie daje natomiast pełnego obrazu zjawisk fizycznych zachodzących we wnętrzu włókna. Ponieważ prędkość rozchodzenia się fali wzdłuż osi „z”, wynikająca ze stałej propagacji β , jest mniejsza niż prędkość fali w dielektryku o współczynniku załamania światła n_1 , rzeczywiste fale wewnątrz światłowodu poruszają się z prędkością c/n_1 pod kątem δ względem jego osi, przy czym:

$$\delta = \arccos \frac{\beta}{k_1} . \quad (19)$$

a)



b)



Rys. 2. Składowe E_{r1} i $H_{\phi1}$ jako superpozycja fal płaskich: a) biegnących w płaszczyźnie osiowej, b) biegnących w płaszczyźnie prostopadłej do płaszczyzny osiowej

wej: $\mathbf{1}_r, \mathbf{1}_\varphi, \mathbf{1}_z$ – wersory poszczególnych osi układu
współrzędnych cylindrycznych

Rozkład pola elektromagnetycznego we wnętrzu rdzenia zostanie więc przedstawiony jako superpozycja spolaryzowanych liniowo fal płaskich, padających pod kątem δ na przekrój poprzeczny rdzenia.

Para składowych E_{r1} oraz $H_{\varphi1}$ zostanie zastąpiona przez 4 fale płaskie, z których dwie poruszają się w płaszczyźnie przekroju osiowego rdzenia, ich wektory natężenia pola magnetycznego $H_{t,\varphi}$ są spolaryzowane w płaszczyźnie przekroju poprzecznego włókna, a wektory natężenia pola elektrycznego $E_{s,r}$ tworzą z wektorem E_{r1} kąt δ (rys 2a). Dwie pozostałe biegną w płaszczyźnie prostopadłej do przekroju osiowego, ich wektory natężenia pola elektrycznego $E_{t,r}$ są spolaryzowane w płaszczyźnie przekroju poprzecznego, a wektory natężenia pola magnetycznego $H_{s,\varphi}$ tworzą z wektorem $H_{\varphi1}$ kąt δ (rys. 2b). Z rysunku 2 wynika, że:

$$\begin{aligned} E_{r1} &= 2 \cdot E_{s,r} \cdot \cos \delta + 2 \cdot E_{t,r} \\ H_{\varphi1} &= 2 \cdot H_{s,\varphi} \cdot \cos \delta + 2 \cdot H_{t,\varphi} \end{aligned} \quad (20)$$

Po rozwiązaniu układu równań (20), podstawieniu równań (5) i (8), oraz uwzględnieniu, że:

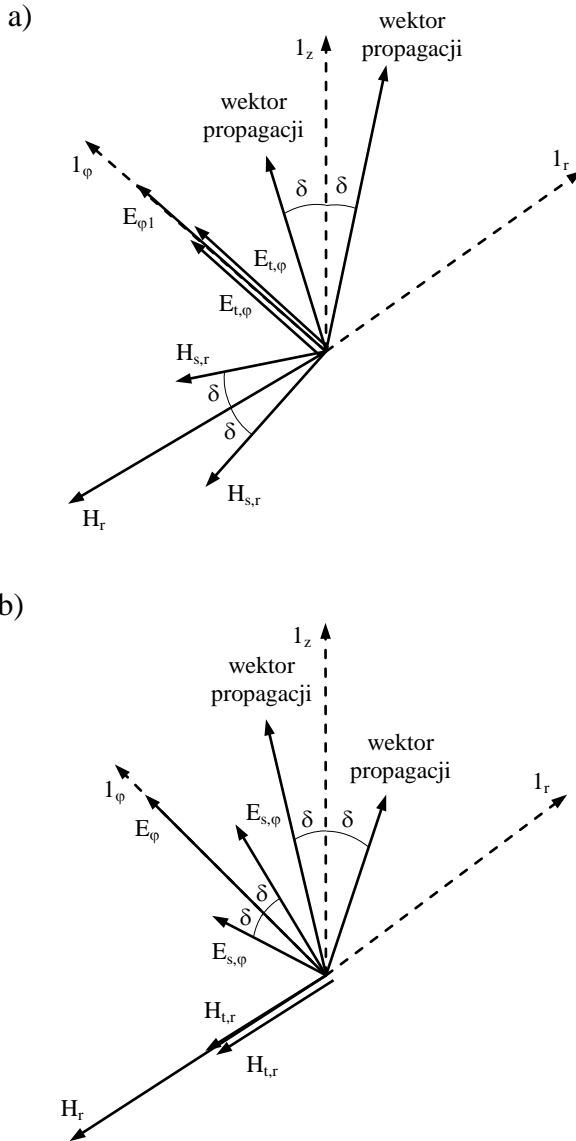
$$\begin{aligned} H_{s,\varphi} &= E_{t,r} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \\ H_{t,\varphi} &= E_{t,r} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \end{aligned}, \quad (21)$$

gdy mod ma polaryzację x otrzymujemy:

$\mathbf{1}_r, \mathbf{1}_\varphi, \mathbf{1}_z$ – wersory poszczególnych współrzędnych cylindrycznych.

$$\begin{aligned} E_{s,r} &= \frac{k_1}{2 \cdot u} \cdot J_1'(u \cdot r) \cdot \cos \varphi \\ E_{t,r} &= \frac{k_1}{2 \cdot u} \cdot G_1 \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \cdot \cos \varphi \end{aligned} \quad (22)$$

W przypadku modu o polaryzacji y należy wykonać identyczną procedurę, z tym, że należy skorzystać z równań (11) i (14), zaś w równaniu (22) funkcje kosinus zostaną zastąpione przez sinus.



Rys. 3. Składowe H_{r1} i $E_{\phi 1}$ jako superpozycja fal płaskich: a) biegnących w płaszczyźnie osiowej, b) biegnących w płaszczyźnie prostopadłej do płaszczyzny osiowej

Składowe $E_{\varphi 1}$ i H_{r1} zostaną również przedstawione jako superpozycja 4 fal płaskich. Dwie z nich biegną w płaszczyźnie przekroju osiowego rdzenia, ich wektory pola elektrycznego $E_{t,\varphi}$ są równoległe do składowej $E_{\varphi 1}$, zaś wektory pola magnetycznego $H_{s,r}$ tworzą ze składową H_{r1} kąt δ (rys. 3a). Dwie pozostałe poruszają się w płaszczyźnie prostopadłej, ich wektory pola elektrycznego $E_{s,\varphi}$ tworzą ze składową $E_{\varphi 1}$ kąt δ , a wektory pola magnetycznego $H_{t,r}$ są równoległe do H_{r1} (rys. 3b). Stąd:

$$\begin{aligned} E_{\varphi 1} &= 2 \cdot E_{s,\varphi} \cdot \cos \delta + 2 \cdot E_{t,\varphi} \\ H_{r1} &= 2 \cdot H_{s,r} \cdot \cos \delta + 2 \cdot H_{t,r} \end{aligned} \quad (23)$$

Rozwiązując układ równań (23), uwzględniając równania (6) i (7) oraz fakt, że:

$$\begin{aligned} H_{s,r} &= E_{t,\varphi} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \\ H_{t,r} &= E_{t,\varphi} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0}{\mu_0}} \end{aligned} \quad (24)$$

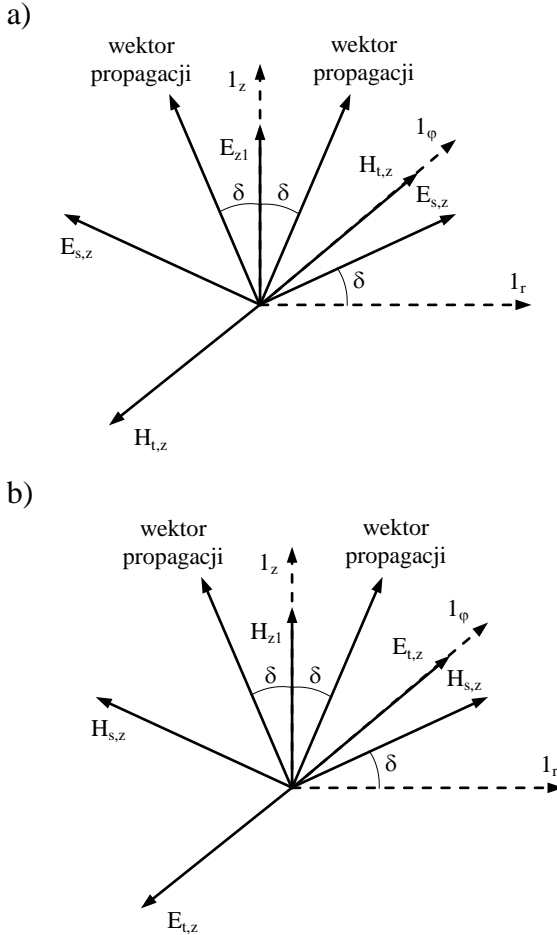
w przypadku modu o polaryzacji x otrzymuje się:

$$\begin{aligned} E_{t,\varphi} &= \frac{k_1}{2 \cdot u} \cdot G_1 \cdot J_1'(u \cdot r) \cdot \sin \varphi \\ E_{s,\varphi} &= \frac{k_1}{2 \cdot u} \cdot \frac{1}{u \cdot r} \cdot J_1(u \cdot r) \cdot \sin \varphi \end{aligned} \quad (25)$$

W przypadku modu o polaryzacji y korzysta się ze wzorów (12) i (13), a w rozwiązaniu (25) funkcje sinus są zastąpione przez kosinus.

Składowa stanowi sumę 2 fal poruszających się w płaszczyźnie osiowej. Wektory pola elektrycznego $E_{s,z}$ tych fal tworzą z osią z kąt $90^\circ - \delta$, a wektory pola magnetycznego $H_{t,z}$ znoszą się (rys. 4a). Podobnie postępuje się w przypadku składowej H_{z1} , z tym że wektory pola magnetycznego $H_{s,z}$ tworzą z osią z kąt $90^\circ - \delta$, a wektory pola elektrycznego $E_{t,z}$ dają w sumie 0 (rys. 4b). Wynika stąd, że:

$$\begin{aligned} E_{z1} &= 2 \cdot E_{s,z} \cdot \sin \delta \\ H_{z1} &= 2 \cdot H_{s,z} \cdot \sin \delta \end{aligned} \quad (26)$$



Rys. 4. Składowe E_{z1} i H_{z1} jako superpozycja fal płaskich

Uwzględniając równania (3) i (4) oraz zależność między wektorami E i H dla fali płaskiej:

$$H_{s,z} = E_{t,z} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_1}{\mu_0}} \quad (27)$$

w przypadku modu o polaryzacji x otrzymuje się:

$$E_{s,z} = \frac{k_1}{2 \cdot u} \cdot J_1(u \cdot r) \cdot \cos \varphi$$

$$E_{t,z} = G_1 \cdot \frac{k_1}{2 \cdot u} \cdot J_1(u \cdot r) \cdot \sin \varphi$$
(28)

W przypadku o polaryzacji y korzysta się z równań (9) i (10), a w równaniach (27) funkcje sinus i kosinus zamieniają się miejscami.

4. Gęstość mocy promieniowania powierzchni czołowej rdzenia

Przedstawiony w punkcie 3 model pozwala w prosty sposób rozpatrzeć zjawiska zachodzące na powierzchni czołowej światłowodu. Fala płaska przechodząca z dielektryka o współczynniku załamania światła n_1 do powietrza i padająca na powierzchnię graniczną pod kątem δ , biegnie w powietrzu pod kątem α , przy czym zgodnie z prawem Snella:

$$n_1 \cdot \sin \delta = \sin \alpha$$
(29)

W przypadku fal, których wektor natężenia pola elektrycznego jest równoległy do powierzchni czołowej rdzenia ($E_{t,r}$, $E_{t,\varphi}$ i $E_{t,z}$), wektory natężenia pola elektrycznego w powietrzu, oznaczone indeksem 0, zgodnie z wzorami Fresnela są równe:

$$E_{t,0} = E_t \cdot \frac{2 \cdot \beta}{\sqrt{k_0^2 - u^2} + \beta}$$
(30)

przy czym:

k_0 – stała propagacji fali o długości λ w powietrzu,

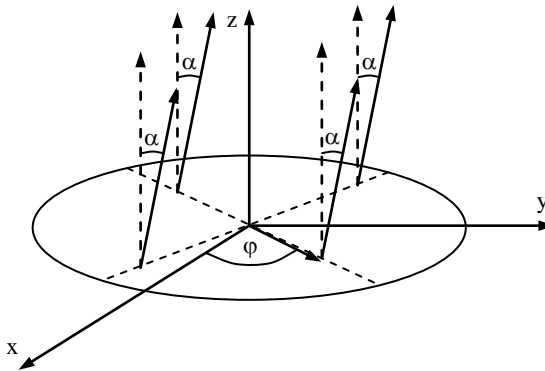
zaś w miejsce E_t należy podstawić dowolne z wymienionych powyżej natężeń pola elektrycznego.

W przypadku fal, których wektor natężenia pola magnetycznego jest równoległy do powierzchni granicznej, a wektory pola elektrycznego tworzą z nią kąt δ ($E_{s,r}$, $E_{s,\varphi}$, $E_{s,z}$), wartość natężenia pola elektrycznego tych fal po przekroczeniu powierzchni granicznej, zgodnie z wzorami Fresnela jest równa:

$$E_{s,0} = E_s \cdot \frac{2 \cdot \beta \cdot n_1}{n_1^2 \cdot \left(\sqrt{k_0^2 - u^2} + \beta \right)} . \quad (31)$$

Gęstość powierzchniowa mocy q_e niesionej w powietrzu przez płaską falę elektromagnetyczną o amplitudzie natężenia pola elektrycznego E jest równa:

$$q_e = 0,5 \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot E^2 . \quad (32)$$



Rys. 5. Elementy powierzchni czołowej rdzenia promieniujące w kierunku φ

Ponieważ wszystkie fale płaskie padają na powierzchnię graniczną pod tym samym kątem δ , wszystkie punkty powierzchni czołowej rdzenia promieniują pod tym samym kątem α względem normalnej. Moc promieniowania wysyłanego w danym kierunku φ (rys. 5) jest sumą mocy niesionych przez następujące fale:

- a) biegnące w płaszczyźnie przekroju osiowego rdzenia emitowane przez punkty o współrzędnych (r, φ) oraz $(r, \varphi + \pi)$ – fale o wektorach: $E_{t,\varphi}$, $E_{s,r}$, $E_{s,z}$, $E_{t,z}$,
- b) biegnące w płaszczyźnie prostopadłej do przekroju osiowego rdzenia emitowane przez punkty o współrzędnych $(r, \varphi \pm \pi/2)$ – fale $E_{s,\varphi}$ i $E_{t,r}$.

Po zsumowaniu gęstości mocy niesionych przez wszystkie wymienione fale składowe modów o obu polaryzacjach x i y i uwzględnieniu własności funkcji Bessela otrzymuje się:

$$q_e = 2 \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot \frac{k_1^2 \cdot \beta^2}{u^2} \cdot \left[\frac{G_1}{\left(\sqrt{k_0^2 - u^2} + \beta^2 \right)^2} + \frac{n_1^2}{\left(n_1^2 \cdot \sqrt{k_0^2 - u^2} + \beta^2 \right)^2} \right] \times \\ \times \left[J_1^2(u \cdot r) + 2 \cdot J_0^2(u \cdot r) + 2 \cdot J_2^2(u \cdot r) \right] \quad (33)$$

Całkowita moc emitowana przez powierzchnię czołową światłowodu:

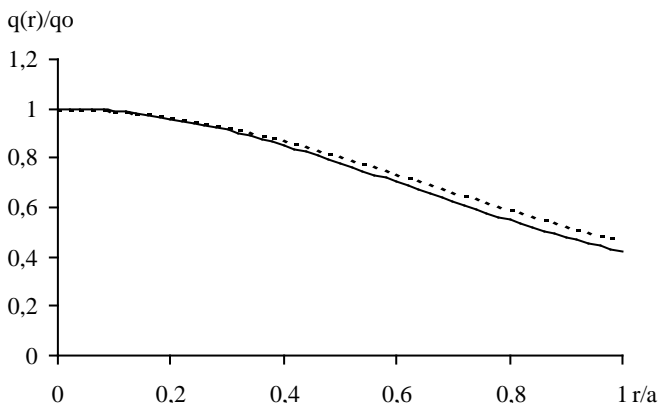
$$P = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^a r \cdot q_e dr = 2 \cdot \pi \cdot \int_0^a r \cdot q_e dr \quad (34)$$

Na podstawie zależności (33) wykonano obliczenia rozkładu gęstości mocy emitowanej przez powierzchnię czołową światłowodu w 2 przypadkach. Wyniki zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1.
Wyniki obliczeń przykładowych światłowodów jednomodowych

Lp.	a [μm]	λ [nm]	n_1	n_2	V	α [$^\circ$]
1	1,0	555	1,500	1,485	2,3955	8,3494
2	1,0	555	1,500	1,490	1,9576	7,6830

Na rysunku 6 przedstawiono zależność względnej gęstości mocy emitowanej przez element powierzchni czołowej rdzenia odległy o r od osi i gęstości mocy wysyłanej przez punkt leżący na osi w funkcji współrzędnej r . Linia ciągła oznacza światłowód 1, zaś linia przerywana – 2.



Rys. 6. Zależność względnej gęstości mocy powierzchni czołowej rdzenia w funkcji odległości od osi

5. Wnioski

1. Na podstawie znajomości parametrów światłowodu jednomodowego można wyznaczyć przestrzenny rozkład gęstości mocy emitowanej przez powierzchnię czołową światłowodu.
2. W przypadku gdy powierzchnia czołowa światłowodu jednomodowego jest płaska, wszystkie jej elementy emitują promieniowanie pod tym samym kątem względem normalnej.
3. Kąt, pod którym jest emitowane promieniowanie oraz rozkład przestrzenny jego mocy zależy od częstotliwości znormalizowanej V światłowodu.
4. Rozkład przestrzenny mocy promieniowania emitowanego przez światłowód można kształtować przez zmianę kąta δ , a więc odpowiednie ukształtowanie powierzchni czołowej rdzenia.

Literatura

- [1] **Einarsson G.:** *Podstawy telekomunikacji światłowodowej*. WKŁ, Warszawa, 1998.
- [2] **Majewski A.:** *Teoria i projektowanie światłowodów*. WNT, Warszawa, 1991.
- [3] **Siuzdak J.:** *Wstęp do telekomunikacji światłowodowej*. WKŁ, Warszawa, 1997.
- [4] *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs and Mathematical Tables*. National Bureau of Standards, 1964.

SPATIAL DISTRIBUTION OF THE SINGLE MODE OPTICAL FIBRE POWER RADIATION

Summary: The single-moded cylindrical step-index fibre was considered. The distribution of the electric and the magnetic fields in the core of the fibre was shown as the superposition of the linear polarized flat electromagnetic waves. Their refraction on the frontal surface of the fibre was investigated. The formulas describing the spatial distribution of emitted radiant power were obtained as the result. This distribution was calculated for exemplary single-moded fibers.

Key words: single-moded fibre, step change of refractive index, linear polarized flat wave, spatial distribution of the radiant power

Artykuł zrealizowano w ramach pracy statutowej S/WE/2/98.

Jan Dorosz, Adam Nikolajew

WPLYW WŁASNOŚCI PROPAGACYJNYCH ŚWIATŁOWODU NA JEGO STRUMIEŃ ŚWIETLNY

Streszczenie: W pracy zamieszczono zależności, pozwalające wyznaczyć strumień świetlny wysyłany przez powierzchnię czołową światłowodu cylindrycznego o skokowej zmianie współczynnika załamania światła. Zastosowano przybliżenie modów słabo prowadzonych. Wyznaczono rozkład przestrzenny strumienia świetlnego dla poszczególnych modów prowadzonych we włóknie. Stwierdzono, że istnieje zależność rozkładu przestrzennego strumienia świetlnego od częstotliwości znormalizowanej światłowodu.

Słowa kluczowe: światłowód o skokowej zmianie współczynnika załamania światła, mody słabo prowadzone, strumień świetlny, rozkład przestrzenny

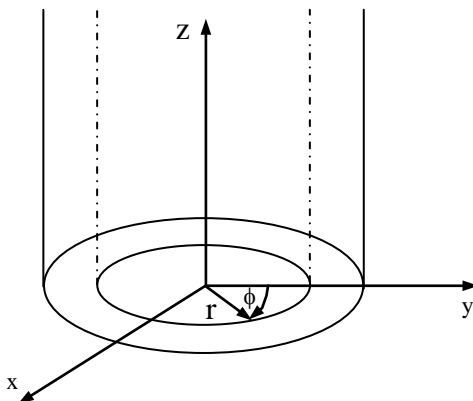
1. Wstęp

Coraz powszechniejsze zastosowanie światłowodów w technice świetlnej spowodowało konieczność obliczania wielkości charakteryzujących promieniowanie emitowane przez powierzchnię czołową światłowodu. W tej pracy zaprezentowano wyznaczanie strumienia świetlnego wysyłanego przez czoło światłowodu na podstawie rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w rdzeniu. Przyjęto następujące założenia:

1. Rozpatrzono światłowód o promieniu rdzenia równym a i skokowej zmianie współczynnika załamania światła
2. Współczynnik załamania światła w rdzeniu jest równy n_1 , a w płaszczu n_2 , różnica współczynników załamania jest niewielka, wobec czego zastosowano przybliżenie modów słabo prowadzonych.
3. Długość światłowodu jest dobrana tak, aby nie uwzględniać stanów nieustalonych oraz tłumienia
4. W rdzeniu jest prowadzone promieniowanie monochromatyczne o pulsacji ω .
5. Pominęto promieniowanie płaszczu.

2. Rozkład pola elektromagnetycznego w rdzeniu

Na podstawie równań Maxwella zapisanych w układzie współrzędnych cylindrycznych (r, φ, z) (rys. 1) wyznacza się rozkład pola elektrycznego i magnetycznego w rdzeniu [1], [2].



Rys. 1. Układ współrzędnych cylindrycznych (r, φ, z)

Częstotliwość znormalizowana V światłowodu dana zależnością:

$$V = \frac{a \cdot \omega}{c} \cdot \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (1)$$

gdzie:

c – prędkość światła w próżni,

określa liczbę modów tj. rozwiązań równań Maxwella, występujących w tym światłowodzie. W przypadku gdy różnica współczynników załamania rdzenia i płaszczka jest mała, stosuje się model modów liniowo spolaryzowanych LP_{mn} , których wartości własne u i w są rozwiązaniami układu równań:

$$\frac{u \cdot a \cdot J_{m-1}(u \cdot a)}{J_m(u \cdot a)} = - \frac{w \cdot a \cdot K_{m-1}(w \cdot a)}{K_m(w \cdot a)}, \quad (2)$$

$$V^2 = (u \cdot a)^2 + (w \cdot a)^2$$

w którym:

$J_m(u \cdot a)$ – funkcja Bessela I rodzaju rzędu m ,

$K_m(w \cdot a)$ – zmodyfikowana funkcja Bessela II rodzaju rzędu m .

Mody LP powstają w wyniku superpozycji modów zdegenerowanych HE, EH, TM i TE. Związki między modami zestawiono w tabeli 1 [1].

Tabela 1.

Związki między modami LP i modami zdegenerowanymi

m	Mod LP	Mody zdegenerowane	Liczba modów
m = 0	LP _{0p}	2 x HE ₁₁ (polaryzacja x i y)	2
m = 1	LP _{1p}	TE _{0p} , TM _{0p} , 2 x HE _{2p} (polaryzacja x i y)	4
m > 1	LP _{mp}	2 x EH _{m-1,p} , 2 x HE _{m+1,p} (polaryzacja x i y)	4

Składowa E_z wektora natężenia pola elektrycznego w rdzeniu modu zdegenerowanego o wskaźnikach v i p w punkcie o współrzędnych (r, φ, z) w przypadku modu o polaryzacji x jest dana wzorem:

$$E_z = J_v \cdot (u_{vp} \cdot r) \cdot \cos(v \cdot \varphi) \cdot \exp j \cdot (\omega \cdot t - \beta_{vp} \cdot z) , \quad (3)$$

zaś w przypadku modu o polaryzacji y :

$$E_z = J_v \cdot (u_{vp} \cdot r) \cdot \sin(v \cdot \varphi) \cdot \exp j \cdot (\omega \cdot t - \beta_{vp} \cdot z) . \quad (4)$$

Wstawienie $v=0$ w wzorach (4) i (5) daje zależność dla modów TM, przy czym: β – stała propagacji tego modu wzdłuż osi „z”.

$$\beta_{vp} = \sqrt{k_1^2 - u_{vp}^2} \quad (5)$$

k_1 – stała propagacji fali o pulsacji ω w ośrodku o współczynniku załamania światła n_1 .

Składowa H_z w przypadku tego samego modu jest równa:

$$H_z = \pm \frac{n_1}{Z_f} \cdot J_v \cdot (u_{vp} \cdot r) \cdot \sin(v \cdot \varphi) \cdot \exp j \cdot (\omega \cdot t - \beta_{vp} \cdot z) , \quad (6)$$

w przypadku modu HE (znak +) oraz EH (znak -) o polaryzacji x, oraz:

$$H_z = \mp \frac{n_1}{Z_f} \cdot J_v \cdot (u_{vp} \cdot r) \cdot \cos(v \cdot \varphi) \cdot \exp j \cdot (\omega \cdot t - \beta_{vp} \cdot z) , \quad (7)$$

dla modu HE (znak -) oraz EH (znak +).

Podstawienie $v=0$ we wzorach (6) i (7) pozwala obliczyć składową H_z w przypadku modów TE. Z_f jest impedancją falową próżni:

$$Z_f = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} . \quad (8)$$

Pozostałe składowe wektorów natężenia pola elektrycznego i magnetycznego w rdzeniu oblicza się ze wzorów:

$$\begin{aligned} E_r &= -\frac{j}{u_{vp}^2} \cdot \left[\beta_{vp} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{\omega \cdot \mu_0}{r} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \right] \\ E_\varphi &= \frac{j}{u_{vp}^2} \cdot \left[-\frac{\beta_{vp}}{r} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} + \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{\partial H_z}{\partial r} \right] \\ H_r &= \frac{j}{u_{vp}^2} \cdot \left[-\frac{\omega \cdot n_1^2}{r} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} + \beta_{vp} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial r} \right] \\ H_\varphi &= -\frac{j}{u_{vp}^2} \cdot \left[\omega \cdot n_n^2 \cdot \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{\beta_{vp}}{r} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

3. Strumień świetlny wysyłany przez powierzchnię czołową rdzenia

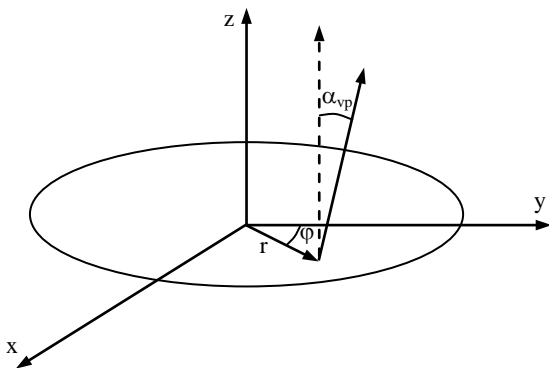
Na podstawie obliczonego powyżej rozkładu pola elektromagnetycznego w rdzeniu światłowodu nie można w sposób bezpośredni wyznaczyć mocy emitowanej przez jego powierzchnię czołową. Różne wartości stałych propagacji w osi „z” przy różnych modach sprawiają, że w tym kierunku mody te poruszają się z różną prędkością, a modom o tej samej pulsacji przypisane są, w tym kierunku, różne długości fali. Rozwiązanie takie jest dopuszczalne z punktu widzenia telekomunikacji, natomiast z punktu widzenia techniki świetlnej jest nie do przyjęcia. Dlatego każdy mod zostanie przedstawiony jako superpozycja pewnej ilości linio-wo spolaryzowanych fal płaskich, poruszających się z prędkością c/n_1 [4]. Wektory propagacji tych fal leżą w płaszczyźnie przekroju osiowego rdzenia lub w płaszczyźnie do niej prostopadłej i tworzą z osią rdzenia kąt δ_{vp} , określony wzorem:

$$\delta_{vp} = \arccos \frac{\beta_{vp}}{k_1} . \quad (10)$$

Fale te ulegają załamaniu na powierzchni czołowej światłowodu zgodnie z prawem Snella. Promieniowanie danego modu zostaje więc wyemitowane pod kątem:

$$\alpha_{vp} = \arcsin \frac{n_1 \cdot u_{vp}}{k_1} \quad (11)$$

względem normalnej do powierzchni czoła światłowodu. Wartości związanych z poszczególnymi falami składowymi natężenia pola elektrycznego i magnetycznego wyznacza się na podstawie wzorów Fresnela. Powtarzając opisaną w [4] procedurę i uwzględniając istnienie 2 różnych polaryzacji każdego modu, otrzymuje się zależność na gęstość mocy promieniowania emitowanego przez elementarną powierzchnię odległą o r od osi w kierunkach α_{vp} i φ (rys. 2).



Rys. 2. Kierunek promieniowania elementu powierzchni czoła światłowodu dla danego modu

W przypadku modów HE i EH gęstość mocy promieniowanej w kierunku α_{vp} jest określona zależnością:

$$q_{evp} = 2 \cdot \frac{k_1^2 \cdot \beta_{vp}^2}{Z_f \cdot u_{vp}^2} \cdot \left[\frac{1}{\left(\sqrt{k_0^2 - u_{vp}^2} + \beta_{vp} \right)^2} + \frac{n_1^2}{\left(n_1^2 \cdot \sqrt{k_0^2 - u_{vp}^2} + \beta_{vp} \right)^2} \right] \times \quad (12)$$

$$\times \left[J_\nu^2(u \cdot r) + 2 \cdot J_{\nu-1}^2(u \cdot r) + 2 \cdot J_{\nu+1}^2(u \cdot r) \right]$$

w przypadku modów TM:

$$q_{evp} = 2 \cdot \frac{k_1^2 \cdot \beta_{vp}^2}{Z_f \cdot u_{vp}^2} \cdot \frac{n_1^2}{\left(n_1 \cdot \sqrt{k_0^2 - u_{vp}^2} + \beta_{vp}^2\right)^2} \cdot \left[J_0^2(u \cdot r) + 2 \cdot J_1^2(u \cdot r)\right], \quad (13)$$

a w przypadku modów TE:

$$q_{evp} = 2 \cdot \frac{k_1^2 \cdot \beta_{vp}^2}{Z_f \cdot u_{vp}^2} \cdot \frac{1}{\left(\sqrt{k_0^2 - u_{vp}^2} + \beta_{vp}^2\right)^2} \cdot \left[J_0^2(u \cdot r) + 2 \cdot J_1^2(u \cdot r)\right]. \quad (14)$$

Całkowita moc emitowana przez dany mod w kierunku α_{vp} jest równa:

$$P_{evp} = 2 \cdot \pi \cdot \int_0^a r \cdot q_{evp} \cdot dr. \quad (15)$$

Związany z nią monochromatyczny strumień świetlny:

$$\Phi_{\alpha_{vp}} = K_m \cdot V_\lambda \cdot P_{evp}, \quad (16)$$

gdzie:

K_m – świetlny równoważnik promieniowania

V_λ – wartość krzywej względnej skuteczności świetlnej przy promieniowaniu o długości fali λ .

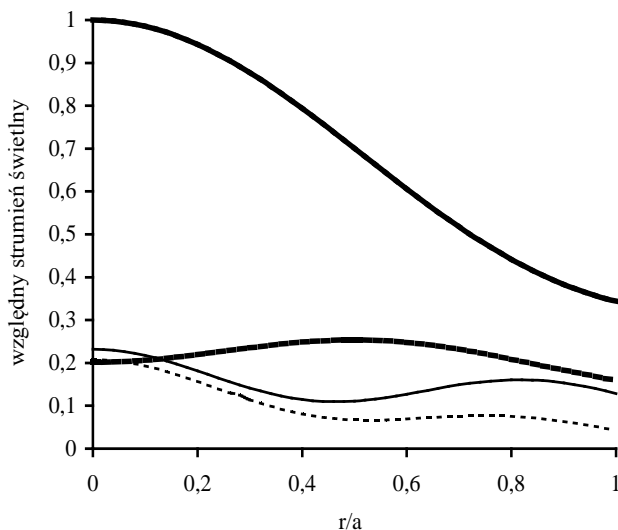
Na podstawie powyższych wzorów wykonano obliczenia dla światłowodu o promieniu rdzenia $a = 2 \mu\text{m}$, współczynnikach załamania światła: $n_1 = 1,5$ i $n_2 = 1,485$ oraz promieniowania o długości fali 555 nm. Częstotliwość znormalizowana $V = 4,791$. Wyniki obliczeń zestawiono w tabeli 2. Wartością odniesienia strumieni świetlnych poszczególnych modów jest strumień świetlny modu podstawowego HE_{11} .

Tabela 2.

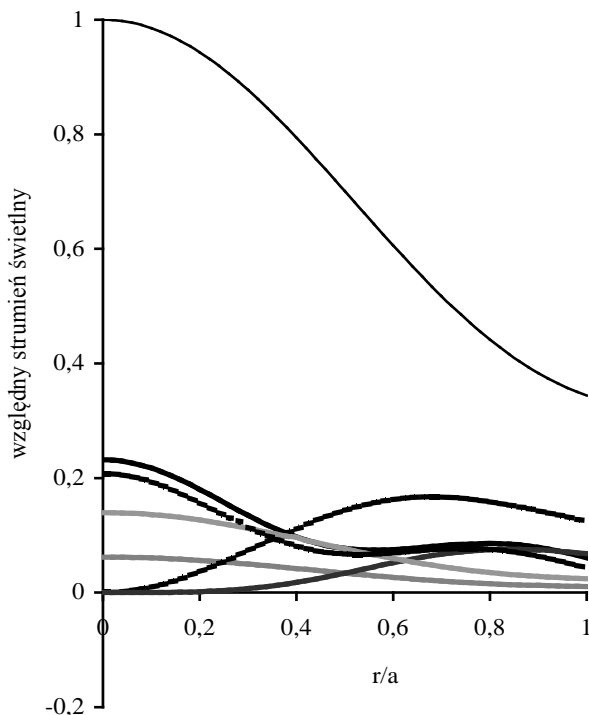
Strumień świetlny poszczególnych modułów światłowodu

Mod LP	Stała propagacji β [10^7 m^{-1}]	Kąt α [°]	Względny strumień świetlny	Procent całkowitego strumienia światłowodu	Mody zdegenerowane	Względny strumień świetlny	Procent całkowitego strumienia światłowodu
LP ₀₁	1,6953	5,01	1,0000	62,99	HE ₁₁	1,0000	62,99
LP ₁₁	1,6910	7,93	0,6299	13,59	TE ₀₁ TM ₀₁ HE ₂₁	0,0511 0,0115 0,1532	3,22 0,72 9,65
LP ₂₁	1,6855	10,52	0,2230	14,05	EH ₁₁ HE ₃₁	0,1707 0,0532	10,75 3,29
LP ₀₂	1,6840	11,12	0,1532	9,65	HE ₁₂	0,1488	9,37

Na rysunkach 3 i 4 przedstawiono zależność strumienia świetlnego emitowanego przez elementarną powierzchnię czoła światłowodu w funkcji jej odległości od osi rdzenia. Wielkością odniesienia jest strumień świetlny wysyłany przez element leżący na osi w przypadku modu podstawowego.



Rys. 3. Zależność strumienia świetlnego elementarnej powierzchni w funkcji jej odległości od osi rdzenia dla modułów liniowo spolaryzowanych: — — — — LP 01, — — — — LP 11, — — — — LP 21, - - - - LP 02



Rys. 4. Zależność strumienia świetlnego elementarnej powierzchni w funkcji jej odległości od osi dla modów zdegenerowanych: — — HE 11, — — — — TE 01, - - - - HE 21, — · — · — EH 11, — — — — HE 31, — — — — TM 01, - - - - HE 12

4. Wnioski

Przedstawione rozważania pozwalają stwierdzić, że rozkład przestrzenny wysyłanego przez czoło światłowodu strumienia świetlnego jest ściśle związany z jego częstotliwością znormalizowaną. Rozkład ten ma charakter dyskretny, a ilość i wartość kątów, pod jakimi powierzchnia czołowa rdzenia wysyła energię świetlną jest zdeterminowana przez liczbę modów występujących w rdzeniu. Wraz ze wzrostem częstotliwości znormalizowanej światłowodu rośnie liczba prowadzonych w nim modów, a rozkład przestrzenny mocy emitowanej przez powierzchnię czołową jest bardziej zbliżony do ciągłego.

Przybliżenie modów słabo prowadzonych nie daje pełnego obrazu rozsyłu strumienia świetlnego. W rzeczywistości stałe propagacji modów zdegenerowa-

nych składających się na mod LP różnią się nieznacznie, co sprawia, że kąty α tych modów nie są jednakowe.

Dyskretny charakter rozkładu przestrzennego strumienia świetlnego sprawia, że pojęcia światłości lub luminancji powierzchni czoła światłowodu można stosować jedynie dla wartości średnich. W przypadku światłowodu jednomodowego stosowanie tych wielkości traci sens ze względu na to, że emitowana pod kątem α wiązka świetlna jest równoległa.

Literatura

- [1] **Einarsson G.:** *Podstawy telekomunikacji światłowodowej*. WKŁ, Warszawa, 1998
- [2] **Majewski A.:** *Teoria i projektowanie światłowodów*. WNT, Warszawa, 1991.
- [3] **Siuzdak J.:** *Wstęp do telekomunikacji światłowodowej*. WKŁ, Warszawa, 1997.
- [4] **Dorosz J, Nikolajew A.:** *Rozkład przestrzenny mocy promieniowania światłowodu jednomodowego*. Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej Nr 16, Białystok 2002.
- [5] *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs and Mathematical Tables*. National Bureau of Standards, 1964.

THE INFLUENCE OF THE OPTICAL FIBRE PROPAGATION PROPERTIES ON ITS LUMINOUS FLUX

Summary: The formulas, enabling the calculation of luminous flux emitted by the frontal surface of cylindrical step-index fibre were described. The weakly-guided mode approximation was used. The spatial distribution of the luminous flux was calculated for each mode guided side the core. It was discovered, that luminous flux was depended on the normalized frequency of the fibre.

Key words: the steep-index fibre, weakly – guided modes, the luminous flux, the spatial distribution

Artykuł zrealizowano w ramach pracy statutowej S/WE/2/98.

Tadeusz Supernak, Wojciech Mazerski, Jan Dorosz

ATMOSFERA JAKO OPTYCZNY KANAŁ TRANSMISYJNY

Streszczenie: Omówiono wpływ stanu atmosfery na propagację wiązki laserowej w otwartej przestrzeni. W szczególności przedstawiono wpływ deszczu, mgły oraz turbulencji powietrza na jakość transmisji. Zjawiska te powodują wzrost tłumienności, rozmycie czoła fali oraz zaniki sygnału. Projektując zatem optoelektroniczne łącze w przestrzeni otwartej należy zapewnić wystarczająco duży margines mocy wyjściowej ze względu na specyficzne warunki tego kanału transmisyjnego.

Słowa kluczowe: atmosfera, transmisja, promieniowanie optyczne

W przypadku gdy łącze optoelektroniczne w przestrzeni otwartej pracuje poza pomieszczeniami zamkniętymi, co wiąże się z koniecznością transmisji przez otwartą atmosferę, muszą być wzięte pod uwagę dodatkowe efekty wprowadzane przez ten specyficzny kanał transmisyjny. Atmosfera jest źródłem dodatkowego tłumienia i powoduje zniekształcenia emitowanych wiązek promieniowania. Takie działanie atmosfery musi być uwzględnione przy projektowaniu tego typu systemów, tak by właściwie określić wymagany margines mocy oraz przeprowadzić analizę łącza, która pomoże w efektywnym projektowaniu.

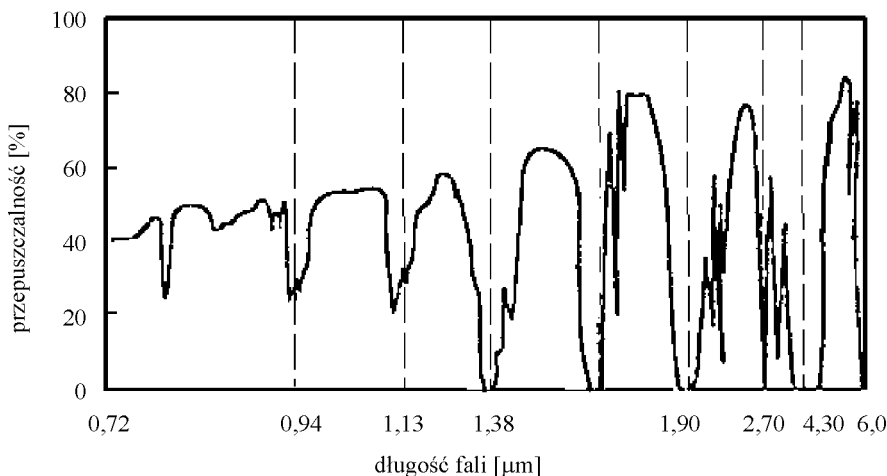
Atmosfera składa się zasadniczo z mieszaniny gazów, pary wodnej, zanieczyszczeń oraz innych cząstek chemicznych uwięzionych w polu grawitacyjnym Ziemi. W przypadku łączy naziemnych, będących tematem niniejszej pracy, ośrodkiem transmisyjnym jest najniższa warstwa atmosfery – troposfera. Warstwa ta charakteryzuje się największą gęstością cząstek i zachodzi w niej większość zjawisk atmosferycznych (opady, mgły, chmury). Chwilowy rozkład gęstości cząstek zależy przy tym od panujących warunków atmosferycznych. Cząstki składające się na atmosferę oddziałują na pole elektromagnetyczne, powodując przede wszystkim tłumienie oraz zniekształcenia czoła fali.

Straty mocy i zniekształcenia wynikają z absorpcji i rozpraszania pola elektromagnetycznego przez cząstki atmosfery. Wpływ ten zaznacza się tym silniej, im bardziej długość fali promieniowania zbliżona jest do rozmiarów przekroju poprzecznego cząstek. Promieniowanie optyczne podlega z tego względu szczególnym wpływom atmosfery, jako że rozmiary cząstek wchodzących w jej skład

zawierają się w przedziale od milimetrów do mikrometrów (przedział długości fali promieniowania bliskiej podczerwieni IR-A wynosi $0,78 - 1,4 \mu\text{m}$). Upraszczając nieco zagadnienie wpływu atmosfery na propagację promieniowania optycznego należy wyróżnić dwa przypadki – dobrej i złej pogody.

1. Warunki dobrej pogody

W warunkach dobrej pogody (bez opadów atmosferycznych i mgły) wpływ atmosfery na transmisję optyczną ma najłagodniejszy charakter. W takich warunkach mamy do czynienia z dużym zakresem widzialności i stosunkowo niewielkim tłumieniem. Część energii promieniowania padającego na elementy składowe atmosfery zostaje pochłonięta, a kierunek propagacji pozostałej części zostaje zmieniony. Zjawisko absorpcji na cząstkach atmosfery prowadzi do strat mocy propagowanego pola, natomiast zmiana kierunku propagacji odpowiedzialna jest za powstanie promieniowania rozproszonego. Zjawisko dalszej absorpcji i rozpraszania zachodzi na otaczających cząstkach, prowadząc do sumarycznej wartości wprowadzanego tłumienia i rozpraszania pola podczas jego propagacji. Określony skład cząsteczkowy atmosfery jest źródłem szeregu pasm absorpcyjnych wokół pewnych długości fali (rys. 1). Wspomniane pasma są wynikiem absorpcji na specyficznych cząstkach i wskazują na konieczność właściwego doboru stosowanej długości fali promieniowania z jednego z trzech stosowanych w praktyce okien transmisyjnych: poniżej $0,9 \mu\text{m}$; $1,2 \mu\text{m}$ do $1,3 \mu\text{m}$ oraz $1,5 \mu\text{m}$ do $1,75 \mu\text{m}$ [1, 2, 3, 4] (rys. 1).



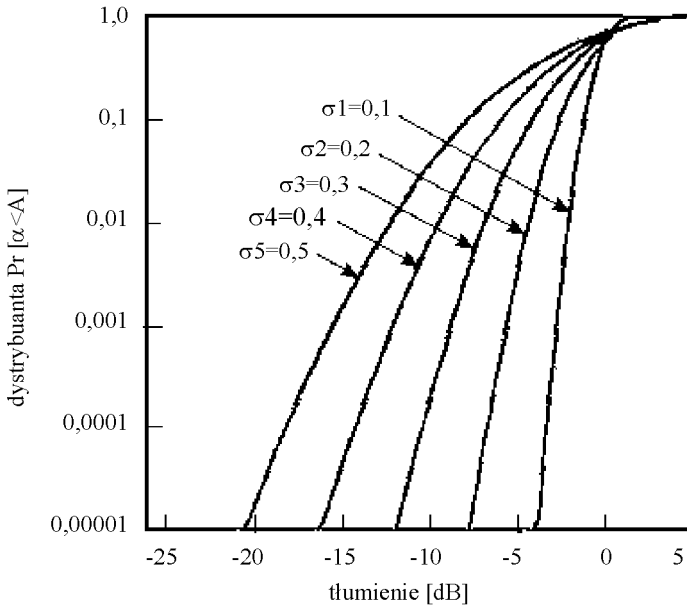
Rys 1. Współczynnik przepuszczalności atmosfery w zależności od długości fali [7]

Najczęściej stosowany jest zakres 0,78 μm do 0,9 μm (ze względu na dostępność tanich źródeł i detektorów promieniowania z tego zakresu spektralnego) lecz spotyka się też rozwiązania z zastosowaniem promieniowania z zakresu widzialnego.

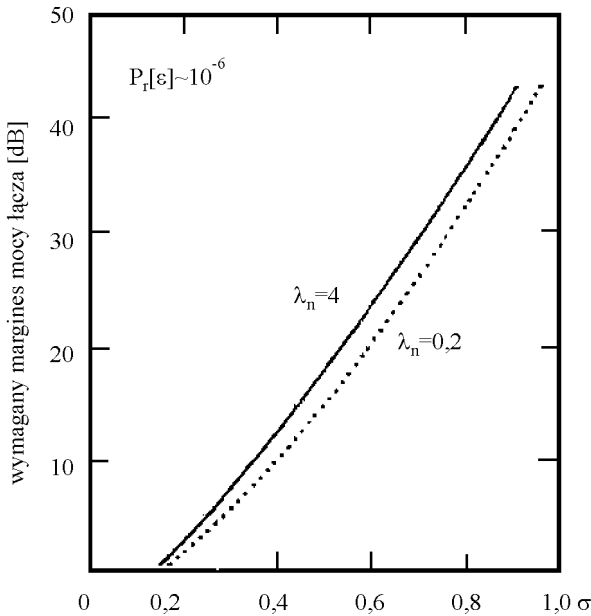
Podstawową przeszkodą w transmisji przez otwartą atmosferę w warunkach dobrej pogody są jednak fluktuacje termiczne atmosfery, prowadzące do lokalnych zmian współczynnika załamania. Wspomniane lokalne zaburzenia współczynnika załamania powodują zmiany kierunku propagacji wiązki, jej rozszerzenie oraz zmiany kąta padania na płaszczyznę odbiornika, co dzieje się w sposób losowy. Bezpośrednim efektem tych zjawisk są fluktuacje amplitudy odbieranego sygnału z częstotliwością około 0,01 do 200 Hz (zaniki sygnału o różnym natężeniu podobne do zjawiska zaniku selektywnego). Powstające zaniki sygnału mają charakter losowy i opis tych zjawisk możliwy jest po zastosowaniu metod statystycznych. Jeżeli przez α oznaczymy współczynnik tłumienia, to jego dystrybuanta Pr określona jest następująco (prawdopodobieństwo tego, że α przyjmie wartość mniejszą lub równą pewnej wartości progowej A) [5]

$$\text{Pr}[\alpha \leq A] = \text{erfc} \left(- \left[\frac{(\ln A) + 2\sigma^2}{2\sigma} \right] \right) \quad (1)$$

gdzie σ^2 oznacza wariancję, a erfc jest całką odwrotną funkcji prawdopodobieństwa. Dokładna analiza powyższego zagadnienia wykracza poza ramy tej pracy i można ją znaleźć we wskazanej literaturze. W dalszej części przedstawione zostaną jedynie wyniki istotne w odniesieniu do projektowania łącza optoelektronicznego wykorzystującego do transmisji optycznej otwartą atmosferę. Typowe wartości parametru σ obserwowane w praktyce zawierają się w przedziale od 0,1 do 0,5 i zależą od warunków atmosferycznych oraz odległości transmisji. Na rysunku 2 przedstawiono wykres zależności dla poszczególnych wartości σ , a rysunek 3 obrazuje zależność wymaganego marginesu mocy w przypadku łącza pracującego z fazową modulacją PPM w zależności od wartości σ w celu osiągnięcia stopy błędu $\text{BER} = 10^{-6}$. Na podstawie przedstawionych wykresów widać, że w przypadku silnej turbulencji ($\sigma = 0,5$) prawdopodobieństwo zaników sygnału większych lub równych 10 dB wynosi około 4% i wymagana jest dodatkowa wartość marginesu mocy.



Rys. 2. Dystrybuanta $Pr [\alpha \leq A]$ zaników sygnału powodowanych fluktuacjami termicznymi atmosfery [8]



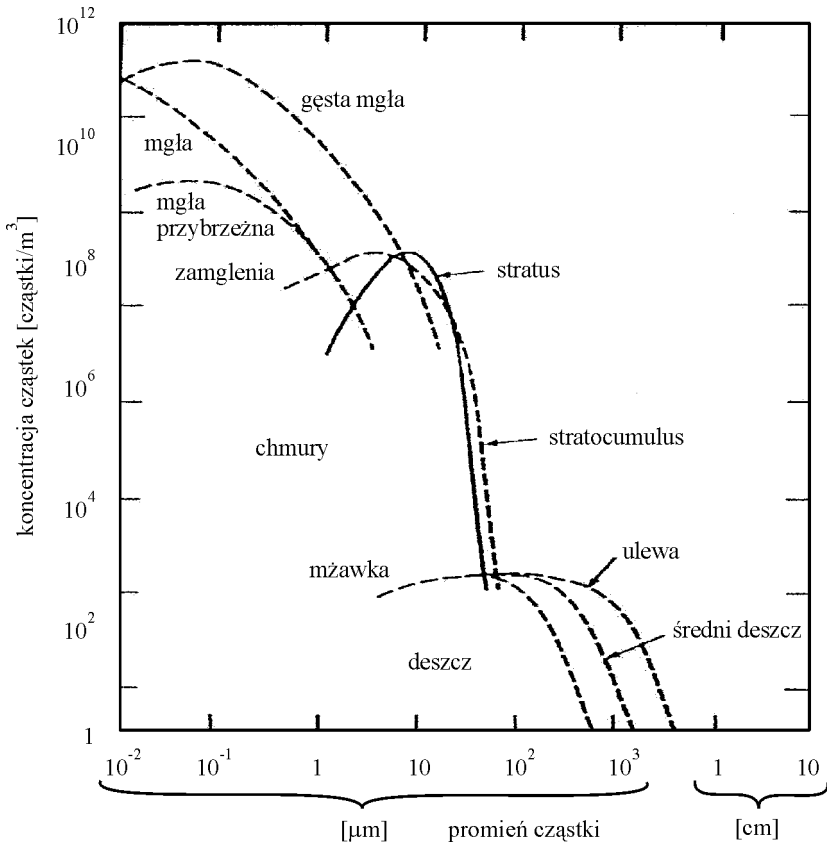
Rys. 3. Wartości marginesu mocy wymaganego dla osiągnięcia $BER = 10^{-6}$ przy zastosowaniu modulacji PPM i uwzględnieniu zaników sygnału [8]

2. Warunki złej pogody

Złe warunki pogodowe w postaci deszczu, śniegu i mgły, wiążą się z dodatkowym wzrostem absorpcji i rozpraszania (na skutek załamania i wzrastającego odbicia od cząstek deszczu, śniegu i mgły). Istotnym parametrem jest wielkość cząstek oraz ich gęstość, charakteryzująca różne warunki pogodowe. Małe gęstości dużych cząstek wykazują zgodność z teorią pojedynczego rozproszenia, powodując głównie rozproszenie w kierunku bliskim do normalnego. Wpływ dużych gęstości małych cząstek zbliżony jest do teorii rozproszenia wielokrotnego (rozproszenie Mie), powodującego zasadnicze rozproszenie wiązki i losowe skoki fazy w obrębie czoła fali. Rysunek 4 przedstawia typowe wartości średnich wymiarów cząstek i odpowiadające im gęstości cząstek w przypadku różnych warunków atmosferycznych. Warunki te zmieniają się – od dużych gęstości małych cząstek w przypadku zamglenia – do małych gęstości dużych cząstek w przypadku intensywnego deszczu. W zależności od stosowanej długości fali, określone warunki atmosferyczne mogą mieć wpływ na pracę łącza większy niż pozostałe. Należy przy tym podkreślić, że przedstawione dane (rys. 4) reprezentują wartości średnie, podczas gdy rzeczywista atmosfera podlega ciągłym, okresowym zmianom. W rzeczywistości atmosfera jest więc kanałem dynamicznym, którego charakterystyka podlega ciągłym zmianom w ciągu dnia, a także z dnia na dzień i zależnie od pory roku.

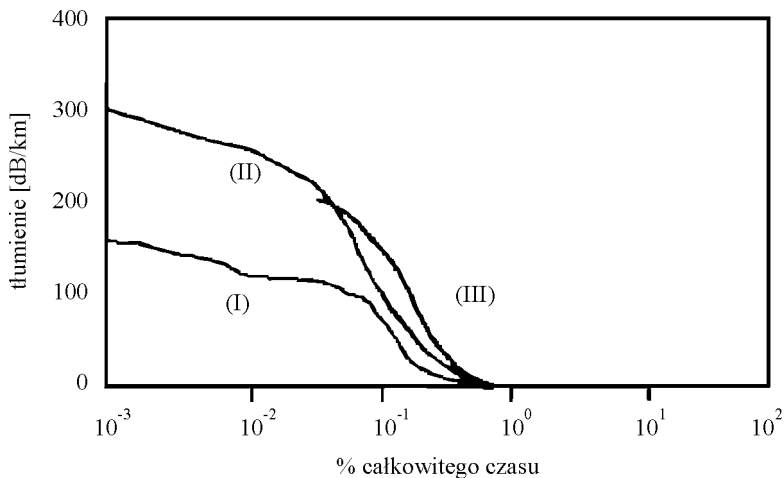
Obliczenia oparte na rzeczywistych pomiarach zakresu widzialności wskazują, że wnoszone tłumienie wynosi do 17 dB/km w przypadku deszczu oraz do 60 dB/km w przypadku opadów śniegu. Występujące ponadto rozpraszanie Mie, które w przypadku długości fali z zakresu promieniowania optycznego powodowane jest przez wszelkiego rodzaju zamglenia, wnosi tłumienie dochodzące do setek dB/km. Powyższe wartości wskazują, że w przypadku łącza z odpowiednio dużym marginesem mocy, pracującego na niewielkiej odległości, jedynie efekt zamglenia może prowadzić do całkowitego zerwania transmisji. Częstość występowania i stopień zamglenia więc będzie decydować o pracy łącza i jego dostępności (rozumianej jako ten procent całkowitego czasu pracy łącza, przy którym możliwa była efektywna transmisja).

Zagadnienia związane z pomiarem tłumienia wprowadzanego przez mgłę, są niestety, trudne do uogólnienia i wymagają szeregu lat stałej obserwacji dla uzyskania wiarygodnych danych. Dotychczasowe badania wskazują przy tym, że dokładna lokalizacja i pora roku są istotnym czynnikiem warunkującym rezultaty pomiarów [11, 12, 13]. Najkorzystniej jest więc korzystać z wyników meteorologicznych pomiarów zakresu widzialności, bowiem wyniki bezpośrednich pomiarów tłumienności przez dłuższy czas są niedostępne.



Rys. 4. Rozkład gęstości cząstek w zależności od ich promienia [13]

Na podstawie pomiarów zakresu widzialności, wykonanych przez UK Weather Centre w okresie 11/1/1975 do 31/12/1983, wyznaczono skumulowaną zależność wartości tłumienia od czasu występowania (rys. 5). Zależność ta określa częstość występowania tłumienia powyżej danego poziomu, określając w procentach całkowity czas, podczas którego tłumienie takie występowało. Krzywa ta pozwala ocenić dostępność łącza, posiadającego określoną wartość marginesu mocy, lub ocenić wymaganą wartość tego marginesu dla osiągnięcia danej dostępności (wymagana wartość marginesu mocy wynikająca wyłącznie z wpływów opadów atmosferycznych i mgły, przedstawiona w pkt. 2 oraz wpływ fluktuacji termicznych atmosfery mogą wymagać dalszego zwiększenia tej wartości dla osiągnięcia żądanej stopy błędów).



Rys. 5. Skumulowana zależność tłumienia powyżej danego poziomu od czasu występowania (I) Londyn, (II) Manchester, (III) Glasgow [14]

Na podstawie rysunku 5 odczytano, że łącze z marginesem mocy 250 dB/km (10 dB na odległości 40 m) miałoby dostępność nie mniejszą niż 99,98%. Podobne wyniki uzyskano w Japonii [11]; wskazują one na dostępność łącza od 99,940% do 99,994%. Najgorszy otrzymany tam wynik związany jest z lokalizacją pracy łącza na wybrzeżu, gdzie silnie zaznaczał się wpływ mgły. Bezpośrednie pomiary tłumienia wykonane przez Sandersa [14] w wiejskich obszarach Wielkiej Brytanii wskazują zaś na dostępność jedynie 99,4%, uśrednioną w skali roku, prawdopodobnie na skutek szczególnie częstego występowania zamglenia na tych obszarach.

3. Wpływ atmosfery na propagację wiązki promieniowania optycznego

Zagadnienia poruszone powyżej wskazują, że propagacja promieniowania optycznego przez atmosferę wiąże się z dodatkowymi stratami mocy, rozszerzaniem wiązki oraz możliwym rozpadem wiązki, zależnie od właściwości kanału transmisyjnego. Właściwości te zależą również od parametrów emitowanej wiązki, tak jak przedstawiono to na rysunku 6. Rysunek 6a ukazuje sytuację propagacji w przestrzeni otwartej (próżni), bez efektów atmosferycznych, gdzie źródło promieniowania emituje wiązkę o rozbieżności Θ_b , przesyłając moc promienistą P_a , na odległość Z . W odległości Z od źródła uzyskamy powierzchnię czoła fali równą $A_r = \pi(\Theta_b Z)^2 / 4$ oraz natężenie napromienienia P_a / A_r [W/m²], które odbierane

będzie przez powierzchnię detektora promieniowania. Z kolei rysunek 6b przedstawia propagację wiązki przez otwartą atmosferę wykazującą fluktuacje termiczne współczynnika załamania (atmosfera turbulentna). Dopóki powierzchnia czoła fali będzie mniejsza od rozmiarów turbulencji (reprezentowanej na rysunku jako płaska powierzchnia), wiązka promieniowania będzie podlegać jedynie tłumieniu określonemu przez tłumienność przejrzystej atmosfery i nie zostanie zniekształcona, poza możliwą zmianą kierunku propagacji. Powoduje to dryft wiązki i jej rozogniskowanie na powierzchni detektora, podobnie jak w przypadku niewłaściwego wycelowania nadajnika na odbiornik. W przypadku wiązek o równomiernym rozkładzie poprzecznym amplitudy wspomniane natężenie napromienienia w płaszczyźnie odbiornika wyniesie w takich warunkach $P_a L_a / A_r$ [W/m^2], gdzie L_a oznacza zależną od długości fali promieniowania tłumienność atmosfery, A_r powierzchnię czoła fali z uwzględnieniem efektu rozszerzania wiązki. W przypadku wiązek gaussowskich wspomniany dryft wiązki może powodować pracę odbiornika w obszarach krańców wiązki, przyczyniając się do dalszych strat mocy, mimo właściwego wycelowania nadajnika na odbiornik. Podczas zmian w warstwie objętej turbulencją dryft wiązki powoduje przemieszczanie się pola powierzchni przekroju poprzecznego wiązki w obrębie płaszczyzny odbiornika. Bezpośrednim efektem tych zmian są zmienne w czasie zaniki odbieranej mocy optycznej (rys. 6).

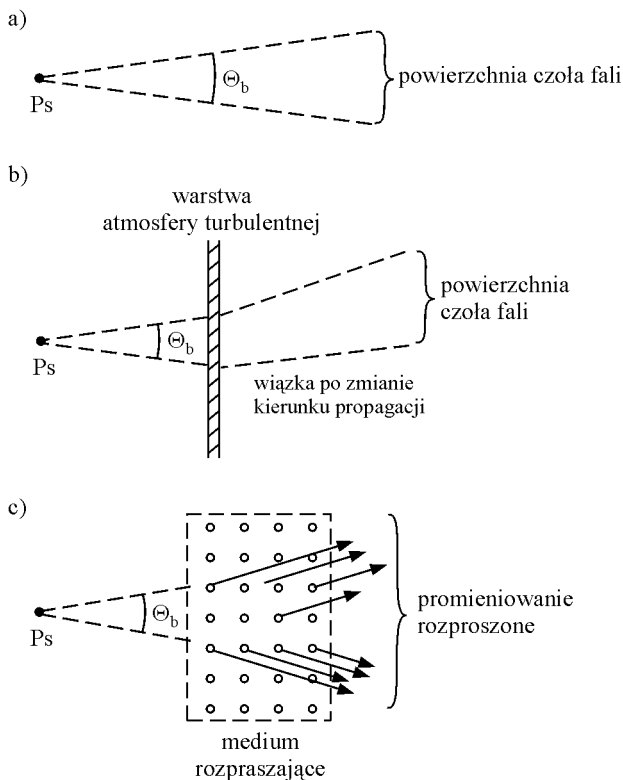
Sytuacja przedstawiona schematycznie na rysunku 6c odpowiada propagacji wiązki przez warstwę chmur lub deszczu. W takich warunkach kanał transmisyjny jawi się jako zbiór cząsteczek wody i pary wodnej, powodujących absorpcję i wielokrotne rozpraszanie. Następuje silne tłumienie wiązki, jednocześnie dany rozkład cząstek powodować może lokalne skoki fazy w obrębie czoła propagowanej fali. Skolimowana wiązka dozna wówczas poszerzenia, zmniejszając tym samym natężenie napromienienia na powierzchni odbiornika. Źródło promieniowania nie będzie miało charakteru źródła punktowego i do odbiornika docierać będzie promieniowanie rozproszone z różnych kierunków. Zwiększenie kąta pola widzenia odbiornika pozwala zebrać większą część rozproszonego promieniowania.

Straty mocy promieniowania dla propagacji w otwartej (turbulentnej) atmosferze na odległość Z można obliczyć uwzględniając dodatkowe straty mocy L_a wprowadzane przez efekty atmosferyczne:

$$L_a = e^{\alpha_e z} \quad (2)$$

gdzie:

α_e – współczynnik ekstynkcji kanału transmisyjnego w jednostkach odwrotności odległości.



Rys. 6. Modele kanału transmisyjnego: (a) w przestrzeni otwartej, (b) w atmosferze z warstwą turbulentną, (c) ośrodku rozpraszającym

Współczynnik ten składa się z dwóch elementów:

$$\alpha_e = \alpha_a + \alpha_{sc} \quad (3)$$

gdzie:

α_a – współczynnik absorpcji,

α_{sc} – współczynnik rozpraszania.

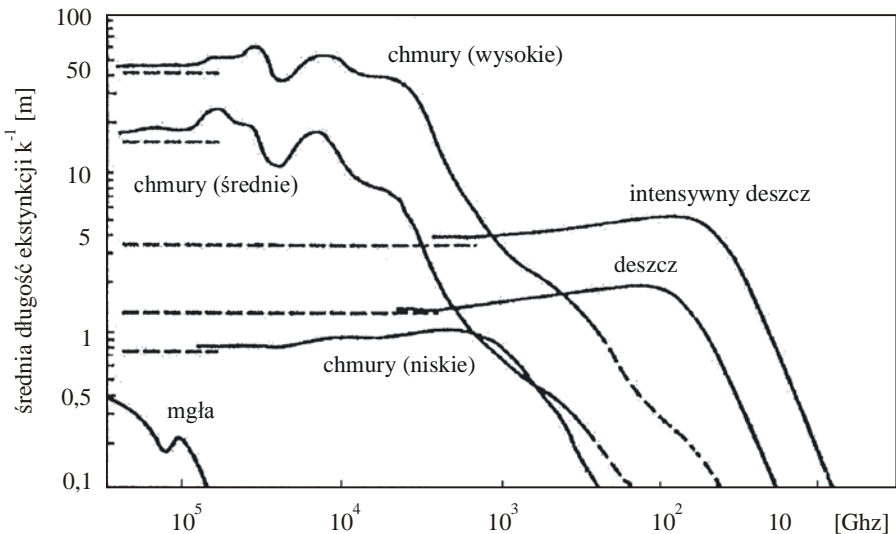
Powyższe równanie rozdziela straty ekstynkcji na oddzielne czynniki związane z absorpcją i rozpraszaniem. W pewnych kanałach transmisyjnych α_e może być wyłącznie następstwem absorpcji (która występuje zawsze), wówczas $\alpha_e = \alpha_a$. Inne kanały transmisyjne mogą wprowadzać dodatkowe straty związane z rozpraszaniem, które wymagają uwzględnienia α_{sc} w ogólnym wyrażeniu określającym wartość współczynnika ekstynkcji.

Na podstawie współczynnika α_e definiowana jest tzw. długość ekstynkcji kanału transmisyjnego:

$$Z_e = \frac{1}{\alpha_e} \quad (4)$$

Propagacja na odcinku równym jednej długości ekstynkcji powoduje straty mocy równe: $e^{-1} = \frac{1}{2,7} = -4,4 \text{ dB}$. Jeżeli więc wyrazimy odległość transmisji Z względem Z_e , to gdy Z zawiera $\frac{Z}{Z_e}$ długości ekstynkcji, wnoszone tłumienie wyniesie $\left(\frac{Z}{Z_e} 4,4 \text{ dB} \right)$.

Na rysunku 7 przedstawiono wybrane, przykładowe długości ekstynkcji w funkcji długości fali, podczas różnych warunków pogodowych.



Rys. 7. Długość ekstynkcji w warunkach deszczu i zachmurzenia w zależności od częstotliwości fali promieniowania [8]

Podsumowując zagadnienia związane z wpływem atmosfery na transmisję optyczną należy podkreślić, że praca łącza wykorzystującego otwartą atmosferę jako kanał transmisyjny zależy w istotny sposób od charakterystycznych właściwości tego kanału. Najistotniejszy wpływ mają zjawiska atmosferyczne powodujące

wzrost tłumienia i rozpraszania oraz fluktuacje termiczne atmosfery prowadzące do wolnozmiennych zaników sygnału. Efektywna praca łącza będącego pod wpływem takich oddziaływań możliwa jest jedynie przy zapewnieniu odpowiednio dużego marginesu mocy. Wymaganą wartość tego marginesu należy określać oddzielnie dla zjawisk atmosferycznych i dla efektów fluktuacji termicznych, przyjmując ostatecznie największą z tych wartości.

W przypadku zjawisk atmosferycznych należy określić wymagany margines mocy, zależnie od żądanej dostępności i odległości transmisji, biorąc pod uwagę częstość i stopień występowania zamglenia w konkretnym obszarze jego pracy, jako że to właśnie te warunki atmosferyczne mają największy wpływ na transmisję. Należy przy tym zaznaczyć, że praca łącza z dużą przepływnością na odległości większe niż kilometr nie jest możliwa w każdych warunkach pogodowych. Oceny wpływu fluktuacji termicznych atmosfery oraz wymaganej w tym przypadku wartości marginesu mocy można dokonać na gruncie przytoczonego opisu statystycznego oraz dotychczas wykonanych pomiarów.

Należy zaznaczyć, że wyżej opisane utrudnienia nie przekreślają transmisji z dużą przepływnością na odległości poniżej 500 m przy właściwie zaprojektowanym systemie. Decydujące znaczenie ma tutaj wybór rodzaju modulacji i konfiguracji układowej odbiornika, tak by zapewnić jego możliwie dużą czułość. Zwiększenie marginesu mocy jest oczywiście możliwe przez zwiększenie poziomu emitowanej mocy, jednak takie rozwiązanie może być ograniczone mocą źródła promieniowania i względami bezpieczeństwa oka. W takim przypadku dalsze zwiększenie marginesu mocy możliwe jest jedynie przez zwiększanie czułości odbiornika przy zastosowaniu odpowiednich technik kodowania.

Literatura

1. **Binder B. T., Yu P.T., Shapiro J.H., Bounds J. K.:** *An Atmospheric Optical Ring Network*. IEEE Trans. Commun., vol. 38, no. 1, January 1990.
2. **Eardley P. L., Wisely D. R.:** *Igbit/s optical free space link operating over 40 m – system and applications*. IEE Proc.-Optoelectron., vol. 143, no.6, December 1996.
3. **Kahn J. M., Barry J. R.:** *Wireless Infrared Comumunications*. IEEE Proc., vol. 85, no. 2, February 1997.
4. **Huang W., Takayanagi J., Sakanaka T., Nakagawa M.:** *Atmospheric Optical Communication System Using Subcarrier PSK Modulation*. The 15 th Symposium on Information Theory and its Applications (SITA'92), Japan, 1992.

5. **Garner W. J.:** *Bit Error Probabilities Relate To Data-Link S/N*. Microwaves, November 1978.
6. *International Electrotechnical Commission, CEI/IEC -825-I: Safety of Laser Products*, 1993.
7. *Digital Wireless Communication System Uses Atmosphere for short Rums*. EuroPhotonics Journal, Laurin Publishing, February/March 1998.
8. **Karp S., Gagliardi R., Moran S., Stotts L.:** *Optical Channels*. Plenum Press, New York, 1998.
9. **Shapiro J. H.:** *Imaging and optical communication through atmospheric turbulence*", w *Laser ' Beam Propagation in the Atmosphere*, Strohbehn J. W., Springer - Verlag, 1978, Berlin, rozdział 6.
10. **Hoersten E. V., Harger R O., Halme S. J.:** *Communication theory for the turbulent atmosphere*. Proc. IEEE, vol. 58, October 1970.
11. **Morita K., Yoshida F.:** *Light wave attenuation in propagation through the atmosphere*. Rev. Electrical Commun. Lab., 197.1, 19, (5-6).
12. **Gibbins:** *Millimetre, infrared and optical propagation studies at the Rutherford Appleton Laboratory*. National Radio Propagation Programme Research note no. 124, Rutherford Appleton Laboratory, Chilton, Didcot, UK.
13. **Clay, Lenham:** *Attenuation of electromagnetic radiation in fogs in the infrared compared with that at visible wavelengths*. Appl. Opt., 1984, 23, (17).
14. **Sanders:** *Automatic recording transmissometer for atmospheric attenuation measurements at 0,9- μ m wavelength*. Opt. Laser Technol., 1973.

ATMOSPHERE AS A OPTICAL COMMUNICATION CHANNEL

Summary: The influence of the state of atmosphere on transmission of light beam in open air has been presented. Particularly, influence of rain, fog, turbulences of air on quality of transmission is analyzed. The atmosphere components and its thermal fluctuations causes increased attenuation, diffusion of wave front and signal fading. Therefore when we are projecting optoelectronic link in open air we ought to assure enough large power output margin because of particular properties this kind of optical channel.

Key words: atmosphere, transmission, optical radiation

Artykuł zrealizowano w ramach pracy statutowej S/WE/2/98.

Wojciech Mazerski, Jan Dorosz

WYKORZYSTANIE SIECI NEURONOWYCH DO OBRÓBKI SYGNAŁÓW Z CZUJNIKÓW ŚWIATŁOWODOWYCH

Streszczenie: W artykule przedstawiono przykłady układów wykorzystujących logikę sieci neuronowych do przetwarzania danych z czujników światłowodowych. Omówiono zasadę działania sieci jednokierunkowej z algorytmem wstecznej propagacji błędu i przeprowadzono analizę poprawności jej działania przy współpracy z matrycą sensorów światłowodowych rozłożonych przestrzennie na powierzchni płaskiej.

Słowa kluczowe: neuron, sieci neuronowe, czujniki światłowodowe

1. Wstęp

Sztuczne sieci neuronowe, czyli systemy przetwarzania informacji, działające na podobieństwo ludzkiego mózgu, stają się interesującym narzędziem dla coraz szerszego kręgu naukowców.

Informatycy widzą w nich maszynę niewymagającą programowania i dającą nadzieję na stworzenie uniwersalnego algorytmu rozwiązywania problemów.

Inżynierów fascynuje ogromna współbieżność obliczeń. Systemy neuronowe, choć znacznie wolniejsze od tradycyjnych komputerów zbudowanych na strukturach krzemowych, lepiej radzą sobie z tak trudnymi zadaniami, jak np. przetwarzanie obrazów. Są również bardziej niezawodne. W typowym komputerze nieznaczna usterka potrafi zdeorganizować cały system. Neurokomputer natomiast, podobnie jak mózg biologiczny, może funkcjonować nawet poważnie uszkodzony.

Biolodzy i psychologowie patrzą z kolei na sztuczne sieci neuronowe jak na uproszczony model mózgu. Sieci są dla nich ciekawą pomocą naukową pozwalającą „podglądać” pracę mózgu jako całości oraz tłumaczyć pewne typy zachowań ludzkich.

Poniższa tabela przedstawia zestawienie najbardziej znaczących różnic pomiędzy systemem neuronowym, a konwencjonalnym komputerem (van Neumanna).

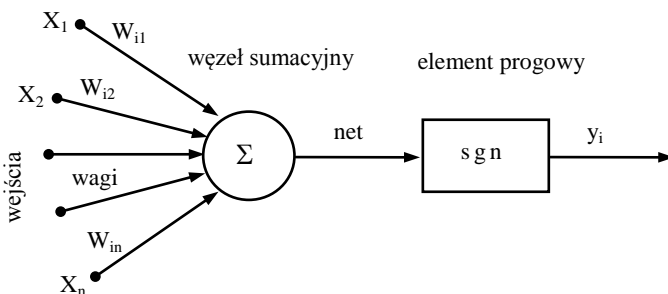
Tabela 1.

Różnice pomiędzy systemem neuronowym a konwencjonalnym komputerem

Sieć neuronowa	Komputer van Neumanna
Brak podziału między jednostką arytmetyczną i pamięć (eliminowanie „wąskiego gardła” konwencjonalnych komputerów)	Wyraźnie oddzielona jednostka arytmetyczna od pamięci
Tysiące bardzo prostych, funkcjonalnie identycznych i wzajemnie połączonych neuronów	Wiele mikrokomputerów połączonych równolegle
Programowanie poprzez określenie architektury i reguł uczenia	Programowanie w kodzie maszynowym, bądź języku wysokiego poziomu
Szybkie znajdowanie rozwiązań przybliżonych	Musi być odpowiednio zaprogramowany do znajdowania każdego typu rozwiązań
Duża odporność systemu na usterki	Ochrona przed awarią systemu poprzez dodatkowe oprogramowanie lub drugi równolegle pracujący komputer

2. Neuron i sieci neuronowe

Podstawowym elementem sieci jest neuron (rys. 1).



Rys. 1. Budowa sztucznego neuronu

Zasada jego pracy jest następująca. Na wejścia x_i podawane są sygnały pobudzające neuron. Następnie mnożone są one przez odpowiednie liczby w_i zwane *wagami synaptycznymi* i sumowane. Zadaniem wag jest zmiana równouprawnienia poszczególnych wejść x_i , tak aby niektóre miały większą, a inne mniejszą rangę, dając odpowiednio większy, bądź mniejszy wkład do sygnału sumarycznego. Dzięki temu stan wyjściowy neuronu będzie zależał nie tyle od sygnału na pojedynczym wejściu, ile od całej konfiguracji sygnałów wchodzących do neuronu. Jedne konfiguracje będą więc w stanie pobudzić neuron, inne zaś nie.

Otrzymana w węźle sumacyjnym wartość reprezentuje sobą łączne pobudzenie neuronu i odpowiada potencjałowi czynnościowemu komórki biologicznej, co formalnie można zapisać w postaci iloczynu skalarnego wektorów wag i wymuszeń [6]:

$$net = \mathbf{w}^T \mathbf{x} = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (1)$$

gdzie:

\mathbf{w} – macierz wag,

\mathbf{x} – wektor wejściowy,

przy czym dodatnie wartości w_i działają pobudzająco, a ujemne hamująco.

Wynik wagowego sumowania podawany jest dalej na element progowy decydujący o stanie wyjścia neuronu. Zależność opisującą działanie układu progowego nazywa się *funkcją aktywacji*. Można ją zdefiniować na kilka sposobów i właśnie ze względu na tę funkcję wyróżnia się poszczególne modele neuronów [5, 6].

Historycznie pierwszy był neuron McCullocha – Pittsa (1943) [4]. Zarówno sygnały wejściowe jak i wyjściowe mogły tu przybierać tylko dwie dyskretne wartości:

0 – oznaczało brak pobudzenia,

1 – pobudzenie neuronu.

Funkcja opisująca działanie takiego neuronu miała postać:

$$y = \begin{cases} 1 & \text{dla } \sum_{i=1}^n w_i x_i \geq T \\ 0 & \text{dla } \sum_{i=1}^n w_i x_i < T \end{cases} \quad (2)$$

gdzie: T – stała wartość progowa, poniżej której neuron pozostaje nieaktywny.

Ważną cechą neuronu są jego zdolności adaptacyjne, pozwalające na modyfikacje wag podczas procesu uczenia. Ogólny mechanizm jest stosunkowo prosty. Na wejścia neuronu podajemy sygnały tworzące określoną konfigurację – założmy, że chcemy, aby pobudziła ona neuron. Jeżeli na wyjściu pojawi się sygnał – nie robimy nic, jeżeli zaś nie, to modyfikujemy wagi synaptyczne i powtarzamy działanie. Proces kończy się z chwilą osiągnięcia zamierzonej reakcji neuronu.

Pojemność informacyjna pojedynczego neuronu jest nieduża i nie jest on w stanie zapamiętać wielu wzorców. Zwiększenie pojemności oraz mocy obliczeniowej uzyskuje się przez połączenie neuronów w sieć. Najważniejszym parametrem sieci jest jej architektura, decyduje bowiem o możliwościach i szybkości działania układu. Jest tym, czym kod programu dla konwencjonalnego komputera, stąd mamy znaczną liczbę konfiguracji sieci. Najpopularniejsze z nich, a także metody

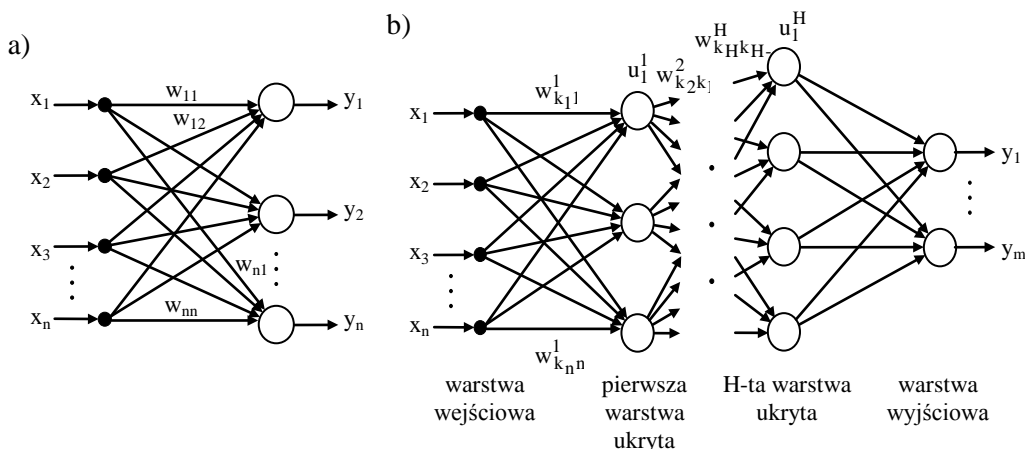
ich uczenia opisane są szczegółowo w literaturze [5, 6]. Tutaj przedstawiona zostanie budowa sieci jednokierunkowej z algorytmem propagacji wstecznej jako metodą uczenia.

2.1. Sieć jednokierunkowa z algorytmem wstecznej propagacji błędów

Wspólną cechą sieci należących do tej klasy jest jednokierunkowy przepływ sygnału: od wejścia do wyjścia. Neurony ułożone są tu w warstwy, przy czym elementy należące do tej samej warstwy nie są ze sobą połączone.

Jeżeli występuje tylko jedna warstwa, zasilana z węzłów wejściowych to, mówi się o *sieci jednowarstwowej*. Węzły wejściowe nie tworzą tu warstwy neuronów, gdyż nie zachodzi w nich żaden proces obliczeniowy (rys. 2a).

Jeżeli występuje przynajmniej jedna warstwa ukryta, pośrednicząca w przekazywaniu sygnałów między węzłami: wejściowym i wyjściowym, to sieć nazywa się siecią *wielowarstwową*. Sygnały wejściowe podane na pierwszą warstwę ukrytą są sygnałami źródłowymi dla kolejnej warstwy. Występują tu przeważnie połączenia pełne, tzn. każdy neuron określonej warstwy połączony jest z każdym neuronem warstwy następnej za pomocą ważonych połączeń synaptycznych. Schemat tego typu sieci przedstawiony jest na rysunku 2b [3].



Rys. 2. Schemat sieci jednokierunkowej: a) jednowarstwowej, b) wielowarstwowej: x_1, \dots, x_n – sygnały wejściowe, y_1, \dots, y_m – stany neuronów warstwy wyjściowej, $u_1^H, \dots, u_{k_H}^H$ – stany wyjść neuronów H -tej warstwy ukrytej, k_1, \dots, k_n – numery kolejnych neuronów w warstwie, $h = 1, 2, \dots, H$ – numer

warstwy ukrytej, $w_{k_h, k_{h-1}}^h$ – waga połączenia między elementem k_{h-1} oraz k_h – tym odpowiednio w warstwach $(h-1)$ -szej i h -tej

Łączne pobudzenie dla i -tego neuronu w h -tej warstwie ukrytej można zapisać jako [3]:

$$net_i = \sum_{K_n=1}^{Kn} w_{ik_{h-1}}^h u_{k_{h-1}} \quad (3)$$

a wektor wyjściowy będący wynikiem działania funkcji aktywacji na wymuszenie łączne:

$$\mathbf{u}^h = \Gamma_h [\mathbf{w}^h \mathbf{u}^{h-1}] \quad (4)$$

gdzie:

- \mathbf{u}^h – wektor sygnałów wejściowych dla h -tej warstwy (wyjściowy dla $h-1$),
- $\Gamma(\cdot)$ – operator przetwarzania neuronowego h -tej warstwy
- \mathbf{w}^h – macierz współczynników wag połączeń między warstwami h i $h-1$.

Ogólne odwzorowanie wejście–wyjście może być zdefiniowane za pomocą operatora $\Gamma(\cdot)$ w postaci:

$$y = \Gamma_{wyj} [W^{wyj} \Gamma [W^h \Gamma [W^{h-1} \Gamma [W^1 \Gamma] \dots]]] = \Gamma_{wyj} \Gamma_H \Gamma_{H-1} \dots \Gamma_1 [\mathbf{u}] \quad (5)$$

Zadaniem elementów w warstwie wejściowej jest wstępne przetwarzanie obrazu wejściowego $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$, polegająca na normalizacji lub skalowaniu sygnałów. Zasadnicze przetwarzanie odbywa się w warstwach ukrytych oraz warstwie wyjściowej.

Podstawową cechą tych sieci jest zdolność realizowania dowolnie złożonych odwzorowań wejściowo – wyjściowych, co widać ze wzoru (5).

Uczenie tego typu sieci polega na wielokrotnym podawaniu na ich wejścia obrazów uczących, a najczęściej wykorzystywanym algorytmem uczenia jest – *algorytm propagacji wstecznej*.

Podstawę stanowi tu minimalizacja sumy kwadratów różnic między wartościami sygnałów wyjściowych sieci y_i , a wartościami pożądanymi d_i , czyli tzw. funkcja energetyczna, opisana wzorem:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^M \sum_{i=1}^p [y_i(k) - d_i(k)]^2 \quad (6)$$

Uczenie sieci składa się z następujących faz (dla uproszczenia analizy pod uwagę wzięta zostanie sieć trzywarstwowa, tzn. z jedną warstwą ukrytą):

1. Na początku, jak w każdej metodzie uczenia z nauczycielem, następuje prezentacja próbki uczącej X i obliczenie wartości sygnałów poszczególnych neuronów w sieci. Dla konkretnego wektora X obliczane są wartości sygnałów wyjściowych u_i neuronów warstwy ukrytej, a następnie wartości y_i , odpowiadające neuronom warstwy wyjściowej. Po obliczeniu sygnałów y_i możliwe staje się określenie wartości funkcji energetycznej.
2. W drugiej fazie następuje minimalizacja funkcji energetycznej, najczęściej za pomocą metod gradientowych. Odwracany jest kierunek przepływu sygnału, funkcje aktywacji zastępowane są ich pochodnymi, a na byłym wyjściu (obecnie wejściu sieci) przykładane są wartości odpowiednich różnic wstecznych:

$$- \text{dla warstwy wyjściowej } \delta_i^{(2)} = (y_i - d_i) f'(\text{net}^{(2)}),$$

$$- \text{dla warstwy ukrytej } \delta_i^{(1)} = \sum_{k=1}^M \delta_k^{(2)} w_{ki}^{(2)} f'(\text{net}^{(1)}).$$

Różnica wsteczna warstwy wyjściowej wyraża sobą rzeczywistą różnicę między wartością uzyskaną i pożądaną sygnału wyjściowego neuronu w warstwie wyjściowej, wzmocnioną przez pochodną funkcji aktywacji. Różnica wsteczna warstwy ukrytej może być interpretowana jako suma ważona różnic $\delta_k^{(2)}$ warstwy wyjściowej przy kierunku wstecznym propagacji sygnału. Stąd bierze się nazwa metody propagacji wstecznej.

3. Uaktualnienie wag odbywa się na podstawie wyników uzyskanych w punkcie 1 i 2, zaczynając od warstwy wyjściowej i kończąc na wejściowej: przyrost wagi dla warstwy wyjściowej:

$$\Delta w_{ij}^{(2)} = -\eta \delta_i^{(2)} u_j \quad (7)$$

stąd uaktualniona waga :

$$w_{ij}^{(2)}(t+1) = w_{ij}^{(2)}(t) + \Delta w_{ij}^{(2)} \quad (8)$$

oraz przyrost dla warstwy wejściowej:

$$\Delta w_{ij}^{(1)} = -\eta \delta_i^{(1)} x_j \quad (9)$$

waga zmodyfikowana:

$$w_{ij}^{(1)}(t+1) = w_{ij}^{(1)}(t) + \Delta w_{ij}^{(1)} \quad (10)$$

gdzie: η – współczynnik uczenia.

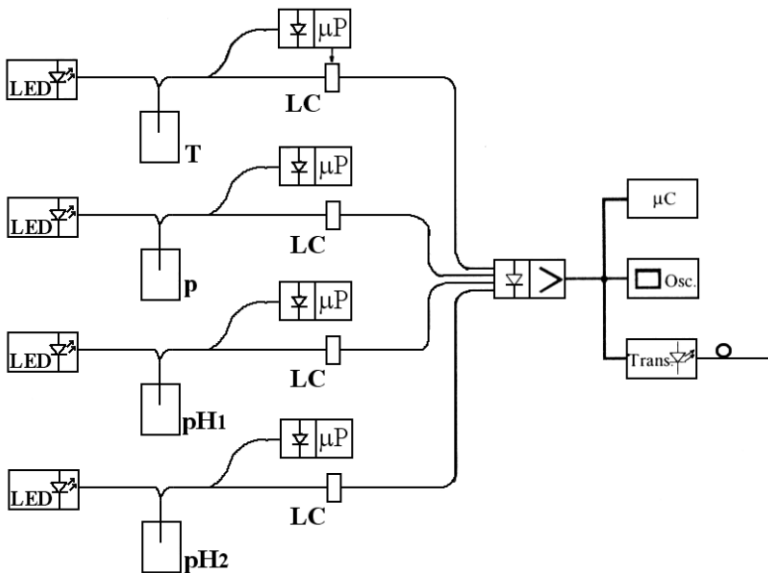
4. Proces opisany w punktach 1, 2, 3 należy powtórzyć dla wszystkich wzorców uczących, kontynuując go do chwili spełnienia warunku zatrzymania algorytmu. Algorytm kończy się w momencie, gdy funkcja celu spadnie poniżej pewnej wartości ε określającej dokładność procesu uczenia.

Wadą algorytmu jest jego wolna zbieżność. Poprawę efektywności uzyskuje się poprzez pewne modyfikacje, np. adaptacyjny dobór stałej uczenia η bądź zasadę tzn. momentum [4].

3. Wykorzystanie sieci neuronowych do analizy sygnałów z czujników światłowodowych

3.1. Optoelektroniczny neuron dla systemu czujników optycznych [1]

Przedstawiony na rysunku 3 układ ma za zadanie zidentyfikować stan przekroczenia ustalonego progu przez jeden z czujników światłowodowych.



Rys. 3. Neuron optoelektroniczny przetwarzający sygnały z czujników światłowodowych

Neuron składa się z czterech laserów półprzewodnikowych, pełniących rolę źródeł światła i czterech różnych czujników optycznych, wykorzystujących światłowodów wielomodowe. Część światła otrzymana na wyjściu każdego z czujników jest poprzez sprzęgacze światłowodowe doprowadzona do detektorów w celu kontroli poziomu sygnału wysyłanego do sieci. Reszta trafia do komórek ciekłokrystalicznych mogących przyjmować różne wartości transmisji, w zależności od przyłożonego napięcia. Po przejściu przez komórki ciekłokrystaliczne, światło odprowadzone jest zbiorczymi włóknami do jednego fotodetektora, skąd wyjściowy sygnał elektryczny przechodzi do woltomierza. Wskazania miernika są proporcjonalne do sumy mocy optycznej docierającej do fotodetektora.

Uczenie neuronu rozpoznawania wektora wejściowego polega na zmianie poziomu transmisji komórek ciekłokrystalicznych, tak aby wybrać odpowiednią wagę dla każdego sygnału wejściowego. Potem ingerencja nauczyciela nie jest już potrzebna.

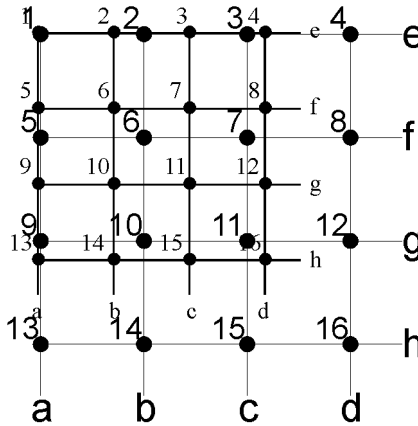
Działanie systemu ograniczone jest do przypadków, w których istotne jest jedynie przekroczenie progu ustalonego dla każdego czujnika. Ponadto wymagane jest, aby na wyjściu elementu modulującego sygnały pochodzące z różnych czujników miały różne moce optyczne – w przedstawionym przykładzie zmieniają się zgodnie z szeregiem geometrycznym. W ten sposób ilość czujników pracujących z jednym neuronem spełniającym rolę procesora jest ograniczona i zależy od charakterystyki transmisyjnej komórki ciekłokrystalicznej lub każdego z pikseli przestrzennego modulatora światła.

3.2. Wykorzystanie sieci neuronowych do analizy sygnałów z matrycy czujników światłowodowych

Pojedynczy neuron, niezależnie od ilości czujników na jego wejściach, pozwala wygenerować odpowiedź stwierdzającą jedynie czy został przekroczony pewien punkt krytyczny systemu, czy też nie. W wielu przypadkach, jak np. przy pomiarze naprężeń w materiałach kompozytowych, wymagana jest jeszcze informacja o lokalizacji miejsca zadziałania bodźca. Wówczas potrzeba wielu neuronów połączonych w sieć.

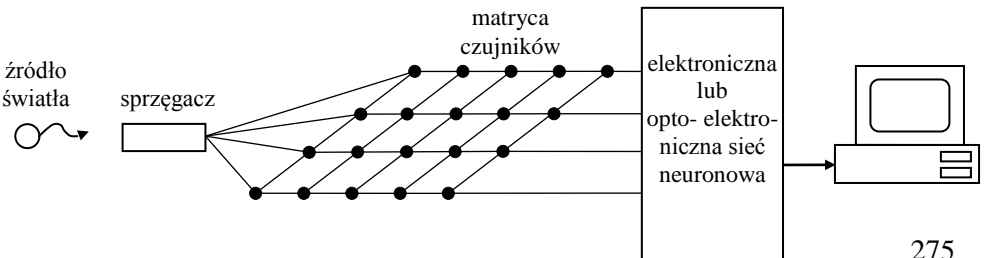
Poniżej przedstawiono możliwość zastosowania sieci jednokierunkowej ze wsteczną propagacją błędów do współpracy z matrycą sensorów rozłożonych przestrzennie na powierzchni płaskiej [2].

Sygnałem wejściowym analizowanej sieci jest światło o modulowanym poziomie natężenia. Zapewnia to współpracę z wszelkimi matrycami sensorowymi kodującymi w ten sposób sygnał wyjściowy. Naturalnym wyborem z powodu jednolitości nośnika informacji są oczywiście czujniki z włókien szklanych. Mogą to być zarówno światłowody polaryzacyjne np. typu *bow tie* z polaryzatorami na wyjściu, jak i czujniki mikrozgięciowe. Ważne jest, aby sensory znajdowały się w węzłach prostokątnej, bądź kwadratowej siatki (jak na rys. 4), tak aby zmiana stanu czujnika wywoływała zmianę natężenia światła na końcach dwóch skrzyżowanych włókien.



Rys. 4. Siatka czujników światłowodowych

Schemat systemu jest przedstawiony na rysunku 5. Źródło światła zasila poprzez sprzęgacz matrycę czujników. Zmodulowany przez poszczególne sensory sygnał świetlny dociera do sieci neuronowej. Tam w czasie rzeczywistym następuje rozpoznanie miejsca i siły zewnętrznego zakłócenia. Rezultat wysyłany jest do komputera, którego zadaniem jest wizualizacja otrzymanego wyniku.



Rys. 5. Schemat systemu pomiarowego

Wyjścia włókien matrycy czujników mogą być sprzężone z elementami matrycy detektorów, lub ciekłokrystaliczną matrycą przestrzennego modulatora światła SLM – w zależności od zastosowanej sieci neuronowej. Implementacje optyczne uzasadnione są tylko przy bardzo dużej liczbie czujników. Mniejsze matryce, ze względu na znaczne prędkości działania obecnych komputerów, można również efektywnie sprzęgać z sieciami elektronicznymi realizowanymi np. programowo.

Analizę wykorzystania algorytmów neuronowych autorzy przeprowadzili dla matrycy czujnikowej jak na rysunku 4, pozwalającej zlokalizować 16 miejsc działania bodźca zakłócającego i trzy poziomy jego siły (przyjęto, że 1 oznacza brak oddziaływania bodźca, czujniki wprowadzają wówczas najmniejsze tłumienie, 0 natomiast oznacza bardzo duże tłumienie, czyli maksymalne oddziaływanie czynnika zakłócającego):

- I poziom – sygnał wyjściowy $0,7 \div 1$ (wartości maksymalnej).
- II poziom – sygnał wyjściowy $0,3 \div 0,7$,
- III poziom – sygnał wyjściowy $0 \div 0,3$.

Sposób kodowania siły i lokalizacji przedstawiają poniższe tabele.

Tabela 2.

Kodowanie siły

Siła działającego bodźca	Sygnał wyjściowy
0.7	0 0
0.3	0 1
0	1 1

Tabela 3.

Kodowanie lokalizacji

a b c d e f g h	wyjście
X 1 1 1 X 1 1 1,	0 0 0 0
X 1 1 1 1 X 1 1,	0 0 0 1
X 1 1 1 1 1 X 1,	0 0 1 0
X 1 1 1 1 1 1 X,	0 0 1 1
1 X 1 1 X 1 1 1,	0 1 0 0
1 X 1 1 1 X 1 1,	0 1 0 1

1 X 1 1 1 1 X 1,	0 1 1 0
1 X 1 1 1 1 1 X,	0 1 1 1
1 1 X 1 X 1 1 1,	1 0 0 0
1 1 X 1 1 X 1 1,	1 0 0 1
1 1 X 1 1 1 X 1,	1 0 1 0
1 1 X 1 1 1 1 X,	1 0 1 1
1 1 1 X X 1 1 1,	1 1 0 0
1 1 1 X 1 X 1 1,	1 1 0 1
1 1 1 X 1 1 X 1,	1 1 1 0
1 1 1 X 1 1 1 X	1 1 1 1

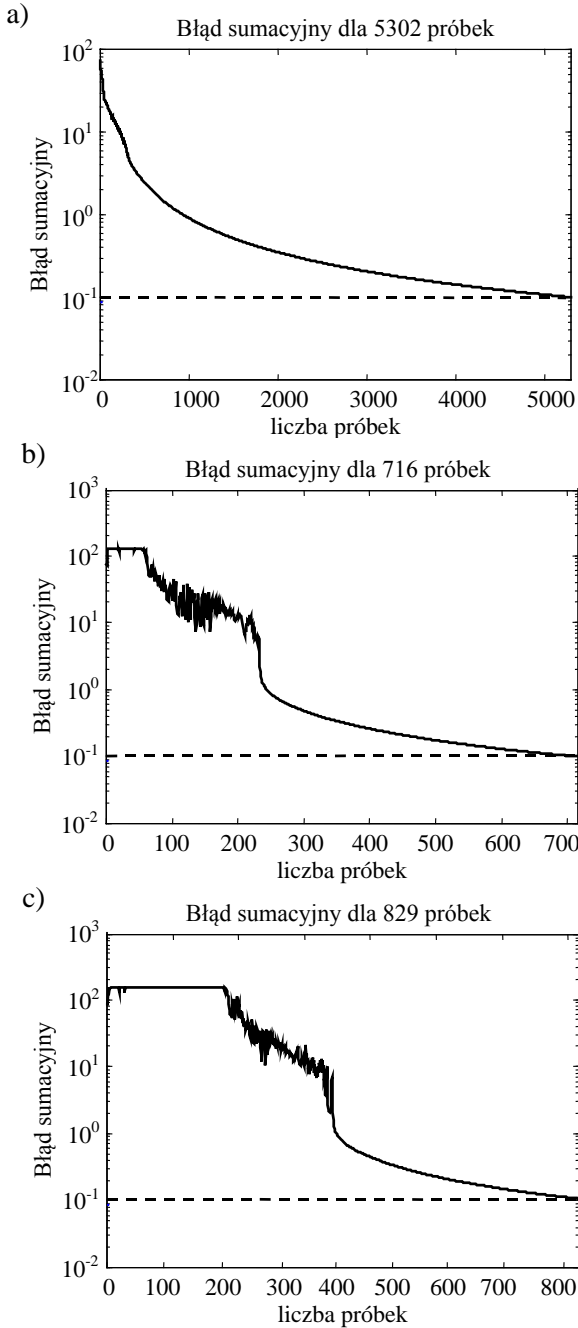
Sieć składa się z trzech warstw, a jej architekturę determinowały wymogi układu. Sygnał wejściowy pochodzi z ośmiu włókien, stąd w warstwie wejściowej powinno być osiem neuronów. Układ ma rozpoznawać 16 lokalizacji z trzema różnymi poziomami oddziaływania, więc w drugiej (ukrytej) warstwie musi być $16 \times 3 = 48$ neuronów. Warstwa trzecia (wyjściowa) ma w sposób jednoznaczny kodować każdą z tych 48 kombinacji. Dla uzyskania najmniejszego wymiaru wektora wyjściowego zastosowano następującą logikę: pierwsze cztery neurony określają miejsce działania czujnika, dwa ostatnie – jego siłę. W ten sposób warstwa wyjściowa ma tylko 6 neuronów.

Do badań wykorzystano program *Matlab 5.1* posiadający bibliotekę funkcji przeznaczonych do analizy sieci neuronowych. Napisany został w nim skrypt symulujący badaną sieć.

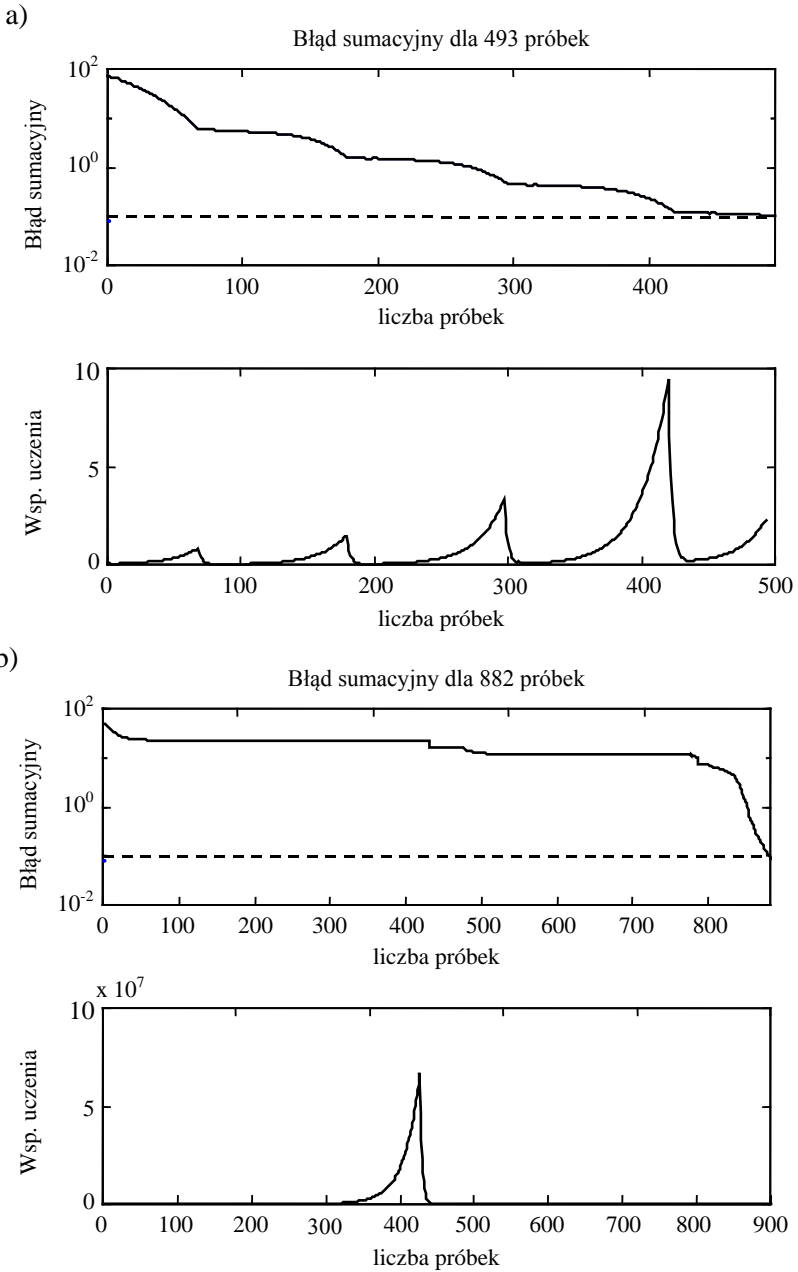
Warunki optymalne trenowania sieci dobierano eksperymentalnie. Na rysunku 6 przedstawione są krzywe zmian błędu średniokwadratowego w funkcji ilości wektorów trenujących dla sieci ze stałym współczynnikiem uczenia. Widać z nich, że początkowo zwiększanie tego parametru przyspiesza proces uczenia, ale po przekroczeniu pewnej wartości czas ten zaczyna się wydłużać, aż w pewnym momencie uczenie jest zatrzymane. Dla małych η krzywa błędu monotonicznie opada, świadcząc o tym, że sieć sukcesywnie zapamiętuje podane wzory wejściowe. Przy większych współczynnikach uczenia widoczne są na początku oscylacje zwiększające się proporcjonalnie do zadanej wartości η , po czym funkcja ponownie zaczyna zdążać monotonicznie do minimum. Dzieje się tak, ponieważ modyfikacja wag w jednym cyklu jest za duża i sieć nie jest w stanie poprawnie sklasyfikować wszystkich wzorów wejściowych, często podobnych do siebie (np. różniących się jednym bitem).

Lepszym rozwiązaniem byłoby więc podawanie małych współczynników η na początku fazy uczenia, a potem stopniowe ich zwiększanie. Na takiej zasadzie

działa sieć z adaptacyjnym współczynnikiem uczenia. Skuteczność metody widać na wykresach z rysunku 7 po szybkości zbieżności błędu sumacyjnego. Dodatkowo zilustrowany jest również przebieg zmian współczynnika η w trakcie uczenia.



Rys. 6. Krzywe zmian błędu sumacyjnego dla trzech współczynników uczenia: a) $\eta = 0,05$; b) $\eta = 0,3$; c) $\eta = 0,48$



Rys. 7. Krzywe błędu i krzywe uczenia sieci z adaptacyjnym współczynnikiem η : a) SSE = 0,1, $\eta = 0,05$, b) SSE = 0,1, $\eta = 0,1$

O długości trwania procesu uczenia decyduje również wartość błędu sumacyjnego SSE ($SSE = \sqrt{\sum_{i=1}^M (y_i - d_i)^2}$), którą ma osiągnąć sieć. Do prawidłowej klasyfikacji trzech poziomów przyjęto maksymalny błąd bezwzględny pomiędzy wartością oczekiwaną a rzeczywistą, równy 0,2. Wybranie η zapewniającej mniejsze wartości jest zbędne, ponieważ większa dokładność nie jest w badanym rozwiązaniu potrzebna. Z kolei z analizy wyników z tabeli 4 widać, że przy mniejszym η uzyskuje się lepsze rezultaty dla próbek zaszumionych.

Tabela 4.

Prędkości uczenia (ilość próbek uczących) w zależności od SSE i η

Współczynnik η	Błąd sumaryczny 0.01		Błąd sumaryczny 0.1	
	Sieć ze stałym współczynnikiem η	Sieć z adaptacyjnym współczynnikiem η	Sieć ze stałym współczynnikiem η	Sieć z adaptacyjnym współczynnikiem η
0.01	poza zakresem	729	5920	607
0.05	poza zakresem	570	5153	405
0.1	18156	817	2513	769
0.2	9563	871	1212	brak zbieżności
0.3	5920	1014	825	brak zbieżności
0.4	4846	brak zbieżności	705	brak zbieżności
0.5	brak zbieżności	brak zbieżności	802	brak zbieżności

Tabela 5.

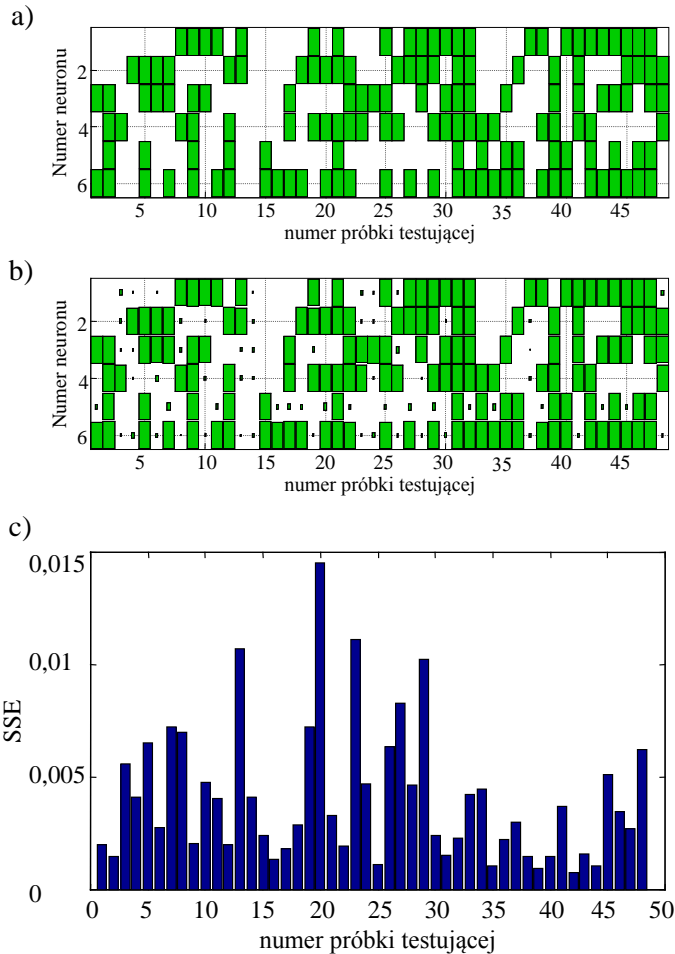
Maksymalny błąd bezwzględny w zależności od SSE i η

Współczynnik η	Błąd sumaryczny SSE=0,01			Błąd sumaryczny SSE=0,1		
	Próbki niezakłócone	Próbki z szumem 0.05max	Próbki z szumem 0.1max	Próbki niezakłócone	Próbki z szumem 0.05max	Próbki z szumem 0.1max
0,01				0,04	0,13	0,21
0,05				0,04	0,14	0,31
0.1	0,01	0,07	0,26	0,04	0,09	0,27
0.2	0,01	0,05	0,32	0,05	0,1	0,32
0.3	0,01	0,06	0,3	0,06	0,1	0,39
0.4	0,01	0,04	0,34	0,05	0,09	0,24

W tabeli 5 przedstawione zostały zmiany maksymalnego błędu bezwzględnego w zależności od parametrów η i SSE dla nauczonej sieci.

Do testowania sieci użyto zbiorów próbek o trzech stopniach „zaszumienia”:

- prbpm – maksymalna różnica między wartością rzeczywistą a idealną wynosi 0,
- prbp5 – maksymalna różnica między wartością rzeczywistą a idealną wynosi 0,1,
- prbp10 – maksymalna różnica między wartością rzeczywistą a idealną wynosi 0,2.



Rys. 8. Histogramy: a) zbioru wzorcowego, b) zbioru na wyjściu sieci, c) błędu średniokwadratowego dla poszczególnych próbek

Szum ma reprezentować sobą błędy spowodowane niejednorodnością czujników w sieci, bądź niejednoznacznością określeniem miejsca działania bodźca zewnętrznego. Z tabeli widać, że tylko próbki, których zakłócenia były mniejsze niż 0,05, są rozpoznawalne z wymaganym błędem (0,2). Na rysunku 8 przedstawiono przykładowy histogram sygnałów wyjściowych dla zbioru próbek wejściowych prbp5 oraz odpowiadający mu histogram błędów SSE.

3.3. Wnioski

Powyższy przykład potwierdza możliwość współpracy sieci neuronowej z matrycą czujników. Sieć spełniła swoje zadanie – nauczyła się wzorów wejściowych. Potrafiła rozpoznać je nawet przy podaniu sygnałów zaszumionych.

Analizowany układ ma pewien niedostatek – nie potrafi sam przystosować się do zmiennych warunków wymuszających, tzn. nie umie „douceć się” nowych zbiorów, co znacznie poprawiłoby jego funkcjonalność. Układ nie jest też w stanie poprawnie zinterpretować kilku bodźców działających jednocześnie. Niemniej, jednak jest tak, że sieć pozbawioną powyższych wad można skonstruować wykorzystując opisany tutaj układ. Jego zadaniem byłoby wówczas zmniejszenie wymiarowości danych doprowadzanych do części właściwej – samoorganizującej się, potrafiącej na bieżąco douczyć się nowych wzorów.

Sztuczne sieci neuronowe są ciekawym sposobem analizy sygnałów z czujników światłowodowych, zwłaszcza z rozłożonych matryc zawierających bardzo dużą liczbę elementów. Pozwalają niemal natychmiast dać odpowiedź o stanie układu, a co najważniejsze mogą same uwzględnić wszelkie zmiany zaistniałe w konfiguracji wejściowej układu. Uszkodzenie któregośkolwiek czujnika, nie wymaga tu, tak jak przy rozwiązaniu konwencjonalnym, ingerencji w oprogramowanie systemu. Samoorganizująca się sieć, w sposób naturalny sama wyeliminuje niedziałający element.

Sytuacją najkorzystniejszą przy stosowaniu czujników światłowodowych byłoby użycie całkowicie optycznych sieci neuronowych. Zapewniałoby to jednolitość nośnika informacji w całym układzie i pozwoliło na znaczne powiększenie pojemności sieci. Niestety, takie układy, ze względu na niepokonane trudności techniczne (m.in. duża czułość i gabaryty układu), nie wychodzą jeszcze poza drzwi laboratoriów.

Literatura

1. **Domański A. W, Kapierski M., Konopka W., Nasilowski T., Świllo M., Siemakowski M., Woliński T. R.:** *Zastosowanie optoelektronicznych sieci neuronowych do przetwarzania sygnałów z czujników światłowodowych*, V Konferencja Światłowody i ich zastosowanie – Białowieża, 1998.
2. **Mazerski W.:** *Optoelektroniczne sieci neuronowe*, praca dyplomowa, Politechnika Białostocka, 1999.
3. **Korbicz T.:** *Sztuczne sieci neuronowe*, Akademicka Oficyna Wydawnicza PLJ, Warszawa, 1994.
4. **Osowski S.:** *Sieci neuronowe*, OWPW, Warszawa, 1994.
5. Tadeusiewicz R.: *Sieci neuronowe*, Akademicka Oficyna Wydawnicza, Warszawa, 1993.
6. **Żurada J., Barski M., Jędruch W.:** *Sztuczne sieci neuronowe*, PWN, Warszawa, 1996.

THE NEURAL NETWORKS FOR OPTICAL FIBER SENSORS SIGNAL ANALYSIS

Summary: The systems using artificial neural network algorithms for data analysis of optical fiber sensors are presented. The authors investigated a backpropagation neural network applied to signal measurement in spatial optical fiber sensor matrix.

Key words: neuron, neuron networks, optical fiber sensors

Artykuł zrealizowano w ramach pracy statutowej S/WE/2/98.

Jacek Kuszniér

ŚWIATŁOWODOWE CZUJNIKI TEMPERATURY

Streszczenie: W artykule przedstawiono konstrukcje światłowodowych czujników temperatury w wersjach: odbiciowej, transmisyjnej, mikrozgięciowej. Przedstawione zostały również sensory: luminescencyjny oraz sensory reflektometryczne i interferometryczne. Czujniki światłowodowe możemy stosować w środowiskach łatwopalnych i zagrożonych wybuchem (nie występuje zagrożenie iskrzeniem), jak również w miejscach trudno dostępnych (np. pomiar temperatury w transformatorach energetycznych).

Słowa kluczowe: światłowód, czujniki światłowodowe

1. Wstęp

Od lat osiemdziesiątych obserwuje się olbrzymi rozwój techniki i technologii czujników światłowodowych. Postęp ten zachodzi zarówno dzięki poznanym i docenionym zaletom takich czujników, jak również dzięki olbrzymim nakładom przemysłu i telekomunikacji na rozwój techniki i technologii światłowodów. Postęp w dziedzinie światłowodów telekomunikacyjnych przyczynia się do obniżenia kosztów materiałów wykorzystywanych w technice światłowodowej i w związku z tym również do zainteresowania się innymi rodzajami światłowodów. Współczesne czujniki światłowodowe wymagają często włókien, których budowa jest bardziej złożona niż budowa światłowodów telekomunikacyjnych.

Czujniki temperatury stanowią dużą grupę czujników światłowodowych. Szczególnie istotne przy pomiarach temperatury są następujące zalety światłowodów:

- umożliwiają realizację pomiarów w środowisku łatwopalnym i wybuchowym, nie występuje ryzyko iskrzenia,
- są łatwe w ochronie przed ogniem,
- umożliwiają pomiar temperatury w miejscach trudno dostępnych,
- mają małe wymiary i małą masę,
- jako tory dielektryczne światłowody nie podlegają wpływom i nie wytwarzają pól elektromagnetycznych.

Światłowody pozwalają na oddalenie wrażliwych na działanie temperatury elementów systemu pomiarowego od miejsca zagrożenia. Możliwa jest również realizacja

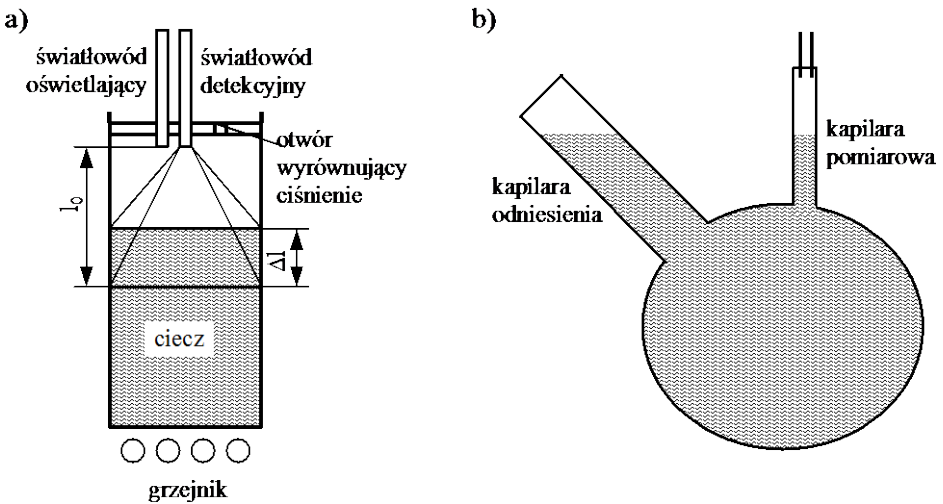
równoczesnego pomiaru przy pomocy jednej gówwicy pomiarowej innych wielkości fizycznych.

2. Czujnik temperatury w wersji odbiciowej

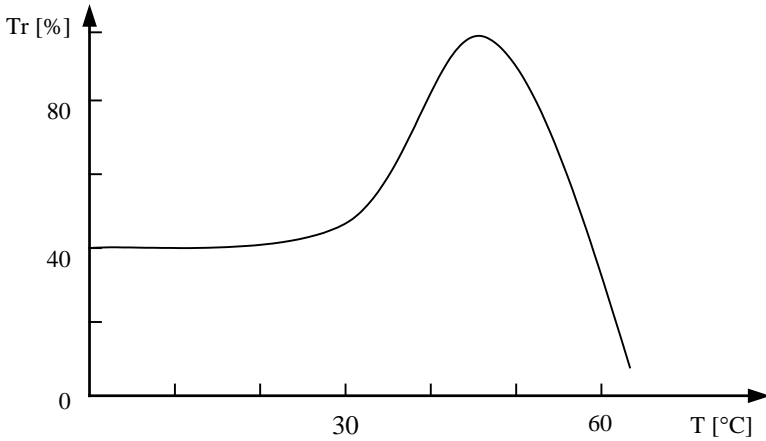
Czujnik taki wykorzystuje zjawisko rozszerzalności cieplnej wody. Światło z oświetlacza pada na powierzchnię wody, która pełni rolę zwierciadła dla czujnika odbiciowego (rys. 1). Część strumienia ulega odbiciu, część załamaniu. Natężenie oświetlenia na powierzchni czołowej światłowodu jest funkcją odległości między nim a lustrem wody i współczynnika odbicia na granicy powietrze – ciecz (rys. 2). Odległość ta i współczynnik odbicia są funkcją temperatury [1]. Dodatkowa kapilara stanowi ramię do uzupełnienia cieczy (np. w sposób automatyczny poprzez system z pływakiem) i do wyrównania ciśnienia.

Na pracę takiego czujnika ma wpływ:

- średnica kapilar pomiarowych (zwiększenie średnicy prowadzi do zmniejszenia czułości, zwiększa się natomiast zakres pomiarowy),
- rodzaj użytego światłowodu (pojedyncze włókna grubordzeniowe, wiązki),
- początkowa wartość l_0 (przy zwiększeniu wartości l_0 charakterystyka przesuwają się w stronę wyższej temperatury).



Rys. 1. Odbiciowy czujnik temperatury: a) konstrukcja gówwicy pomiarowej, b) budowa czujnika l_0 – początkowa odległość czoła światłowodu detekcyjnego od lustra wody Δl – zmiana wysokości słupa wody



Rys. 2. Charakterystyka odbiciowego czujnika temperatury [1]

3. Czujnik temperatury w wersji transmisyjnej

Czujnik ten również wykorzystuje zjawisko rozszerzalności cieplnej wody (rys. 3). Światło z oświetlacza jest tłumione przez mieszaninę (woda i atrament). Ze zmianą temperatury zmienia się wysokość słupka tłumiącego i w ten sposób następuje modulacja natężenia oświetlenia na powierzchni czołowej światłowodu detekcyjnego (rys. 4) [1].

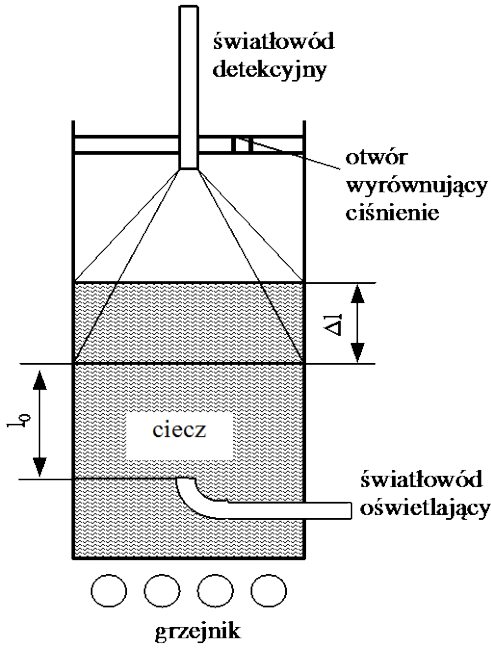
W czujniku transmisyjnym można wykorzystać również fakt, że apertura numeryczna (NA) światłowodu zależy od współczynnika załamania światła ośrodka, w którym go umieścimy (n_0). Z NA związany jest kąt akceptacji światłowodu (α), a więc i powierzchnia podstawy stożka akceptacji. Zasadę działania czujnika przedstawia rysunek 5. Zwiększenie wysokości słupa wody powoduje zmniejszenie podstawy stożka akceptacji (1) (2) i zwiększenie sprawności sprzężenia światłowodu oświetlającego z detekcyjnym.

$$NA = \sin \alpha \quad (1)$$

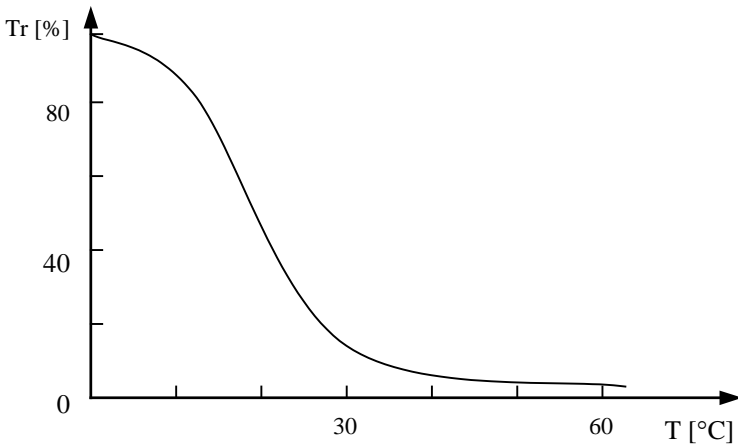
$$NA = \frac{1}{n_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2)$$

gdzie:

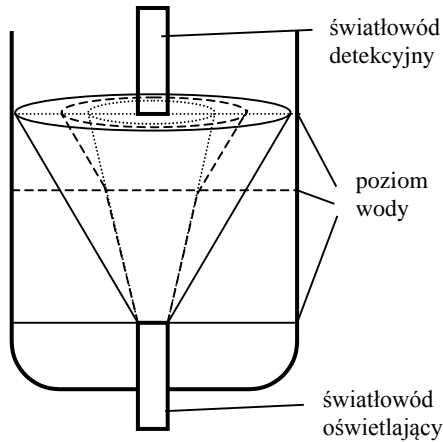
- n_1 – współczynnik załamania światła materiału rdzenia światłowodu,
- n_2 – współczynnik załamania światła materiału płaszczu światłowodu.



Rys. 3. Konstrukcja głowicy pomiarowej transmisyjnego czujnika temperatury z tłumieniem światła przez mieszaninę:
 l_0 – początkowa odległość czoła światłowodu od lustwa wody,
 Δl – zmiana wysokości słupa wody



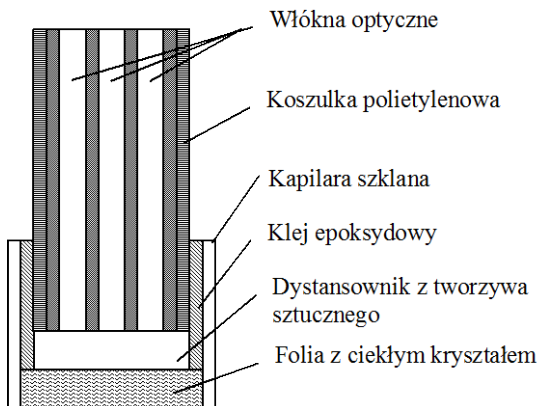
Rys. 4. Charakterystyka temperaturowa czujnika transmisyjnego [1]



Rys. 5. Transmisyjny czujnik temperatury ze zmianą podstawy stożka akceptacji

4. Układ kolorymetru

Czujnik pracuje w układzie odbiciowym. Zawiera on termoczułą membranę. Jako powierzchnię odbijającą można zastosować folię ciekłokrystaliczną, bowiem pod wpływem temperatury zmienia się skok spirali dużych cząstek chiralnych i tym samym barwa selektywnie odbitego promieniowania [8] (rys. 6).

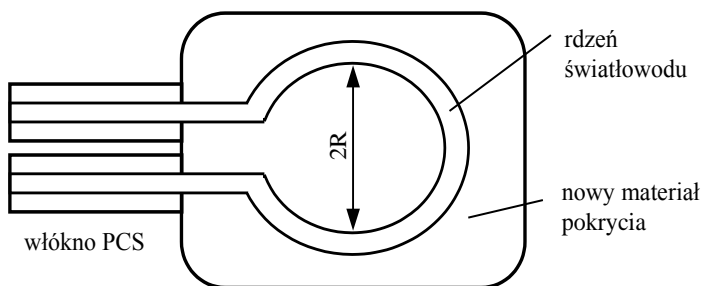


Rys. 6. Schemat światłowodowej głowicy do pomiaru temperatury z folią ciekłokrystaliczną [7]

Zmiana barwy ciekłych kryształów pod wpływem temperatury jest zjawiskiem znanym od początku badań nad ciekłymi kryształami, ale zbudowanie mikrokapłki na końcu światłowodu jest zagadnieniem trudnym. Główną przeszkodą jest nietrwałość czasowa ciekłych kryształów. Zastosowanie mikroampułkowania ciekłego kryształu poprzez zdyspergowanie go w folii poliuretanowej znacznie poprawia parametry światłowodowego termometru ciekłokrystalicznego. Dla takiego rozwiązania konieczne jest stosowanie wiązek światłowodowych, co powiększa rozmiary termometru. Termometry tego typu znajdują zastosowanie w medycynie [7].

5. Mikrozęciowe czujniki temperatury

Czujnik jest wykonany na bazie zgiętego światłowodu wielomodowego. Przedstawiony czujnik został zbudowany z wykorzystaniem światłowodu typu PCS 200/380 z usuniętym w miejscu gięcia płaszczem (gumą silikonową), który zastąpiono żywicą epoksydową. Budowę głowicy pomiarowej przedstawia rysunek 7 [2].



Rys. 7. Głowica pomiarowa światłowodowego mikrozęciowego czujnika temperatury

Czujnik ten wykorzystuje zjawisko częściowego wypromieniowania energii związane ze zmianami geometrycznymi pętli, dla materiału pokrycia o dużym współczynniku rozszerzalności termicznej. Krytyczny promień gięcia (R_k), przy którym wszystkie mody światła wychodzą z rdzenia powodując całkowite wytłumienie sygnału transmitowanego dla światłowodów o profilu skokowym, można wyznaczyć z zależności:

$$R_k \cong \frac{n_1 \cdot a}{\Delta n} \quad (3)$$

gdzie:

Δn – względna różnica współczynników załamania światła rdzenia i płaszcza światłowodu,

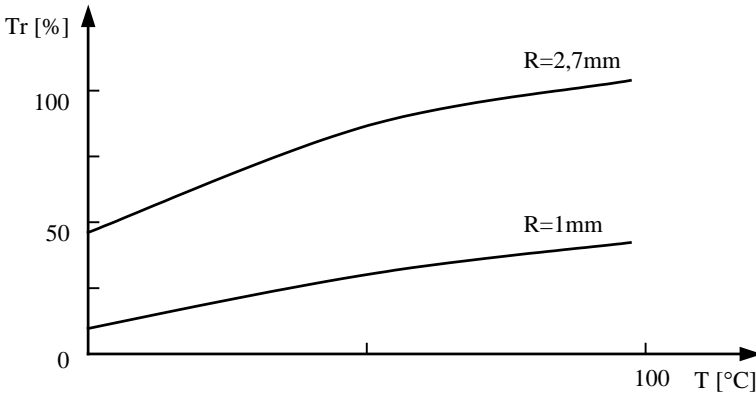
n_1 – współczynnik załamania światła rdzenia światłowodu,

a – promień rdzenia światłowodu.

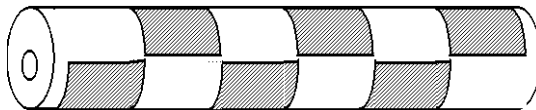
Promień gięcia włókna w czujniku musi być nieco większy od R_k . Częściowe wypromieniowanie energii jest również związane ze zmianą współczynnika załamania pokrycia w funkcji temperatury. Materiał pokrycia rdzenia światłowodu powinien być dobrany tak, aby zachował stabilne parametry optyczne i współczynnik rozszerzalności termicznej w założonym zakresie temperatury.

Przy zmniejszeniu promienia gięcia rośnie dynamika zmian transmisji, natomiast bardzo szybko maleje początkowa wartość transmisji mocy optycznej (rys. 8). Stosując różne materiały na pokrycia (materiały szkliste, komponenty żywic) można konstruować czujniki na odpowiednie zakresy temperatur.

Buduje się również mikrozgięciowe rozłożone czujniki temperatury, w których podstawowym elementem jest wielomodowy światłowód gradientowy pokryty asymetrycznie na przemienną warstwą metaliczną (rys. 9). Różnice współczynników rozszerzalności termicznej materiału płaszczka światłowodu i naniesionej warstwy metalicznej indukują periodyczne naprężenia powodujące pofalowanie włókna [9].



Rys. 8. Charakterystyka mikrozgięciowego czujnika temperatury [2]

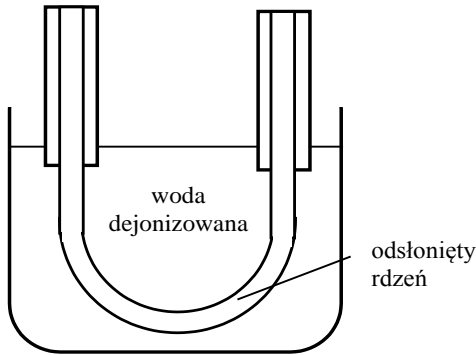


Rys. 9. Mikrozgięciowy rozłożony czujnik temperatury [9]

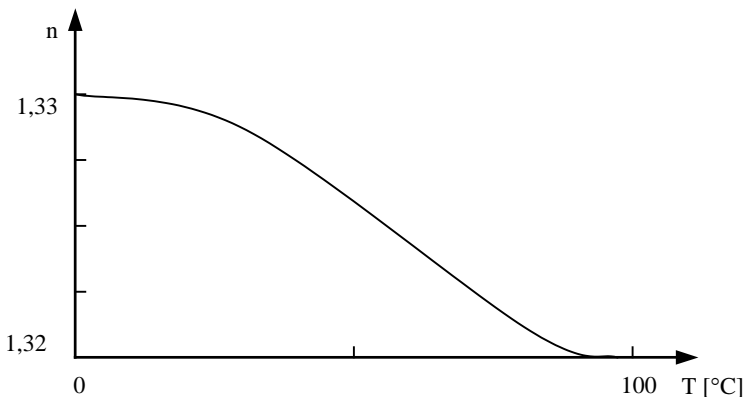
6. Światłowodowy czujnik temperatury typu U

Idea działania takiego czujnika polega na zaburzeniu warunku całkowitego wewnętrznego odbicia w obszarze aktywnym czujnika. Czujnik jest wykonany z grubordzeniowego włókna PCS, wygiętego w kształcie litery U i zanurzonego w wodzie dejonizowanej. W głowicy usunięty jest płaszcz ze światłowodu (rys. 10). Woda stanowi w takim przypadku pseudopłaszcz. Wykorzystywane jest zjawisko zmiany współczynnika załamania światła wody w funkcji temperatury (rys. 11) [1].

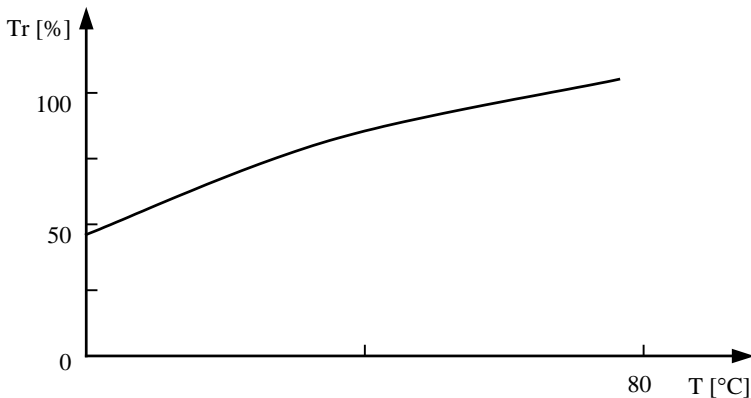
Pod wpływem temperatury zmienia się również promień krzywizny światłowodu w głowicy pomiarowej. Istotny wpływ na powtarzalność charakterystyk (rys. 12) ma odgazowanie powierzchni odsłoniętego rdzenia. Po zanurzeniu głowicy czujnik przed wykonaniem pomiaru trzeba wygrzać.



Rys. 10. Głowica czujnika typu U



Rys. 11. Zależność współczynnika załamania wody od temperatury [1]



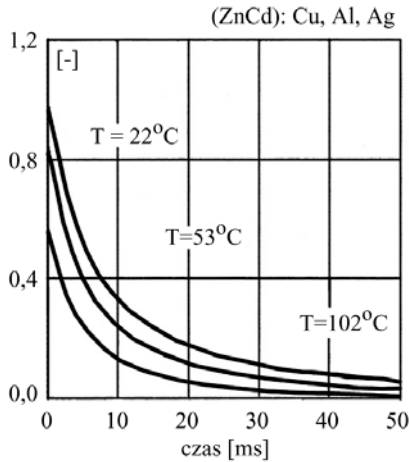
Rys. 12. Charakterystyka światłowodowego czujnika temperatury typu U [1]

7. Światłowodowy luminescencyjny czujnik temperatury

Włókno światłowodowe pełni rolę toru transmisyjnego – doprowadza impuls świetlny do głowicy pomiarowej (luminoforu) i później sygnał świetlny z luminoforu do układu detekcyjnego. Głowicę pomiarową może stanowić samo włókno, wtedy sensorowy fragment włókna musi być odpowiednio domieszkowany lub luminofor może być umieszczony poza włóknem w taki sposób, aby był pobudzany przez strumień świetlny wyprowadzony z włókna. Luminofor i światłowód muszą być wybrane w taki sposób, aby długość fali pobudzającej i fali fosforescencji luminoforu były słabo tłumione przez włókno. W pierwszych czujnikach wykorzystywane były pomiary spektralne luminescencji. Jako materiał termoczuły stosowano tlenki ziem rzadkich, między innymi tlenki lantanu i gadolinu [3]. Idea pomiaru temperatury oparta jest na wyznaczeniu stosunków natężeń dla dwóch długości fali z charakterystyki emisyjnej luminoforu. W widmie emisyjnym można wybrać takie długości fali, których stosunek jest jednoznaczną, monotoniczną funkcją temperatury. Na podstawie tej zasady działają pirometry dwubarwne. Systemy pomiarowe tego typu są złożone i drogie. Zakres pomiarowy wynosi 200–500 K, natomiast dokładność ~ 1 deg. Tego typu systemy stosowane są przez koncern ASEA do kontroli temperatury w transformatorach energetycznych.

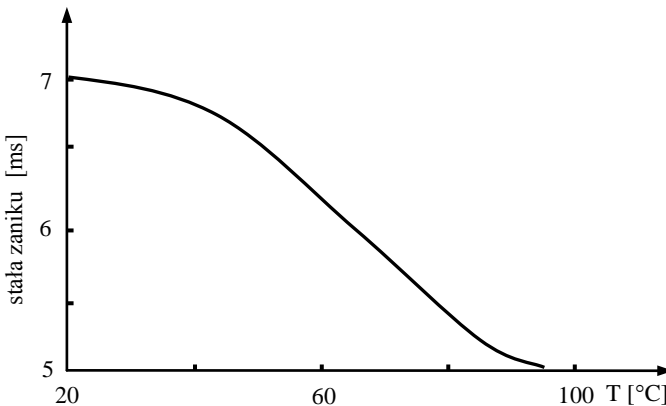
Obecnie wykorzystuje się wpływ temperatury na szybkość zaniku sygnału luminescencji. Wykonany na bazie ZnS oraz ZnCd luminofor pobudzony kilkumilisekundowym impulsem świetlnym (w zakresie widma światła widzialnego i nadfioletu) emituje światło w zakresie widzialnym i podczerwieni. Maksimum natężenia luminescencji przypada na zakres 700–800 nm. Szybkość zaniku lumine-

scencji zależy od temperatury luminoforu ((rys. 13). Przy impulsowym pobudzeniu natężenie fosforescencji jest wykładniczą funkcją czasu (rys. 13).

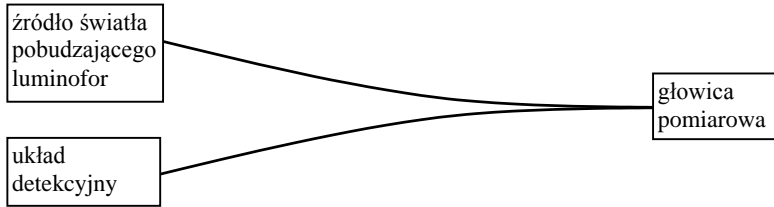


Rys. 13. Przebieg zaniku luminescencji dla różnych temperatur [3]

Wykorzystanie stałej czasowej zaniku luminescencji (rys. 14) powoduje, że sensor tego typu, mimo że wykonany jest w technice układów wielomodowych, nie jest czujnikiem natężeniowym. Nie jest więc wrażliwy na straty zgięciowe i na zmiany warunków zewnętrznych toru światłowodowego. Światłowody pozwalają na wykonanie przy pomocy przedstawionego czujnika pomiarów w trudno dostępnych miejscach (np. pomiar temperatury w transformatorach energetycznych). Ogólny schemat budowy czujnika luminescencyjnego przedstawiony jest na rysunku 15. Zakres pomiarowy wynosi 250–450 K, natomiast dokładność ~ 1 deg [3].



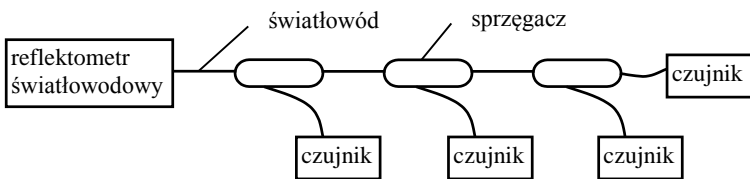
Rys. 14. Zależność stałej zaniku luminescencji od temperatury [10]



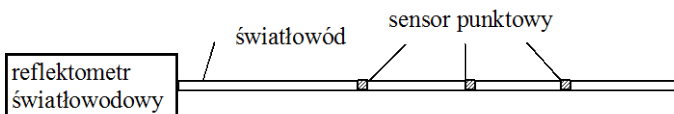
Rys. 15. Schemat budowy czujnika luminescencyjnego

8. Reflektometryczne czujniki temperatury

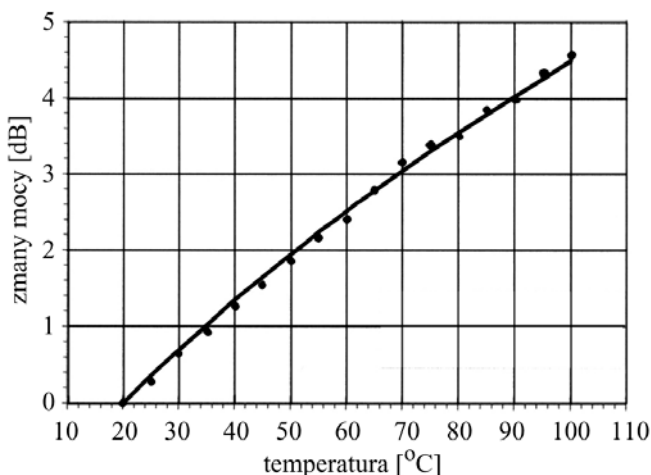
Czujniki takie wykorzystują lokalne zmiany strat rozpraszania wstecznego, wywołane zmianami temperatury. Czujnik taki może stanowić odcinek włókna, którego straty są funkcją temperatury. Można mierzyć również natężenie oświetlenia światła odbitego od granicy dwóch ośrodków w głowicach umieszczonych wzdłuż monitorowanego toru. Fala świetlna ulega odbiciu od żywicy epoksydowej pokrywającej czoło włókna w optrodzie. Współczynnik odbicia zależy natomiast od temperatury. Czujnik jest układem o określonej liczbie czujników punktowych [4]. Można wyróżnić dwa tryby pracy takich sensorów: refleksyjny i transmisyjny (rys. 16, rys. 17). Charakterystyka czujnika pracującego w trybie transmisyjnym jest przedstawiona na rysunku 18.



Rys. 16. Sieć czujników punktowych pracujących w trybie refleksyjnym



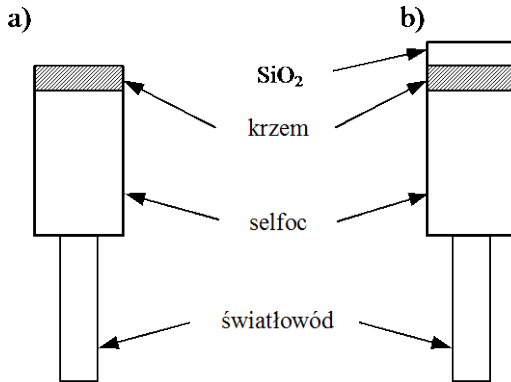
Rys. 17. Sieć czujników punktowych pracujących w trybie transmisyjnym



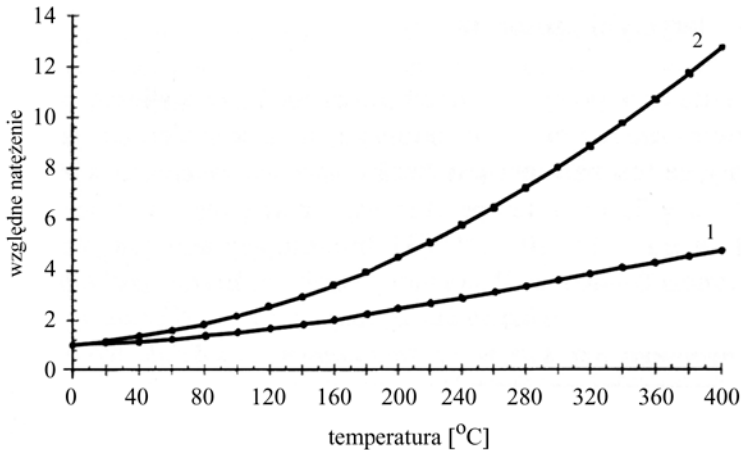
Rys. 18. Względne zmiany mocy sygnału optycznego odbitego od warstwy żywicy silikonowej w funkcji temperatury (R – współczynnik odbicia mocy) [4]

9. Czujnik temperatury wykorzystujący interferometr Fabry'ego-Perota

Interferometr Fabry'ego-Perota tworzą dwie równoległe, częściowo odbijające powierzchnie rozsunęte na odległość mniejszą od drogi spójności interferującego światła. Zmiana temperatury powoduje zmianę fazy w wyniku zmiany drogi optycznej lub długości fali. Dla rezonatora wykonanego z krzemu, zmiany fazy są wywołane w pierwszym rzędzie na skutek temperaturowej zmiany współczynnika załamania. Rysunek 19a ilustruje sensor, w którym warstwa krzemu jest naniesiona bezpośrednio na końcu światłowodu (metodą rozpylania katodowego). Na rysunku 19b przedstawiono sensor, w którym płytka krzemowa jest umocowana pomiędzy dwoma ośrodkami szklanymi. Odbicie promieniowania jest wynikiem odbicia Fresnela na granicy rozdziału dwóch ośrodków. Współczynnik odbicia krzem – szkło wynosi $R_1 = 0,184$, natomiast współczynnik odbicia krzem – powietrze wynosi $R_2 = 0,324$. Do budowy światłowodowych sensorów mogą być stosowane zarówno włókna wielomodowe jak i jednomodowe. Czujniki zbudowane z wykorzystaniem światłowodów wielomodowych i diod elektroluminescencyjnych pozwalają na uzyskanie dokładności $\pm 0,1^\circ\text{C}$. Charakterystyki opisywanych czujników przedstawia rysunek 20. Światłowodowe sensory Fabry'ego-Perota mogą być stosowane do równoczesnego pomiaru ciśnienia i temperatury [5].



Rys. 19. Konstrukcje sensorów temperatury: a) warstwa krzemu jest umieszczona bezpośrednio na końcu światłowodu lub soczewki selfoc, b) warstwa krzemu jest umieszczona pomiędzy dwoma osrodkami szklanymi



Rys. 20. Charakterystyki czujnika, sensor 1 odpowiada konstrukcji z rysunku 19a, sensor 2 odpowiada konstrukcji z rysunku 19b [5]

10. Przewężany sprzęgacz kierunkowy jako czujnik temperatury

Współczynnik podziału w sprzęgaczu jednomodowym jest zależny od wygięcia obszaru przewężenia. Nie występują przy tym zauważalne straty sygnału. Przy-

czyną wygięcia może być znaczna różnica liniowych współczynników rozszerzalności termicznej szkła kwarcowego i obudowy sprzęgacza. Dzięki jednoczesnemu wykorzystaniu sygnałów z obu wyjść sprzęgacza możliwa jest praca różnicowa. Przy przewężeniu maleje średnica rdzenia i pole wychodzi na zewnątrz. Jeśli przyjmiemy, że dla częstotliwości znormalizowanej $V = 2,4$ moc propagowana w rdzeniu wynosi około 83%, to dla $V = 1$ już tylko 26%. W miejscu przewężenia światłowodu pole modu prowadzonego rozszerza się i wnika na coraz większą głębokość do płaszczka. Należy przy tym zadbać o to, aby utrzymać w przewężonej strukturze tylko mod podstawowy LP_{01} , aby nie przekształcał się on w kolejne mody mające taką samą symetrię azymutalną. Wartość sprzężenia jest zależna od stopnia nałożenia się na siebie pól obu sąsiadujących przewężeń. Gdy oba światłowody są identyczne moc propagowana wzdłuż osi w każdym światłowodzie wynosi:

$$P_1(z) = |a_1(z)|^2 = P_0 \sin^2(C_0 z) \quad (4)$$

$$P_2(z) = |a_2(z)|^2 = P_0 \cos^2(C_0 z) \quad (5)$$

gdzie:

$P_0 P_0$ – moc wprowadzona,

P_1, P_2 – moc propagowana w odpowiednim włóknie,

$a(z)$ – współczynniki amplitudowe,

C_0 – współczynnik sprzężenia.

Całkowite przeniesienie energii z jednego światłowodu do drugiego odbędzie się na odcinku przewężenia, zwanym długością sprzężenia L_0 :

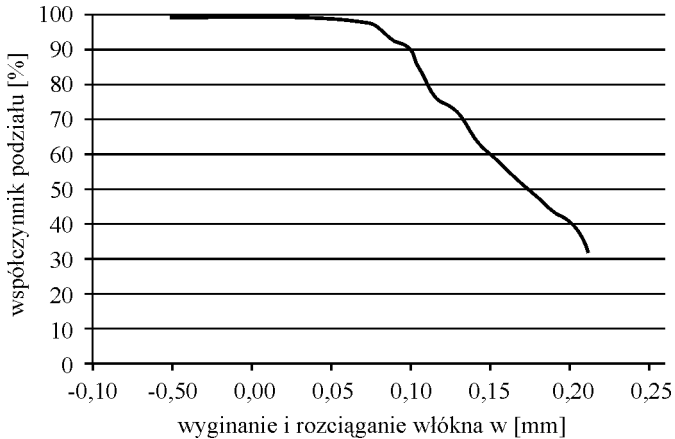
$$L_0 = \frac{\pi}{2C_0} \quad (6)$$

C_0 jest również funkcją λ . Ze względu na zmienność wymiarów geometrycznych wzdłuż przewężenia w rzeczywistym sprzęgaczu okresowość tej zależności nie jest zachowana.

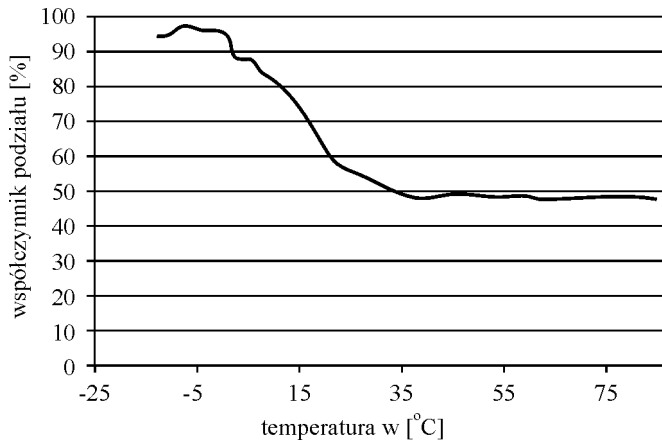
Sprzęgacze wykonane techniką dwustożkowego przewężenia umieszczono w obudowach wykonanych ze stopu glinu PA6 i mocowano do obudowy metodą klejenia. Obudowy i gotowe sprzęgacze zostały wygrzane w temperaturze około 70°C w celu usunięcia z czujnika szczątkowych ilości wody.

Rysunek 21 przedstawia zmiany współczynnika podziału sprzęgacza poddawanego mechanicznemu wyginaniu (wskazania ze znakiem dodatnim) i rozciąganiu (wskazania ze znakiem ujemnym). Ponieważ współczynnik liniowej rozsze-

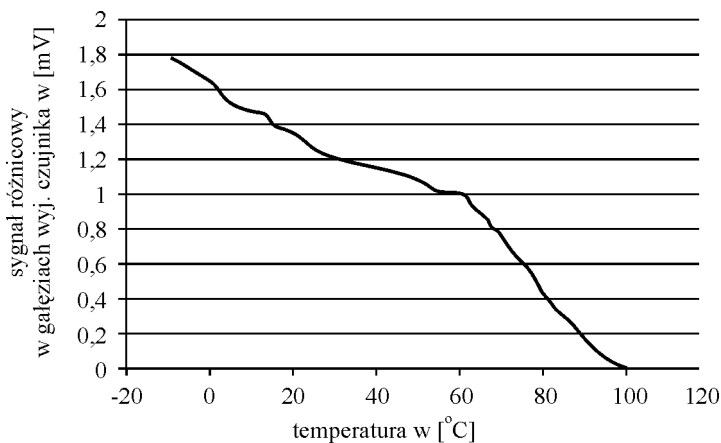
rzalności termicznej szkła kwarcowego wynosi około $5 \cdot 10^{-7}$ a glinu około $230 \cdot 10^{-7} 1/^{\circ}\text{C}$, zmiana temperatury powoduje wyginanie sprzęgacza. Zmiany współczynnika podziału w funkcji temperatury przedstawia rysunek 22. Nie zauważa się zmian przy przyłożeniu naprężeń rozciągających, tzn. powyżej 20°C . Aby czujnik mógł pracować również w temperaturze powyżej 20°C , wprowadza się wstępne wygięcie przed klejeniem. Charakterystyka czujnika przyjmuje wtedy postać przedstawioną na rysunku 23. [6]



Rys. 21. Zmiany współczynnika podziału sprzęgacza poddawanego wyginaniu i rozciąganiu[6]



Rys. 22. Zmiany współczynnika podziału sprzęgacza w funkcji temperatury [6]



Rys. 23. Zmiany sygnału różnicowego sprzęgacza ze wstępnym wygięciem w funkcji temperatury [6]

11. Podsumowanie

Artykuł przedstawia wybrane konstrukcje światłowodowych czujników temperatury. Zakres pracy przedstawionych czujników może sięgać od 0 do 500°C, a dokładność od 1 do 0,1°C. Wśród światłowodowych czujników temperatury, produkowanych w celach komercyjnych, zakresy pracy zawierają się w granicach od -200 do 4000°C. Wymienione we wstępie zalety światłowodów powodują, że takie sensory znajdują zastosowanie w środowiskach, w których panują ekstremalne warunki termiczne, chemiczne, elektromagnetyczne, tam gdzie występuje zagrożenie wybuchem, w miejscach wymagających głowic milimetrowych rozmiarów lub głowic długości wielu metrów oraz w medycynie. Czujniki światłowodowe wykorzystywane są do monitoringu transformatorów, budowli i tuneli, kontroli przepływu par i gazów, do detekcji ognia. Szybki rozwój przemysłu optoelektronicznego pozwala sądzić, że wykorzystanie światłowodowych systemów pomiaru i kontroli temperatury będzie coraz powszechniejsze.

Literatura

- [1] **Delew G. i inni:** *Światłowodowy czujnik temperatury*, Elektronika 11'94.
- [2] **Szczot F. i inni:** *Pomiar temperatury za pomocą mikrozgięciowego czujnika temperatury*, Elektronizacja 7'96.

- [3] **Pustelny T.:** *Zjawisko luminescencji i jego zastosowanie w sensorach światłowodowych*, Elektronizacja 4'96.
- [4] **Pluciński J.:** *Światłowodowy, pseudorozłożony sensor temperatury pracujący w trybie transmisyjnym*, VII Konferencja Światłowodowy i ich Zastosowania, Krasnobród, 1999.
- [5] **Hypszter R., Pluciński J.:** *Światłowodowy czujnik temperatury wykorzystujący interferometr Fabry'ego-Perota*, V Konferencja Światłowodowy i ich zastosowanie, Białowieża, 1995.
- [6] **Wieczorek P., Jędrzejewski K.:** *Przewężany sprzęgacz kierunkowy jako czujnik pomiarowy*, VII Konferencja Światłowodowy i ich Zastosowania, Krasnobród, 1999.
- [7] **Domański A. W., Karpierz M., Sierakowski M., Woliński T. R.:** *Sympozjum na temat: Zastosowanie osiągnięć współczesnej optoelektroniki i informatyki w nauczaniu Fizyki, Biologii i Chemii*, Politechnika Warszawska, Warszawa, 1995.
- [8] **Domański A. W.:** *Układy i urządzenia optoelektroniczne*, Politechnika Warszawska, Warszawa, 1997.
- [9] **Falco L., Debergh P.:** *Bimorphous distributed transducer for temperature threshold sensor*, Proc. SPIE, v. 1011, 1989.
- [10] **Pustelny T., Opilski Z., Wilk M.:** *Światłowodowy system pomiaru temperatury w transformatorach energetycznych*, IV Konferencja Naukowa Technologia i Zastosowanie Światłowodów, Krasnobród, 1996.

OPTICAL FIBRE SENSORS OF TEMPERATURE

Summary: In article constructions of optical sensors of temperature were introduced in versions: reflection, transmission, mikrobend, luminescence and interferometric.

We can optical sensors apply in inflammable environments and explosion risk (threat does not risk sparkling), as also in places not easy to reach (e.g. measurement of temperature in power transformers).

Key words: optical fibre, fiber , optical fibre sensors, temperature sensors

Źródło finansowania pracy: Komitet Badań Naukowych, praca statutowa S/WE/2/98.

Maciej Zajkowski

WYZNACZANIE ŚWIATŁOŚCI ŹRÓDEŁ ŚWIATŁA I OPRAW OŚWIETLENIOWYCH ZA POMOCĄ GONIOMETRU ZWIERCIADLANEGO

Streszczenie: Pomiaru światłości źródeł i opraw oświetleniowych są bazą do opisu układów świetlnooptycznych. W celu zbadania rozkładu światłości w przestrzeni, używa się specjalnych urządzeń, zwanych fotometrami lub goniometrami. W artykule przedstawiono wyniki badań goniometru zwierciadlanego oraz dokonano analizy wpływu błędów konstrukcyjnych na dokładność wyników.

Słowa kluczowe: goniometr, fotometr, światłość, strumień świetlny, zwierciadło

1. Światłość i jej pomiar

W opisie układów świetlnooptycznych ważną rolę odgrywa sposób rozchodzenia się strumienia świetlnego emitowanego przez takie układy w określonym kierunku. Światłość (w danym kierunku) – jest to iloraz strumienia świetlnego $d\Phi$ wysyłanego przez punktowe źródło światła lub element powierzchni niepunktowego źródła, w nieskończenie małym kącie przestrzennym obejmującym dany kierunek, do tego kąta bryłowego $d\omega$:

$$I_{\alpha} = \frac{d\Phi}{d\omega_{\alpha}} \quad (1)$$

Światłość mierzy się w umownych jednostkach, w kandelach (cd). Pojęcie światłości dotyczy, biorąc pod uwagę teoretyczne podstawy, źródeł punktowych. W rzeczywistości, źródła światła charakteryzują się pewnymi skończonymi wymiarami. Z uwagi na odległość, z jakiej dokonuje się pomiaru światłości, wymiary źródła można pominąć. Innymi słowy w określonych warunkach można traktować rzeczywiste źródła światła jako źródła punktowe. Popelniając błąd obliczeń (pomiarów) nieprzekraczający 1% można dokonać takiego założenia, przy którym odległość rozpatrywanego źródła jest nie mniejsza niż pięciokrotna wielokrotność największego wymiaru liniowego źródła lub większa od dwustu ogniskowych elementu kształtującego wiązkę świetlną (dla większości projektorów i reflektorów);

w ogólności odległość graniczna jest funkcją ogniskowej i średnicy elementu kształtującego wiązkę świetlną oraz wymiaru obszaru świecącego.

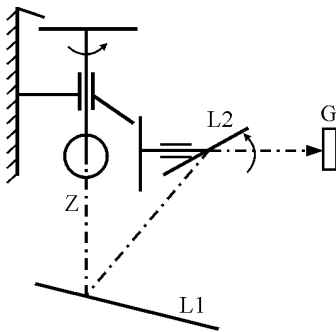
Światłość średnia I źródeł i opraw można wyznaczyć na podstawie znajomości natężenia oświetlenia E wywołanego na powierzchni detektora oddalonego o r od elementu świecącego:

$$I = E \cdot r^2 \quad (2)$$

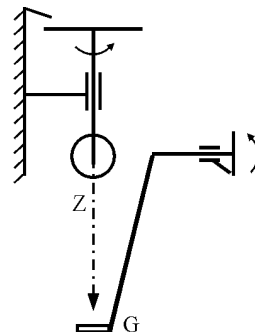
Na bazie tego wzoru oparte są urządzenia do wyznaczania światłości, zwane fotometrami lub goniometrami. Istnieje kilka różnych typów fotometrów:

- fotometr ramienny,
- fotometr spiralny (z zwierciadłany),
- fotometr wielkopowierzchniowy,
- fotometr do pomiaru światłości projektorów,
- fotometr stacjonarny (przestrzenne rozmieszczenie ogniw wokół oprawy).

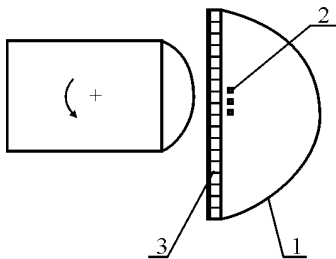
Na rysunku 1 pokazano schematy kinematyczne poszczególnych urządzeń do pomiaru światłości źródeł światła i opraw oświetleniowych.



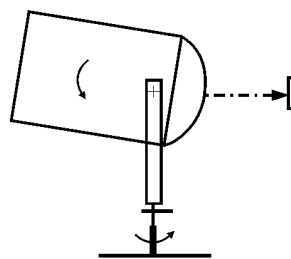
Fotometr spiralny



Fotometr ramienny



Fotometr wielkopowierzchniowy



Fotometr do pomiaru światłości projektorów

Rys. 1. Schematy kinematyczne fotometrów służących do pomiaru światłości układów świetlnooptycznych: G – głowica fotometryczna, Z – źródło światła lub oprawa oświetleniowa, L1, L2 – zwierciadła płaskie; 1 – kula całkująca, 2 – przetworniki fotoelektryczne, 3 – kanały świetlne

Budowa fotometru wielkopowierzchniowego, stacjonarnego i do pomiaru światłości projektorów nie jest zbyt skomplikowana. Fotometry ramienne i spiralne mają skomplikowane układy kinematyczne, w których należy dokonywać wzajemnego sprzęgania i pozycjonowania wielu elementów ruchomych. Pod tym względem bardziej skomplikowaną konstrukcją jest fotometr spiralny, zwany inaczej goniometrem zwierciadlanym, który ma pośredni element w postaci zwierciadła płaskiego lub zestawu zwierciadeł płaskich.

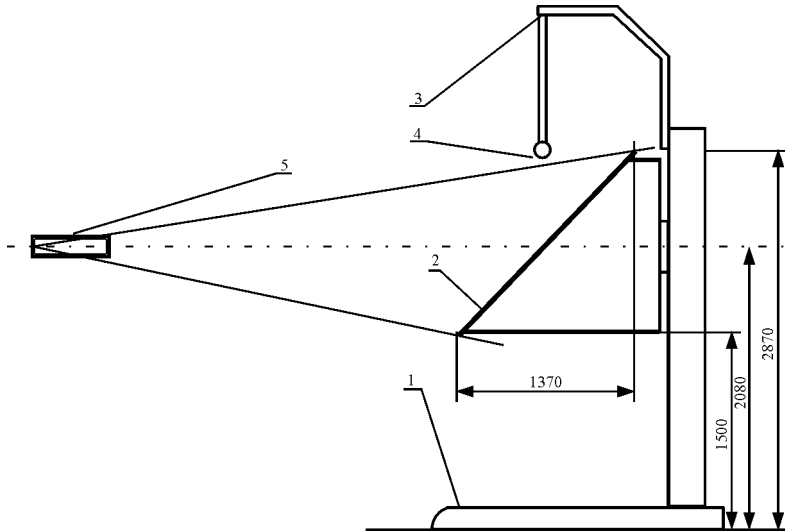
2. Stanowisko do wyznaczania światłości źródeł światła i opraw oświetleniowych

Goniometr zwierciadlany, będący głównym elementem stanowiska do wyznaczania bryły fotometrycznej, służy również do określenia sprawności badanej oprawy oświetleniowej, przy założeniu znajomości całkowitego strumienia świetlnego źródła światła.

Urządzenie to jest specyficznym układem mechaniczno-optycznym. W skład toru pomiarowego wchodzi: goniometr zwierciadlany, układ detekcyjny, system rejestrujący. Goniometr został wykonany przez firmę SpektroColor na podstawie wytycznych opracowanych w Katedrze Promieniowania Optycznego w Politechnice Białostockiej.

2.1. Goniometr zwierciadlany

Goniometr zwierciadlany (lustrzany) jest pewną odmianą goniometru spiralnego. Fotometr spiralny wykorzystuje układ dwóch sprzęgniętych ze sobą zwierciadeł płaskich (rys. 1), obracających się wokół badanej oprawy. Goniometr zwierciadlany (rys. 2) wykorzystuje jedno zwierciadło płaskie o powierzchni czynnej równej $2,82 \text{ m}^2$, które jest nachylone do poziomu pod kątem 45° . Powierzchnia pozorna zwierciadła z kierunku obserwacji przez układ detekcyjny wynosi 2 m^2 . Zwierciadło 2 porusza się wokół oprawy zawieszanej na ramieniu 3 o specjalnej konstrukcji. Ramię z oprawą i zwierciadło współpracują ze sobą za pomocą przekładni łańcuchowej z samoczynną regulacją naprężenia cięgna, dzięki czemu eliminuje się do minimum wpływ luzu obwodowego przekładni łańcuchowej oraz ewentualne rozciąganie się łańcucha.



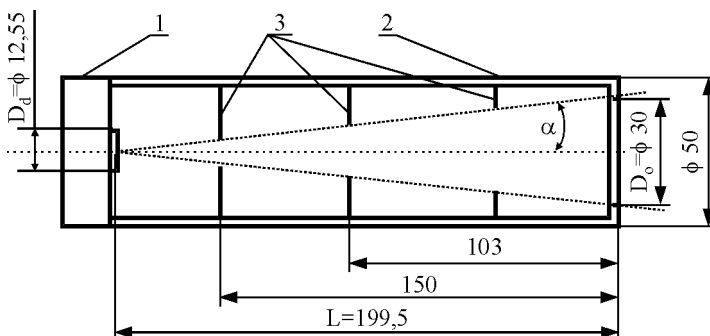
Rys. 2. Schemat goniometru zwierciadlanego (1 – konstrukcja nośna goniometru, 2 – zwierciadło płaskie, 3 – ramię do mocowania oprawy, 4 – badana oprawa oświetleniowa, 5 - detektor)

2.2. Układ detekcyjny

Tor pomiarowy stanowiska do wyznaczania światłości źródeł i opraw ma, oprócz głównego urządzenia w postaci goniometru zwierciadlanego, również układ detekcyjny. Układ ten składa się z luksomierza cyfrowego z automatycznym doborem zakresu pomiarowego oraz z detektora promieniowania w postaci głowicy fotometrycznej umieszczonej w tubusie detekcyjnym.

Luksomierz jest przyrządem pomiarowym, współpracującym z systemem rejestrującym, którym jest komputer PC. W przyrządzie tym dobór zakresów pomiarowych jest automatyczny, chociaż istnieje również możliwość ręcznego zadania odpowiedniego zakresu. Luksomierz mierzy natężenie oświetlenia od 0 lx do 90 klx, w podzakresach co 10 lx, z dokładnością odpowiednio $0,001 \cdot 10^n$ lx, gdzie n jest kolejnym zakresem pomiarowym.

Detektor promieniowania współpracujący z luksomierzem to głowica fotometryczna firmy SONOPAN o numerze seryjnym 2447 wraz z tubusem ograniczającym kąt widzenia głowicy (rys. 3). Konstrukcja tubusu narzuca aperturę układu detekcyjnego.



Rys. 3. Tubus detekcyjny (1 – głowica fotometryczna, 2 – tubus, 3 – przesłony)

Przy pomiarze światłości należy narzucić pewne ograniczenia dla układu detekcyjnego:

1. graniczna odległość fotometrowania;
2. konieczność obserwacji przez detektor tylko zwierciadła płaskiego goniometru.

W przypadku granicznej odległości fotometrowania należy zastosować takie ustawienie detektora, aby jego odległość fotometrowania od goniometru była co najmniej 5 razy większa od największego wymiaru elementu świecącego D_{zw} .
Zatem:

$$L_{\min} \geq 5 \cdot D_{zw} \quad (3)$$

Wobec powyższego graniczna odległość fotometrowania L_{\min} powinna wynosić nie mniej niż 7,90 m, przy założeniu że największy wymiar świecący wynosi 1570 mm.

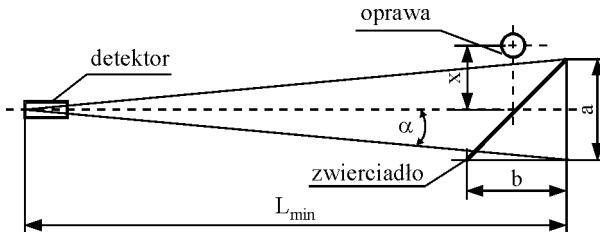
Apertura układu detekcyjnego stanowi kolejne kryterium fotometrowania przy pomiarach za pomocą goniometru zwierciadlanego. Aperturę układu narzuca tubus detekcyjny z głowicą pomiarową (rys. 4). Kąt aperturowy α można wyznaczyć następująco:

$$\alpha = \arctg \frac{D_d - D_o}{2L} = \arctg \frac{12,55 + 30}{2 \cdot 199,5} = 6^{\circ} 5' 13'' \quad (4)$$

Aby wyznaczyć minimalną odległość fotometrowania L'_{\min} , taką aby detektor „widział” całą powierzchnię pozorną zwierciadła płaskiego, należy skorzystać z zależności:

$$L_{\min} = \frac{a}{\operatorname{tg} \alpha} = 6,76[\text{m}] \quad (5)$$

Taka uproszczona metoda wyznaczenia minimalnej odległości fotometrowania nie uwzględnia faktu, że zwierciadło nie jest prostopadłe do osi głowicy pomiarowej.



Rys. 4. Geometria układu detekcyjnego względem zwierciadła płaskiego

Rzeczywista minimalna odległość fotometrowania wynosi:

$$L'_{\min} = L_{\min} + x - \frac{b}{2} = 7,85[\text{m}] \quad (6)$$

Powyższe obliczenia prowadzą do wniosku, że minimalna odległość, z której należy dokonywać fotometrowania oprawy oświetleniowej lub źródła światła, powinna wynosić więcej niż 8 m. Należy jednak dążyć do tego, aby maksymalnie wydłużyć odległość, z której dokonuje się detekcji promieniowania, ponieważ w ten sposób minimalizuje się błąd pomiarowy. W rzeczywistych warunkach jedyne ograniczenie stanowić może pomieszczenie, w którym znajduje się urządzenie. Dysponując jednak lokalem długości około 11 m można wykonywać pomiary i nie popełnić przy tym błędów większego niż 1%.

Pomieszczenie laboratoryjne z goniometrem lustrzanym ma wymiary wystarczające do poprawnej pracy urządzenia; zarówno jego wysokość jak i długość pozwalają na wykonywanie pomiarów. Pomieszczenie zostało przygotowane do celów fotometrycznych: pomalowano ściany, sufit i podłogę na kolor czarny o fakturze rozpraszającej. Stanowiska laboratoryjne, które mieszczą się w sali, podczas pomiarów są przykrywane czarną, pochłaniającą tkaniną, aby maksymalnie wyeliminować wielokrotne odbicia od dodatkowych elementów.

2.3. System rejestrujący

Wyniki pomiarów odczytywane przez luksomierz są wprowadzane za pomocą złącza RS 232 do komputera PC. Pracą całego stanowiska steruje oprogramowanie komputerowe przygotowane przez producenta goniometru. Aplikacja ta pracuje wyłącznie w środowisku DOS i pozwala na wykonywanie następujących czynności:

- zerowanie goniometru,
- wybór punktu, od którego rozpoczynają się pomiary (punkt zerowy-wybijany na górze lub na dole goniometru),
- ustalenie czasu stabilizacji ramienia z oprawą,
- wypełnienie metryczki pomiarowej,
- wykonanie pomiaru,
- obserwacja wyników,
- wydruk lub eksport danych do formatu bazy danych DBF.

Program dba o zapewnienie ciągłości sygnału sterującego i pomiarowego. W przypadku wykrycia przerwy sygnałowej aplikacja nie dopuszcza do kontynuacji pracy z urządzeniem, informując jakie kroki należy podjąć, by przywrócić normalny tok pomiarowy.

3. Badanie goniometru zwierciadlanego

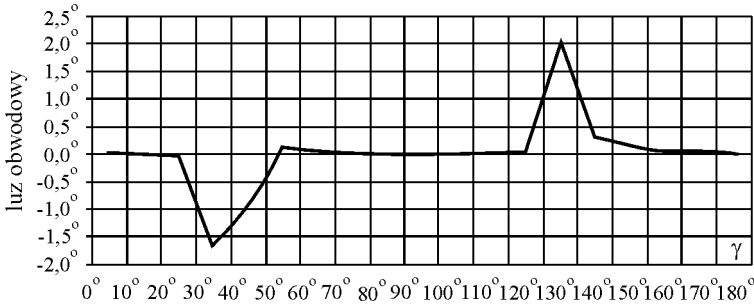
Znajomość poszczególnych parametrów urządzenia pozwoliła zastanowić się nad tym, jaką dokładność pomiaru uzyska się dokonując regulacji poszczególnych układów fotometru. Na podstawie wcześniejszych obserwacji i przemyśleń należało wziąć pod uwagę następujące czynniki:

- luz obwodowy przekładni zębatej napędu zwierciadła w zależności od kąta ustawienia zwierciadła,
- powtarzalność kątową,
- wpływ czasu stabilizacji ramienia z oprawą na wyniki pomiarowe,
- powtarzalność pomiarów.

3.1. Luz obwodowy

Luz obwodowy badano dla poszczególnych kątów ustawienia zwierciadła, co 10° przy każdorazowym zerowaniu układu, aby warunki badań były jednakowe. Zwierciadło poddawano krótkotrwałym zewnętrznym naprężeniom. W ten sposób wyznaczono charakterystykę luzu obwodowego dla dwóch kierunków obrotu zwierciadła. Metoda pomiaru polegała na wykonaniu wokół goniometru ekranu pomiarowego, umieszczonego w płaszczyźnie pionowej, prostopadłej do kierunku fotometrowania, na którym obserwowano ruch lasera, przymocowanego do krawę-

dzi zwierciadła. Rejestrując przemieszczenie zwierciadła z laserem, wyliczono luz obwodowy w funkcji kąta nastawy zwierciadła płaskiego, a jego charakterystykę pokazano na rysunku 5.



Rys. 5. Przebieg krzywej luzu obwodowego

W zależności od kąta ustawienia zwierciadła luz obwodowy przybiera różne, choć niewielkie wartości. Znaczny wzrost wartości luzu występuje dla kątów od 20° do 50° i dla przedziału $120^\circ \div 140^\circ$. Przy małym napięciu przekładni napędowej (zastosowano 4 sprężyny napinające) luz obwodowy zwiększał swą wartość średnio o około 100%. Przy zastosowaniu maksymalnej liczby sprężyn luz obwodowy w całym badanym kącie fotometrowania zmniejszał się około 30%. W tym jednak przypadku występowało znaczne zużycie głównej przekładni napędowej. Ustalono więc, że sprężyn będzie 6, co pozwoli na uzyskanie odpowiednio małych luzów (rys. 5) i niewielkiego zużycia przekładni.

3.2. Odchyłka kątowa i powtarzalność pomiaru

O tym, czy narzędzie sprawdzi się w pracy pomiarowej, w znacznym stopniu decyduje powtarzalność ustawienia poszczególnych elementów układu ruchowego (odchyłka kątowa) oraz powtarzalność pomiarów. Zbadano oba czynniki, biorąc jednak za punkt wyjścia powtarzalność kątową ustawienia zwierciadła. Przeprowadzono badanie odchyłki kątowej w funkcji kąta ustawienia zwierciadła γ . Założono przy tym, że czas stabilizacji będzie najdłuższy i równy 10 s. Przebiegi odchyłki kątowej w funkcji kąta ustawienia lustra przedstawiono na rysunku 6.

Analiza przebiegu krzywej opisanej jako zmienność odchyłki kątowej w funkcji kąta ustawienia zwierciadła γ prowadzi do następujących wniosków:

- odchyłka kątowa nie ma stałej wartości dla poszczególnych kątów ustawienia zwierciadła,

noszono do pomiarów przy najdłuższym czasie możliwym do ustawienia w urządzeniu. Matematycznie można zapisać ten błąd następująco:

$$\delta_{cs} = \frac{x_{10} - x}{x_{10}} \cdot 100\% \quad (8)$$

gdzie:

x_{10} – wartość sygnału przy czasie stabilizacji ramienia z oprawą 10 s,

x – wartość sygnału w poszczególnych seriach pomiarowych.

4. Podsumowanie i wnioski końcowe

Dotychczasowe badanie goniometru zwierciadlanego pozwoliło określić podstawowe błędy związane z układem mechanicznym urządzenia oraz z układem detekcyjnym. Jak pokazuje przeprowadzona analiza błędów, fotometr ten jest solidnym narzędziem pomiarowym ze względu na stopień automatyzacji i komfort sterowania. Podczas pomiarów należy się jednak liczyć z pewnymi wadami konstrukcyjnymi (duża masa, znaczne luzy obwodowe, mała powtarzalność pomiarów), jednak znajomość tych błędów pozwoli dostosować wyniki pomiarowe do własnych potrzeb metrologicznych.

W przyszłości należałoby dokonać kilku dodatkowych badań, dzięki którym zwiększono by wiarygodność pomiarów. Można wymienić tu takie czynności jak:

- zbadanie płaskości zwierciadła,
- zbadanie równomierności współczynnika odbicia na powierzchni zwierciadła,
- porównanie wyników pomiarowych z wynikami uzyskanymi na innym fotometrze dla określonych opraw i źródeł światła.

Badanie goniometru zwierciadlanego, dyskusja i analiza błędów, pozwoliły sformułować następujące wnioski:

1. Goniometr zwierciadlany jest przystosowany do badania opraw oświetleniowych i źródeł o maksymalnym wymiarze elementu świecącego nieprzekraczającym 1500 mm.
2. Stosując regulację przekładni zwierciadła, można dokonać minimalizacji luzów do rzędu kilku minut kątowych.
3. Automatyzacja procesu pomiarowego pozwala w krótkim czasie przeprowadzić niezbędne pomiary i przetwarzać je w postaci cyfrowej.
4. Wykonanie dodatkowych badań goniometru zwierciadlanego pozwoli na stworzenie dokładnego narzędzia pomiarowego do wyznaczania światłości i innych parametrów świetlnych źródeł i opraw oświetleniowych.

MARKING LUMINOUS INTENSITY OF SOURCES OF LIGHTS AND LIGHTINGS' BINDINGS BEHIND HELP MIRROR GONIOPHOTOMETR

Summary: Measurements luminous intensity of sources of lights and lightings' bindings they serve light-optical to description of arrangements. To to examine schedule luminous intensity in space, it używa itself special devices, called fotometrami or goniophotometr . In article results of investigations were introduced mirror goniophotometr as well as analysis of choose parameters was executed onto exactitude of results.

Key words: goniophotometer, photometer, luminous intensity, luminous flux, mirror

Maciej Zajkowski

SYMULACJA KOMPUTEROWA OBLICZEŃ ŚWIETLNYCH OBROTOWO-SYMETRYCZNYCH ŹRÓDEŁ ŚWIATŁA ORAZ OPRAW Z ODBŁYŚNIKIEM ZWIERCIADLANYM METODĄ MONTE CARLO

Streszczenie: Projektowanie układów świetlnooptycznych wymaga od projektantów wykonywania żmudnych i czasochłonnych obliczeń świetlnych. Wykorzystując metodę Monte Carlo można obserwować wyniki obliczeniowe w zastosowaniu do dowolnych układów świetlnooptycznych. W pracy przeanalizowano dokładność metody na podstawie symulacji wybranych źródeł światła oraz układu z odbłyśnikiem zwierciadlanym obrotowo-symetrycznym i źródłem walcowym o stałej luminancji.

Słowa kluczowe: symulacja, światłość, metoda Monte Carlo, strumień świetlny

1. Wstęp

Metody strumieniowe obliczeń układów świetlnooptycznych bazują na wzorze definicyjnym wiążącym światłość z elementarnym strumieniem świetlnym wysyłanym w elementarny kąt bryłowy (rys. 1):

$$I_{\alpha\beta} = \frac{\Delta\Phi_{\alpha\beta}}{\Delta\omega_{\alpha\beta}} = \frac{S \iint d\Phi(Q, \alpha, \beta)}{\Delta\omega_{\alpha\beta}} \quad (1)$$

gdzie:

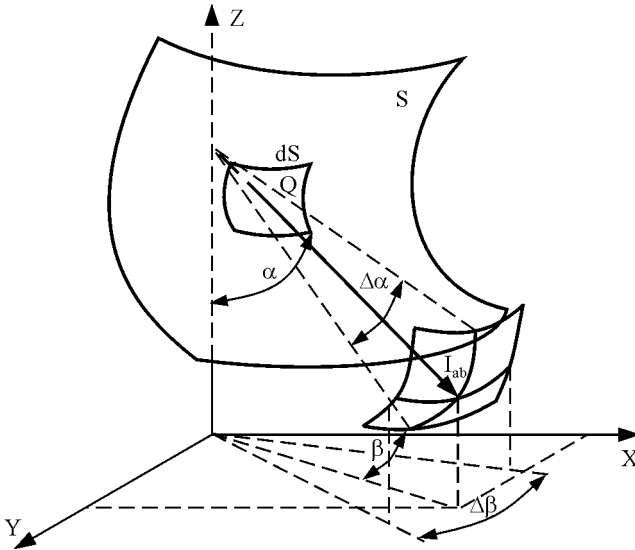
$\Delta\omega_{\alpha\beta}$ – elementarny kąt bryłowy określony kątami płaskimi z przedziałów:
($\alpha - \Delta\alpha/2, \alpha + \Delta\alpha/2$), ($\beta - \Delta\beta/2, \beta + \Delta\beta/2$),

$\Delta\alpha, \Delta\beta$ – kątowe rozmiary w układzie biegunowym elementarnego kąta bryłowego $\Delta\Phi_{\alpha\beta}$,

$\Delta\Phi_{\alpha\beta}$ – całkowity strumień wysyłany w elementarny kąt bryłowy $\Delta\Phi_{\alpha\beta}$,

$d\Phi(Q, \alpha, \beta)$ – elementarny strumień świetlny odbity w punkcie Q od powierzchni odbłyśnika w kąt bryłowy $\Delta\Phi_{\alpha\beta}$,

S – pole powierzchni odbłyśnika.



Rys. 1. Ilustracja definicji światłości w metodzie strumieniowej

Światłość $I_{\alpha\beta}$ w kierunku $\alpha\beta$ obliczana jest na podstawie całego strumienia świetlnego $\Delta\Phi_{\alpha\beta}$ wysyłanego przez powierzchnię S w kąt bryłowy $\Delta\omega_{\alpha\beta}$, jako średnia wartość światłości w tym kącie bryłowym. Uśrednienia wartości światłości można dokonać przy założeniu równomiernego rozsyłu strumienia świetlnego w rozpatrywanym kącie. Wynika z tego, że w przypadku obliczeń układów świetlno-optycznych opraw charakteryzujących się nierównomierną bryłą fotometryczną należy rozpatrywać odpowiednio małe kąty bryłowe $\Delta\omega_{\alpha\beta}$ (odpowiednio małe kąty płaskie $\Delta\alpha$ i $\Delta\beta$), aby obliczona średnia wartość światłości nie była obciążona zbyt dużym błędem [4].

Praktyczna realizacja obliczeń strumienia świetlnego nie pozwala na obliczanie całek po dowolnych powierzchniach, które nie są dane analitycznie. Z tego względu operację całkowania należy zastąpić sumowaniem elementarnych strumieni świetlnych (ESS). W przypadku uporządkowanego rozpatrywania ESS wysyłanych kolejno przez wszystkie elementy dyskretne źródła światła w kierunku kolejno wszystkich elementów dyskretnych odbłyśnika ma się do czynienia z klasyczną metodą strumieniową. Istnieje również możliwość losowego wyboru promieni, co zapewnia metoda Monte Carlo (MC). Przedstawienie możliwości zastosowania metody MC w obliczeniach świetlnych układów z odbłyśnikiem zwierciadlanym było celem pracy.

2. Metoda Monte Carlo

Podstawowym zadaniem obliczeniowym, rozwiązywanym zwykle metodą Monte Carlo jest w ogólności oszacowanie wartości oczekiwanej pewnej zmiennej losowej. Schemat obliczeniowy polega na wyznaczeniu n niezależnych realizacji zmiennej losowej i oszacowaniu jej wartości oczekiwanej za pomocą średniej arytmetycznej tych realizacji [1]. Metoda Monte Carlo, opierając się na rachunku prawdopodobieństwa, wykorzystuje tzw. Twierdzenie Wielkich Liczb [1], mówiące o tym, że przy wystarczająco dużej liczbie prób losowych można zbliżyć się dowolnie blisko do żądanej wartości oczekiwanej. Prawo to gwarantuje również zbieżność wyników metody Monte Carlo.

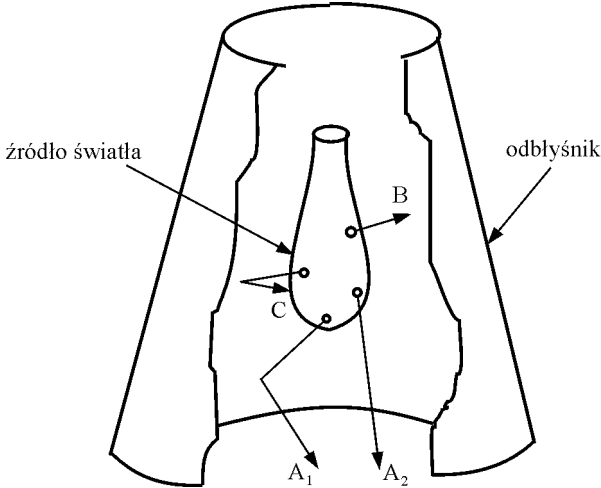
W przypadku obliczeń układów świetlnooptycznych pojedynczą realizacją zmiennej losowej jest emisja przez źródło światła ESS, który jest nośnikiem energii świetlnej. Wartością oczekiwaną jest średnia ilość takich ESS, które trafią w kąt bryłowy $\Delta\omega_{\alpha\beta}$ w wybranym kierunku $\alpha\beta$. Dokonując losowego wyboru punktu wyjścia promienia świetlnego z powierzchni źródła światła oraz losowego wyboru kierunku wyjścia, przy założeniu dostatecznie dużej liczby losowań, otrzymuje się symulację emisji całego strumienia świetlnego wysyłanego przez źródło światła [2]. W wyniku obu losowań każdy pojedynczy ESS ma ściśle określony punkt wyjścia i kierunek. Można zatem wyznaczyć punkt odbicia od odbłyśnika i jego kierunek po odbiciu od odbłyśnika zwierciadlanego, a zatem kierunek wyjścia z oprawy. Pojedyncze ESS powinny być przyporządkowane do danego kierunku obserwacji, tzn. np.: należy sumować wszystkie promienie trafiające wabrany elementarny kąt bryłowy $\Delta\omega_{\alpha\beta}$. Proces przyporządkowania promieni losowych w metodzie Monte Carlo jest identyczny z procesem przyporządkowania wszystkich uporządkowanych strumieni elementarnych w klasycznej metodzie strumieniowej obliczania układów świetlnych [4]. Po zakończeniu losowej emisji, każda z komórek wychwyciła pewną liczbę $n_{\alpha\beta}$ promieni. Przy założeniu równego udziału każdego ESS w tworzeniu bryły fotometrycznej, całkowity strumień $\Delta\Phi_{\alpha\beta}$ wysyłany w elementarny kąt bryłowy $\Delta\omega_{\alpha\beta}$ można obliczyć na podstawie wzoru [2]:

$$\Delta\Phi_{\alpha\beta} = \frac{n_{\alpha\beta}}{n} \cdot \Phi_z \quad (2)$$

gdzie:

- $\Delta n_{\alpha\beta}$ – liczba ESS trafiających w założony elementarny kąt bryłowy $\Delta\omega_{\alpha\beta}$,
- n – liczba losowań (emisji pojedynczych ESS),

Φ_z – strumień świetlny źródła światła.



Rys. 2. Rodzaje elementarnych strumieni świetlnych w oprawie oświetleniowej

Elementarne strumienie świetlne emitowane ze źródła światła można podzielić na kilka podstawowych kategorii (rys. 2):

A. emitowane przez lampę na zewnątrz lub odbite od odbłyśnika,

A1. emitowane na zewnątrz po odbiciu od odbłyśnika,

A2. emitowane przez lampę bezpośrednio na zewnątrz,

B. całkowicie absorbowane przez odbłyśnik,

C. całkowicie absorbowane przez lampę po odbiciu od odbłyśnika.

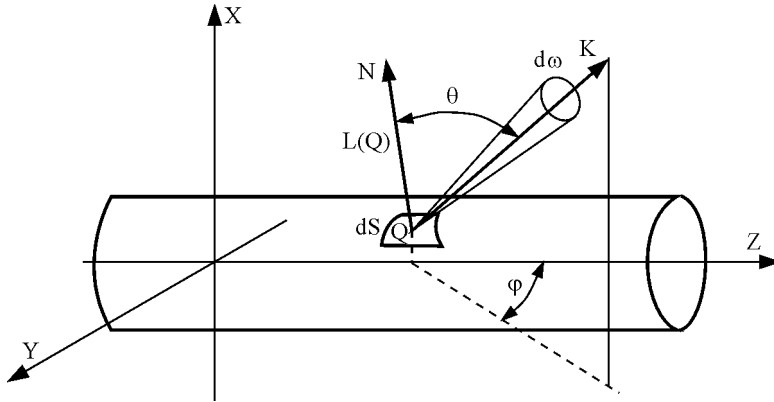
Do końcowych obliczeń światłości metodą Monte Carlo brane są ESS kategorii A.

Tak jak w klasycznej metodzie strumieniowej, podstawową zaletą metody Monte Carlo jest uzyskiwanie za jednym ciągiem obliczeń całej bryły fotometrycznej oprawy (we wszystkich założonych kierunkach). Zaletą metody Monte Carlo w porównaniu z klasyczną metodą strumieniową jest fakt, że losowy wybór kierunków ESS umożliwia ocenę podstawowych właściwości układu (sprawności i bryły fotometrycznej w dużym przybliżeniu) po stosunkowo małej liczbie losowań, czyli po krótkim czasie [2]. W metodzie Monte Carlo obliczenia mogą być w dowolnej chwili przerwane, a wyniki analizowane. W klasycznej metodzie strumieniowej ocena otrzymanych wyników może nastąpić dopiero po wykonaniu wszystkich obliczeń [4].

3. Oprawy z odbłyśnikiem zwierciadlanym

W przypadku oprawy z odbłyśnikiem zwierciadlanym, losowemu wyborowi podlega w metodzie Monte Carlo kolejno:

- punkt emisji ESS z powierzchni źródła światła,
- kierunek emisji ESS,
- sprawdzenie czy ESS jest absorbowany przez odbłyśnik, czy odbijany od jego powierzchni.



Rys. 3. Emisja elementarnego strumienia świetlnego z powierzchni obrotowo-symetrycznego źródła światła

Określenie punktu i kierunku emisji elementarnego strumienia świetlnego z powierzchni odbłyśnika wiąże się z obliczeniem gęstości prawdopodobieństwa takiej emisji. Dzięki temu zachowany jest podstawowy warunek równości poszczególnych ESS. Prawdopodobieństwo ΔP wypromieniowania ESS z powierzchni elementarnej źródła dS w kącie bryłowym $d\omega$ obejmującym kierunek \mathbf{K} dane jest wzorem (rys. 3):

$$\Delta n(Q, \mathbf{K}) = n \cdot \frac{\Delta \Phi(Q, \mathbf{K})}{\Phi_z} = n \cdot \Delta P(Q, \mathbf{K}) = n \cdot p(Q, \mathbf{K}) \cdot dS \cdot d\omega,$$

(3) \square

gdzie

$\Delta n(Q, \mathbf{K})$ – liczba ESS emitowanych z powierzchni dS w kącie bryłowym $d\omega$,

n – całkowita liczba ESS emitowanych ze źródła światła,

$\Delta \Phi(Q, \mathbf{K})$ – strumień świetlny emitowany z powierzchni dS źródła światła (obejmującej punkt Q) w elementarny kąt bryłowy $d\omega$ w kierunku \mathbf{K} ,

$\Delta P(Q, \mathbf{K})$ – prawdopodobieństwo emisji ESS z powierzchni dS w elementarny

kąt bryłowy $d\omega$ w kierunku \mathbf{K} ,
 $p(Q, \mathbf{K})$ – gęstość prawdopodobieństwa emisji ESS z powierzchni dS w elementarny kąt bryłowy $d\omega$ obejmujący kierunek \mathbf{K} .

Emisja z powierzchni dS , obejmującej punkt Q i emisja w elementarny kąt bryłowy $d\omega$, obejmujący kierunek \mathbf{K} , to zdarzenia niezależne. Toteż gęstość prawdopodobieństwa $p(Q, \mathbf{K})$ może zostać przedstawiona jako iloczyn powierzchniowej $p_S(Q)$ i przestrzennej $p_\omega(\mathbf{K})$ gęstości prawdopodobieństwa emisji ESS

$$p(Q, \mathbf{K}) \cdot dS \cdot d\omega = p_S(Q) \cdot dS \cdot p_\omega(\mathbf{K}) \cdot d\omega. \quad (4)$$

3.1. Wybór punktu wyjścia elementarnego strumienia świetlnego

W ogólnej postaci gęstość prawdopodobieństwa $p_S(Q)$ oblicza się na podstawie wzoru

$$p_S(Q) \cdot dS = \frac{M(Q) \cdot dS}{\iint_S M(Q) \cdot dS}, \quad (5)$$

gdzie: $M(Q)$ – egzytancja elementu dS powierzchni źródła światła.

W przypadku obrotowo-symetrycznego źródła światła opisanego funkcją $r(z)$ (rys. 3), przy założeniu stałej egzytancji $M(Q)$ całej jego powierzchni otrzymuje się

$$p_S(Q) \cdot dS = p_z(z) dz \cdot p_\psi(\psi) d\psi = \frac{f(z) dz d\psi}{\int_0^{2\pi} \int_{z_1}^{z_2} f(z) dz d\psi} = \frac{f(z) dz}{\int_{z_1}^{z_2} f(z) dz} \cdot \frac{d\psi}{2\pi}, \quad (6)$$

gdzie: $f(z)$ – funkcja opisująca powierzchnię obrotowo-symetrycznego źródła światła

$$f(z) = r(z) \sqrt{1 + [r'(z)]^2}. \quad (7)$$

Na podstawie gęstości prawdopodobieństwa $p_z(z)$ można określić losowo współrzędną z_0 punktu emisji ESS

$$z_0 = P_z^{-1}(\xi_z), \quad (8)$$

gdzie:

ξ_z – liczba losowa z przedziału $\langle 0,1 \rangle$,

$P_z^{-1}(\xi_z)$ – funkcja odwrotna do dystrybuanty $P_z(z)$ rozkładu zmiennej losowej z obliczanej na podstawie gęstości prawdopodobieństwa $p_z(z)$

$$P_z(z) = \int_{-\infty}^z p_z(\zeta) d\zeta. \quad (9)$$

gdzie: ζ – zmienna niezależna.

Analogicznie losowo współrzędną ϕ_0 punktu emisji ESS wyznacza się na podstawie wzoru

$$\phi_0 = P_\phi^{-1}(\xi_\phi) = 2\pi\xi_\phi, \quad (10)$$

gdzie: ξ_ϕ – liczba losowa z przedziału $\langle 0,1 \rangle$ (inna niż ξ_z).

3.2. Wybór kierunku wyjścia elementarnego strumienia świetlnego

Przestrzenną gęstość prawdopodobieństwa $p_\omega(\mathbf{K})$ emisji ESS z powierzchni dS w kierunku \mathbf{K} oblicza się na podstawie wzoru

$$p_\omega(Q, \mathbf{K}) \cdot dS = \frac{\iint_{\Omega} I(Q, \mathbf{K}) \cdot d\omega}{\iint_{\Omega} I(Q, \mathbf{K}) \cdot d\omega} = \frac{L(Q, \mathbf{K}) \cdot dS \cdot \cos\theta \cdot d\omega}{\iint_{\Omega} L(Q, \mathbf{K}) \cdot dS \cdot \cos\theta \cdot d\omega}, \quad (11)$$

gdzie:

$I(Q, \mathbf{K})$ – światłość elementu dS obejmującego punkt Q źródła światła w kierunku \mathbf{K} ,

$L(Q, \mathbf{K})$ – luminancja elementu dS obejmującego punkt Q źródła światła obserwowana z kierunku \mathbf{K} ,

θ – kąt między wektorem normalnym N i kierunkiem \mathbf{K}

(rys. 3).

W przypadku, gdy funkcja $L(\theta, \varphi)$ jest obrotowo-symetryczna względem wektora N normalnego do powierzchni źródła światła w punkcie Q , kierunek \mathbf{K} emisji

elementarnych strumieni świetlnych może być określany za pomocą współrzędnych biegunowych (θ, φ) . Wtedy

$$p(\theta, \varphi) \cdot d\theta \cdot d\varphi = \frac{L(\theta, \varphi) \cdot \sin 2\theta \cdot d\theta \cdot d\varphi}{\int_0^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} L(\theta, \varphi) \cdot \sin 2\theta \cdot d\theta \cdot d\varphi} \quad (12)$$

Po założeniu, że powierzchnia świecąca źródła światła jest powierzchnią lambertowską ($L(\theta, \varphi) = \text{const}$), gęstość prawdopodobieństwa $p_\omega(\theta, \varphi)$ można określić wzorem:

$$p_\omega(\theta, \varphi) \cdot d\theta \cdot d\varphi = p_\theta(\theta) d\theta \cdot p_\varphi(\varphi) d\varphi = \frac{\sin 2\theta \cdot d\theta}{\int_0^{\pi/2} \sin 2\theta \cdot d\theta} \cdot \frac{d\varphi}{2\pi} \quad (13)$$

Na podstawie rozkładów gęstości prawdopodobieństwa $p_\theta(\theta)$ i $p_\varphi(\varphi)$ (13) można losowo określić współrzędne θ_0 oraz φ_0 kierunku \mathbf{K} , w którym zostanie wymitowany ESS z powierzchni źródła światła.

$$\begin{aligned} \theta_0 &= P_\theta^{-1}(\xi_\theta) = \arcsin(\sqrt{\xi_\theta}) \\ \varphi_0 &= P_\varphi^{-1}(\xi_\varphi) = 2\pi\xi_\varphi \end{aligned} \quad (14)$$

gdzie:

ξ_θ, ξ_φ – liczby losowe z zakresu $\langle 0,1 \rangle$,

P_θ – dystrybuanta rozkładu prawdopodobieństwa emisji ESS pod kątem θ ,

P_φ – dystrybuanta rozkładu prawdopodobieństwa emisji ESS pod kątem φ .

3.3. Odbicie elementarnych strumieni świetlnych od odbłyśnika

Elementarne strumienie świetlne padające na odbłyśnik mogą podlegać odbiciu od powierzchni odbłyśnika i absorpcji w materiale, z którego został zrobiony odbłyśnik. Warunek absorpcji w metodzie Monte Carlo musi być zdeterminowany użyciem zmiennej losowej ξ_p . Losowe sprawdzanie warunku absorpcji odbłyśnika umożliwia jednocześnie wyznaczenie bryły światłości strumienia świetlnego wypromieniowanego bezpośrednio z oprawy i odbitego od odbłyśnika. Tylko wtedy bowiem ESS, zarówno odbite od odbłyśnika (rys. 2. – A1) jak i wypromienio-

wane bezpośrednio z oprawy (rys. 2 – A2) będą niosły ten sam strumień świetlny. Zmienna losowa ξ_ρ zawiera się w przedziale $\langle 0,1 \rangle$ tak jak i współczynnik odbicia ρ materiału odbłyśnika, zatem warunek absorpcji lub odbicia ESS ma postać:

$$\xi_\rho \leq \rho - \text{odbicie,}$$

$$\xi_\rho > \rho - \text{absorpcja.}$$

3.4. Wyznaczanie strumienia świetlnego i światłości oprawy obrotowo-symetrycznej

W oprawie obrotowo-symetrycznej wyznaczana jest tylko krzywa światłości I_α oprawy, która jest identyczna w każdej płaszczyźnie zawierającej oś symetrii oprawy. Z tego powodu wszystkie wypromieniowane z oprawy ESS (bezpośrednio lub odbite od odbłyśnika zgodnie z prawem odbicia) muszą być przydzielone do danego kąta bryłowego $\Delta\omega_\alpha$ określonego kątami $(\alpha - \Delta\alpha/2, \alpha + \Delta\alpha/2)$. Bada się zatem tylko kąt nachylenia ESS do osi układu, a można pominąć kąty β . Strumień świetlny $\Delta\Phi_\alpha$ wysyłany w elementarny kąt bryłowy $\Delta\omega_\alpha$ przez oprawę wyznacza się po uproszczeniu (2)

$$\Delta\Phi_\alpha = \frac{\Delta n_\alpha}{n} \cdot \Phi_z, \quad (15)$$

gdzie: Δn_α – liczba ESS trafiających w założony elementarny kąt bryłowy $\Delta\omega_\alpha$.

Zatem światłość I_α wyznacza się po uproszczeniu (1) i uwzględnieniu (15), jako średnią wartość światłości w danym kierunku α , następująco

$$I_\alpha = \frac{\Delta\Phi_\alpha}{\Delta\omega_\alpha} = \frac{\Delta n_\alpha}{n} \cdot \frac{\Phi_z}{2\pi \sin \alpha \cdot \Delta\alpha}. \quad (16)$$

Sprawność oświetlenia wyznaczyć można stosując następujący wzór:

$$\eta = \frac{\sum_i \Delta n_i}{n} \quad (17)$$

4. Przykładowe obliczenia świetlne

Symulacja źródeł światła za pomocą metody Monte Carlo opiera się na nieco innej zasadzie niż np. w metodzie strumieniowej czy metodzie testu promienia odwrotnego. O ile źródło światła w tych metodach poddawane jest dyskretyzacji na elementy powierzchni źródła $d\varphi$ i dl oraz na elementy podziału przestrzeni zewnętrznej $d\alpha$, o tyle w metodzie Monte Carlo dyskretyzacji podlega jedynie przestrzeń zewnętrzna.

W metodzie Monte Carlo dokonywanie K losowań pociąga za sobą jednoczesny podział źródła światła na K elementów. Szybkość wykonywania obliczeń zależy wyłącznie od ilości losowań, a nie zależy od wielkości podziału przestrzeni zewnętrznej.

Dokonując symulacji obliczeń świetlnych wykorzystano następujące założenia:

- źródło światła ma stałą luminancję i jest walcem świecącym pobocznica (nie świecą podstawy walca),
- każdy element źródła światła emituje strumień świetlny w sposób lambertowski,
- pomija się odbicia od odbłyśnika powyżej pierwszego.

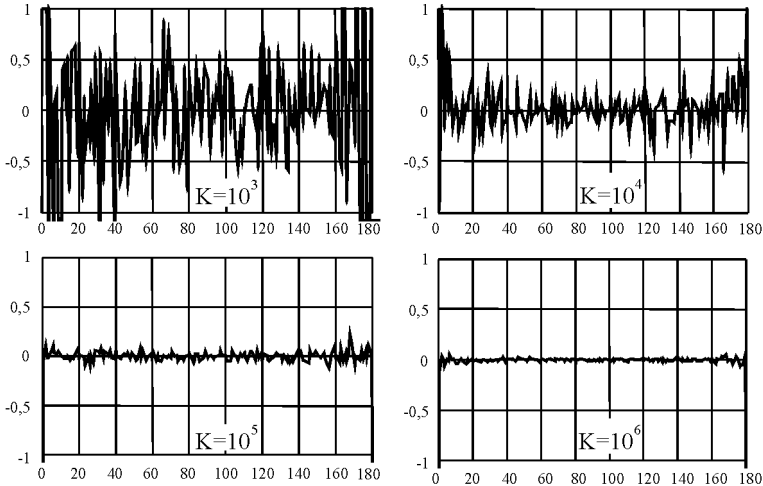
Badania przeprowadzono dla liczby losowań K : 10^3 , 10^4 , 10^5 oraz 10^6 . Wszystkie źródła światła badano przy podziale przestrzeni zewnętrznej $d\alpha = 1^\circ$, $d\alpha = 2^\circ$ i $d\alpha = 5^\circ$, gdzie α jest kątem pomiędzy wektorem E , a osią z (rys. 2). Wykresy przedstawiono w postaci względnych wartości błędów. Błędy wyznaczono jako różnicę między krzywą światłości teoretyczną $I_{\alpha t}$ a krzywą światłości I_α wyznaczoną metodą Monte Carlo, podzieloną przez krzywą światłości teoretyczną $I_{\alpha t}$ (19):

$$\begin{aligned}
 I_{\alpha kula} &= \frac{\Phi_o}{4\pi} \\
 I_{\alpha walec} &= \frac{\Phi_o}{\pi^2} \sin(\alpha) \quad , \\
 I_{\alpha powierzchnia} &= \frac{\Phi_o}{\pi} \cos(\alpha)
 \end{aligned} \tag{18}$$

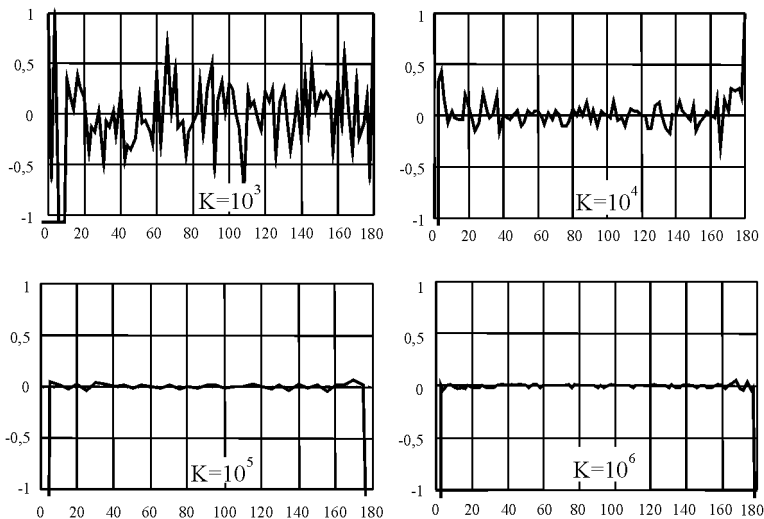
gdzie: Φ_o – całkowity strumień świetlny wysyłany przez źródło.

Na rysunkach 3, 4 i 5 przedstawiono zmiany błędów symulacji kulistego źródła światła w funkcji kąta α przy podziale przestrzeni zewnętrznej $d\alpha = 1^\circ$, 2° , 5° . Wykresy błędów względnych symulacji źródła walcowego i powierzchniowego dla różnych wartości K i $d\alpha$, mają charakter zbliżony do błędów względnych symulacji dla źródła kulistego (rys. 4, 5, 6). Przy stałej wartości kąta podziału przestrzeni zewnętrznej $d\alpha$ zbadano wpływ ilości prób losowych K na dokładność symula-

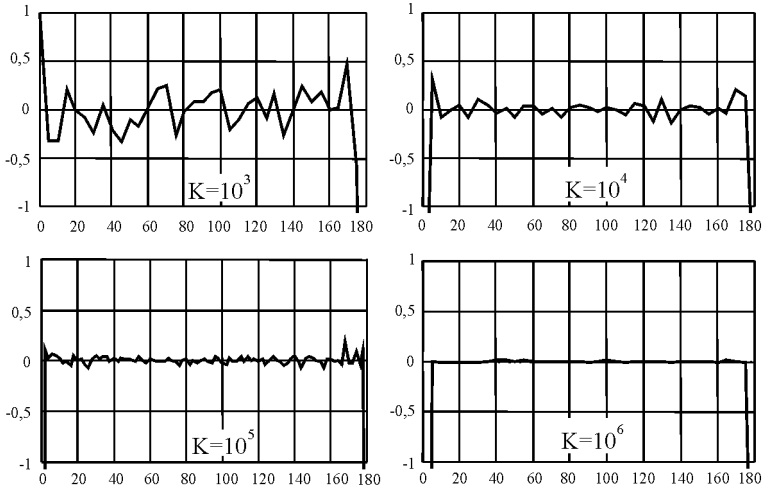
cji źródeł światła. Zwiększenie liczby prób losowych K powoduje zmniejszenie błędów względnych. Przy $K = 10^3$ błąd $\delta_{\max} = 180\%$ dla kątów α bliskich 0° i 180° . Dla kątów z przedziału od 10° do 170° błąd maksymalny δ_{\max} jest na poziomie 83%, przy $d\alpha = 1^\circ$. Zwiększenie liczby prób losowych prowadzi do zmniejszenia maksymalnego błędu względnego δ_{\max} .



Rys. 4. Błędy względne symulacji źródła kulistego dla $K = 10^3, 10^4, 10^5, 10^6$ przy $d\alpha = 1^\circ$



Rys. 5. Błędy względne symulacji źródła kulistego dla $K = 10^3, 10^4, 10^5, 10^6$ przy $d\alpha = 2^\circ$



Rys. 6. Błędy względne symulacji źródła kulistego dla $K = 10^3, 10^4, 10^5, 10^6$ przy $d\alpha = 5^\circ$

Tabela 1.

Błędy względne symulacji źródła kulistego, walcowego i powierzchniowego

Typ źródła	Liczba prób losowych K	Błąd względny symulacji metodą Monte Carlo		
		$d\alpha = 1^\circ$	$d\alpha = 2^\circ$	$d\alpha = 5^\circ$
Kuliste	10^3	83,4%	68,7%	31,9%
	10^4	53,1%	20,7%	20,8%
	10^5	11,3%	5,4%	4,5%
	10^6	5,6%	3,3%	1,7%
Walcowe	10^3	100%	92,2%	36,7%
	10^4	64,4%	23,8%	23,6%
	10^5	19,2%	10,6%	2,7%
	10^6	12,1%	2,4%	1,1%
Powierzchniowe	10^3	98,5%	61,8%	27,7%
	10^4	25,9%	15,8%	13,8%

	10^5	8,5%	9,7%	6,5%
	10^6	5,9%	5,7%	4,5%

Tabela 1 zawiera zestawienie wszystkich błędów maksymalnych dla symulowanych źródeł światła przy $K = 10^3, 10^4, 10^5, 10^6$ oraz dla kątów $d\alpha = 1^\circ, 2^\circ, 5^\circ$, z zakresu kąta α przestrzeni zewnętrznej od 10° do 170° . Obserwując wyniki symulacji jednoznacznie można stwierdzić, że zwiększenie ilości prób losowych pociąga za sobą zmniejszenie błędów względnych. Dokładność obliczeń jest jednak większa dla mniejszych elementów przestrzeni zewnętrznej $d\alpha$. Duże błędy przy granicach zakresu pomiarowego, czyli dla $\alpha = 0^\circ$ i 180° , są wynikiem wyznaczania światłości metodą analogiczną do metody strumieniowej [2]. Innym wytłumaczeniem takiego zachowania się błędów jest wybór generatora liczb losowych zaimplementowanego w kompilatorze Borland Pascal. Generator liczb losowych powinien zapewniać rozkład równomierny liczb, odtwarzalność oraz odpowiednio długi okres generacji [1]. Spełnienie tych wymagań prawdopodobnie pozwoli na uniknięcie błędów symulacji powstałych w metodzie Monte Carlo.

Przykładowe obliczenia świetlne układu świetlnooptycznego dotyczyły układu składającego się z walcowego źródła światła (o stałej luminancji świecącego tylko powierzchnią boczną) o średnicy 7 mm i długości 25 mm i odbłyśnika z otworem wejściowym o średnicy 80 mm i otworem wyjściowym o średnicy 302 mm (współczynnik odbicia powierzchni odbłyśnika $\rho = 0,85$). Odbłyśnik realizował równomierne oświetlenie powierzchni roboczej z kątem ochrony $\delta = 35^\circ$ dla punktowego źródła [5].

Wcześniejsze badania [3] wskazywały, że błędy symulacji metodą MC źródeł świetlnych światła zależą od przyjętej wielkości kąta $\Delta\alpha$ podziału przestrzeni zewnętrznej i liczby prób n (tab. 2).

Tabela 2.

Maksymalne błędy obliczeń metodą MC powierzchni lambertowskiej

Liczba prób losowych n $\Delta\alpha$	1°	2°	5°
10^4	49,98 %	24,63 %	27,38 %
10^5	38,62 %	10,32 %	8,35 %
10^6	10,69 %	5,53 %	0,94 %
10^7	4,72 %	1,05 %	0,29 %

5. Podsumowanie

Przedstawiona metoda Monte Carlo obliczeń świetlnych źródeł światła pozwala z wystarczającą dokładnością (przy założonym błędzie obliczeń poniżej 5%)

zasymulować bryłę fotometryczną źródła kulistego dla $K = 10^6$ i $d\alpha = 2^\circ$. Przy $d\alpha = 5^\circ$ liczba prób losowych może być mniejsza: $K = 10^5$. Dokładność symulacji źródła walcowego jest bardzo podobna do symulacji kuli świecącej. W przypadku powierzchni świecącej wystarczającą dokładność obliczeń osiąga się dla $K = 10^6$ i $d\alpha = 5^\circ$. Stosowanie mniejszej liczby prób stochastycznych nie daje wysokiej dokładności obliczeń, jednak pozwala na zbadanie charakteru rozsyłu światłości danego źródła, przy zaoszczędzeniu czasu potrzebnego na dokładną symulację.

Na podstawie przeprowadzonych badań układu świetlnooptycznego w postaci walcowego źródła światła i odbłyśnika zwierciadlanego obrotowo-symetrycznego można stwierdzić:

- maksymalny błąd symulacji metodą Monte Carlo walcowego źródła światła i całego układu świetlnooptycznego nie przekraczał, dopuszczalnego w praktyce projektowej, błędu 5% przy ilości prób losowych $n = 10^5$ i kącie podziału przestrzeni $\Delta\alpha = 2^\circ$,
- metoda MC nadaje się do określenia charakteru układu świetlnooptycznego po wykonaniu obliczeń już dla $n = 10^3$ prób losowych.

Dokładność obliczeń wykonywanych metodą Monte Carlo zależy od kąta $\Delta\alpha$ podziału przestrzeni i ilości n prób losowych. Czas obliczeń jest praktycznie linowo zależny od ilości prób losowych n , zatem wybór kąta $\Delta\alpha$ podziału przestrzeni musi być poprzedzony analizą założeń projektowych badanej oprawy. W obliczeniach należy bowiem przyjmować jak największą wartość kąta $\Delta\alpha$.

Literatura

- [1] **Heermann D. W.:** *Podstawy symulacji komputerowych w fizyce*. Warszawa, WNT 1997, s. 79-91, 125-126.
- [2] **Zaremba K.:** *Metoda strumieniowa obliczeń świetlnych ulicznych opraw oświetleniowych*. Rozprawa doktorska. Warszawa, 1994, s. 15-17.
- [3] **Kinameri Kanji, Akazawa Kouzou, Awata Masanobu:** *The Monte Carlo method in the predetermination of a luminous intensity distribution*. J. Light & Vis. Env. Vol. 10, No.2 1986.
- [4] **Zajkowski M., Zaremba K.:** *Symulacja obrotowo-symetrycznych źródeł światła za pomocą metody Monte Carlo*. Materiały V Konferencji Naukowo-Technicznej „Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice”, Poznań /Kiekrz, 10-12 kwietnia 2000, 573-576.

Summary: Method Monte Carlo of light calculations state development of stream method of light calculations. Arrangements light – optical usually mirror reflectors possess or distracting. In work exactitude of method was analysed on basis of simulation of arrangement from reflector by rotary motion – symmetrical about mirror of reflection character and source of light about solid luminance.

Key words: simulation, luminous intensity, Monte Carlo method, luminous flux

Władysław Dybczyński

**WPŁYW METOD APROKSYMACJI
LINII PROFILOWEJ ODBŁYŚNIKA
NA DOKŁADNOŚĆ OBLICZEŃ
UKŁADÓW REFLEKTORÓW ZWIERCIADLANÝCH**

Streszczenie: Porównano wpływ różnych metod aproksymacji linii profilowej odbłyśnika na dokładność obliczeń układów optycznych reflektorów zwierciadlanych. Do porównania wybrano aproksymację liniową i kwadratową o różnych współczynnikach. Celem rozważań było określenie błędów jakie wnoszą poszczególne rodzaje aproksymacji.

Słowa kluczowe: reflektor zwierciadlany, profil odbłyśnika, aproksymacja liniowa, aproksymacja kwadratowa

1. Wprowadzenie

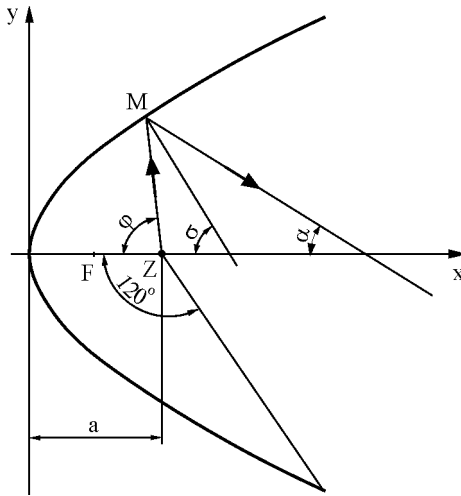
Obecnie, przy projektowaniu układów świetlnooptycznych, w tym układów odbłyśnikowych, wykorzystuje się powszechnie różne formy wspomagania komputerowego obliczeń świetlnych. Symulacja komputerowa przebiegu zjawisk występujących wewnątrz i na zewnątrz oprawy oświetleniowej może być przeprowadzona jedynie z ograniczoną dokładnością. Często projektanci opraw oświetleniowych są przekonani, że największe błędy obliczeniowe są spowodowane samymi obliczeniami numerycznymi. W rzeczywistości jednak błędy spowodowane samymi obliczeniami są znikomo małe w porównaniu z niedokładnościami obliczeń, które wynikają z zastosowania niedoskonałego algorytmu obliczeniowego lub przyjęcia upraszczającego założenia.

Poniżej przedstawiono próbę oceny wybranych metod aproksymacji linii profilowej odbłyśnika pod względem ich przydatności i uzyskiwanych dokładności obliczeniowych. Wyniki obliczeń poszczególnych metod porównywano z wynikami analitycznymi, które przyjęto jako bezbłędne (odniesieniowe).

2. Warunki odniesieniowe

W poniższych rozważaniach przyjęto najprostszy układ świetlnooptyczny, mianowicie:

- punktowe źródło światła o kulistym kształcie bryły fotometrycznej światłości ($I_z = \text{const}$),
- odbłyśnik paraboloidalny o ogniskowej $f = 40$ mm (rys. 1),
- powierzchnia czynna odbłyśnika charakteryzuje się odbiciem wyłącznie kierunkowym (zwierciadlanym), a współczynnik odbicia $\rho = 0,86$,
- punktowe źródło światła jest usytuowane w osi symetrii odbłyśnika w odległości $a = 50$ mm od jego wierzchołka;
- połowa kąta objęcia źródła światła przez odbłyśnik wynosi $\varphi_m = 120^\circ$.



Rys. 1. Wyidealizowany układ świetlnooptyczny

Profil odbłyśnika może być opisany zależnością:

$$y^2 = 4fx \quad (1)$$

Podane powyżej założenia umożliwiają wyznaczenie krzywej współczynnika wzmocnienia przyjętego układu świetlnooptycznego z zależności [1]:

$$w = \frac{I_\alpha}{I_z} = \left| \rho \frac{(f+x)^2(a+x)}{(a-f)^2(a-3x)} \right| \quad (2)$$

przy czym:

x – współrzędna punktu M , dla którego wyznacza się światłość układu;

α – kąt, pod którym biegnie promień odbity (kierunek wektora światłości).

Dla uproszczenia w rozważaniach niniejszych pominięto bezpośrednio działanie źródła światła w przestrzeni oświetlanej, a rozpatrywano jedynie strumień świetlny odbity od odbłyśnika.

Znając współrzędną x położenia punktu M odbłyśnika, można wyznaczyć kąt α , pod którym wyjdzie promień świetlny z odbłyśnika, z zależności:

$$\alpha = \arccos \frac{f-x}{f+x} - \arccos \frac{a-x}{\sqrt{(a-x)^2 + 4fx}} \quad (3)$$

Powyższa zależność jest równoważna wyrażeniu (rys. 1):

$$\alpha = 2\sigma - \varphi \quad (4)$$

W praktyce przyjmuje się zazwyczaj kąt φ wychodzenia promienia świetlnego ze źródła światła jako zmienną niezależną. Znając ten kąt, można wyznaczyć współrzędną x położenia punktu M na odbłyśniku z zależności:

$$x^2 - x \left(2a + \frac{4f}{\operatorname{tg}^2 \varphi} \right) + a^2 = 0 \quad (5)$$

Wartość x jest jednym z pierwiastków powyższego równania.

Na podstawie powyższych zależności (2-5) można z analityczną dokładnością wyznaczyć wartość światłości (I_α) wiązki odbitej i kierunek (α), pod którym ta światłość z układu optycznego wychodzi. Wyniki tych obliczeń przyjęto jako dane odniesieniowe.

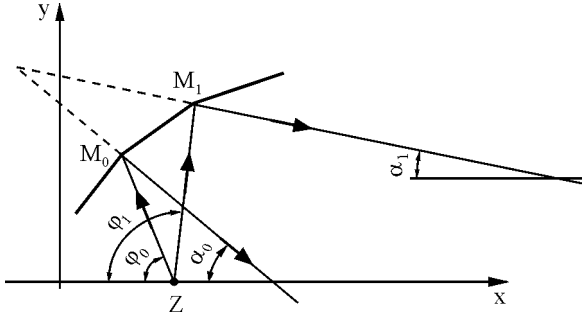
3. Symulacja komputerowa

W wielu obliczeniach symulacyjnych przyjmuje się opis kształtu (profilu) odbłyśnika nie za pomocą równania, lecz poprzez określenie współrzędnych punktów węzłowych. Gęstość rozmieszczenia tych punktów wzdłuż profilu odbłyśnika może być różna: mała przy obliczeniach wstępnych lub duża przy obliczeniach końcowych (dokładniejszych). Chcąc wyznaczyć światłość fizycznie wykonanego odbłyśnika, jego profil również określamy zbiorem współrzędnych wybranych punktów położonych na jego powierzchni (np. zmierzonych eksperymentalnie). Dlatego właśnie przyjęto w rozważaniach ten sposób określenia kształtu odbłyśnika.

Skoro profil odbłyśnika jest określony za pomocą skończonej liczby punktów, to punkty te mogą być połączone liniami o różnej krzywiznie. Najprostszy przypadek występuje wtedy, gdy przez kolejne dwa punkty przeprowadzi się linię prostą

(rys. 2). W tym przypadku elementarny strumień świetlny $\Delta\Phi_p$, padający na wybrany fragment odbłyśnika pomiędzy węzłami M_0 i M_1 , wynosi:

$$\Delta\Phi_p = 2\pi I_z (\cos \varphi_0 - \cos \varphi_1) \quad (6)$$



Rys. 2. Zastąpienie krzywizny odbłyśnika odcinkami linii prostej

Strumień świetlny $\Delta\Phi_r$ odbity od odbłyśnika będzie zawarty w kącie przestrzennym ograniczonym kątami płaskimi α_0 , α_1 i będzie wynosił:

$$\Delta\Phi_r = 2\pi I_\alpha (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_0) \quad (7)$$

Odbity strumień świetlny jest mniejszy od padającego o wartość współczynnika odbicia ρ , zatem:

$$w = \frac{I_\alpha}{I_z} = \rho \frac{\cos \varphi_0 - \cos \varphi_1}{\cos \alpha_1 - \cos \alpha_0} \quad (8)$$

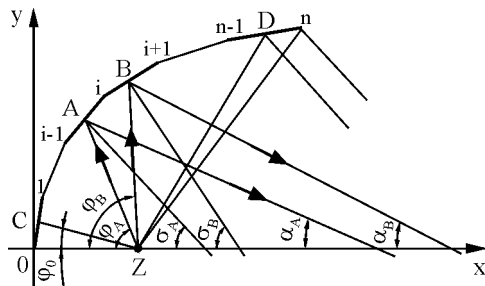
przy czym: w – współczynnik wzmocnienia.

Obliczony na podstawie zależności (8) współczynnik wzmocnienia w jest znacznie mniejszy od wartości rzeczywistej. Wzór powyższy uwzględnia bowiem jedynie zmianę kierunku padania odbitej wiązki świetlnej, natomiast nie uwzględnia wzmacniającego działania krzywizny odbłyśnika. Każda powierzchnia elementarna odbłyśnika jest przyjmowana jako fragment pobocznicy stożka o stałym kącie wierzchołkowym. Ze względu na zbyt duże błędy w wynikach obliczeniowych sposób ten nie powinien być przyjmowany w obliczeniach układów świetlnooptycznych.

4. Powierzchnie stożkowe

Znacznie dokładniejsze wyniki obliczeniowe (w porównaniu z pojedynczą powierzchnią stożkową) uzyskuje się przy jednoczesnym rozważaniu dwóch są-

siednich elementów stożkowych (rys. 3).



Rys. 3. Odbicie od dwóch elementów stożkowych

W tym sposobie najpierw wyznacza się położenie punktów środkowych A i B kolejnych odcinków z zależności:

$$\left. \begin{aligned} x_A &= \frac{x_i + x_{i-1}}{2} & y_A &= \frac{y_i + y_{i-1}}{2} \\ x_B &= \frac{x_i + x_{i+1}}{2} & y_B &= \frac{y_i + y_{i+1}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Rozpatruje się strumień świetlny zawarty między kątami φ_A i φ_B :

$$\Delta\Phi_p = 2\pi I_z (\cos \varphi_A - \cos \varphi_B) \quad (10)$$

Z geometrii przebiegu promieni świetlnych w punktach A i B wynikają następujące zależności:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_A &= 2\sigma_A - \varphi_A \\ \alpha_B &= 2\sigma_B - \varphi_B \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

przy czym:

$$\sigma_A = \arctg \frac{x_i - x_{i-1}}{y_i - y_{i-1}} \quad \sigma_B = \arctg \frac{x_{i+1} - x_i}{y_{i+1} - y_i} \quad (12)$$

$$\varphi_A = \arctg \frac{y_A}{a - x_A} \quad \varphi_B = \arctg \frac{y_B}{a - x_B} \quad (13)$$

Znając kąty α_A i α_B , można wyliczyć wartość strumienia świetlnego Φ_r odbitego od odbłyśnika z zależności:

$$\Phi_r = 2\pi I_\alpha (\cos \alpha_B - \cos \alpha_A) \quad (14)$$

Teraz można już wyznaczyć współczynnik wzmocnienia w wybranego fragmentu odbłyśnika, z uwzględnieniem współczynnika odbicia ρ , z zależności:

$$w = \rho \frac{\cos \varphi_A - \cos \varphi_B}{\cos \alpha_B - \cos \alpha_A} \quad (15)$$

W powyższy sposób można wyznaczyć przebieg współczynnika wzmocnienia wszystkich par elementów odbłyśnika. Powyższy rachunek nie ujmuje połowy strefy pierwszej i ostatniej. Zatem wpływ tych elementów skrajnych też należy uwzględnić.

W pierwszej strefie punkt środkowy C ma współrzędne:

$$x_C = \frac{x_1}{2} \quad y_C = \frac{y_1}{2} \quad (16)$$

i leży pod kątem φ_C względem osi odciętych:

$$\varphi_C = \arctg \frac{y_C}{a - x_C} \quad (17)$$

Słuszna jest też zależność:

$$\alpha_C = 2\sigma_C - \varphi_C \quad (18)$$

przy czym:

$$\sigma_C = \arctg \frac{x_C}{y_C} \quad (19)$$

Zatem współczynnik wzmocnienia w połowy pierwszego elementu odbłyśnika wynosi:

$$w = \rho \frac{1 - \cos \varphi_C}{1 - \cos \alpha_C} \quad (20)$$

Podobne rozumowanie można przeprowadzić dla ostatniego elementu odbłyśnika:

$$\left. \begin{aligned} x_D &= \frac{x_n + x_{n-1}}{2} & y_D &= \frac{y_n + y_{n-1}}{2} \\ \sigma_D &= \arctg \frac{x_n - x_{n-1}}{y_n - y_{n-1}} \\ \varphi_D &= \arctg \frac{y_D}{a - x_D} & \varphi_n &= \arctg \frac{y_n}{x_n} \\ \alpha_D &= 2\sigma_D - \varphi_D & \alpha_n &= 2\sigma_D - \varphi_n \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

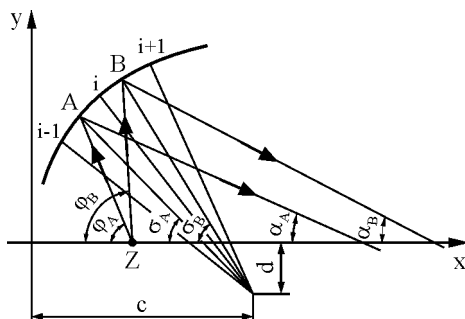
Stąd współczynnik wzmocnienia w połowy ostatniego elementu odbłyśnika wynosi:

$$w = \rho \frac{\cos \varphi_D - \cos \varphi_n}{\cos \alpha_n - \cos \alpha_D} \quad (22)$$

5. Torusy

Połączenie punktów węzłowych odbłyśnika odcinkami linii prostych wydaje się być zabiegiem prymitywnym. Z pewnością zjawiska fizyczne będą dokładniej symulowane przy przyjęciu profilu krzywoliniowego odbłyśnika. Zaproponowano więc okrąg jako linię aproksymującą odbłyśnik pomiędzy trzema punktami węzłowymi. W ten sposób przyjęto powierzchnię torusa dla każdej pary elementów odbłyśnika.

Najpierw trzeba wyznaczyć dla dowolnie wybranych trzech kolejnych punktów węzłowych odbłyśnika promień r okręgu przechodzącego przez te punkty oraz współrzędne (c, d) środka krzywizny (rys. 4).



Rys. 4. Odbicie od powierzchni torusa

Znając współrzędne punktów węzłowych o numerach: $i-1$, i oraz $i+1$, można napisać układ równań:

$$\left. \begin{aligned} (x_{i-1} - c)^2 + (y_{i-1} - d)^2 &= r^2 \\ (x_i - c)^2 + (y_i - d)^2 &= r^2 \\ (x_{i+1} - c)^2 + (y_{i+1} - d)^2 &= r^2 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

z którego można wyliczyć współrzędne środka krzywizny:

$$c = \frac{(x_i^2 + y_i^2 - x_{i+1}^2 - y_{i+1}^2)(y_i - y_{i-1}) - (x_i^2 + y_i^2 - x_{i-1}^2 - y_{i-1}^2)(y_i - y_{i+1})}{2[(x_{i-1} - x_i)(y_i - y_{i+1}) - (x_{i+1} - x_i)(y_i - y_{i-1})]} \quad (24)$$

$$d = \frac{(x_i^2 + y_i^2 - x_{i-1}^2 - y_{i-1}^2)(x_i - x_{i+1}) - (x_i^2 + y_i^2 - x_{i+1}^2 - y_{i+1}^2)(x_i - x_{i-1})}{2[(y_i - y_{i+1})(x_{i-1} - x_i) - (y_i - y_{i-1})(x_{i+1} - x_i)]} \quad (25)$$

a następnie promień r okręgu:

$$r = \sqrt{(x_i - c)^2 + (y_i - d)^2} \quad (26)$$

Punkty A i B leżą na okręgu w połowie odległości kątowej między punktami odpowiednio: $i \div i-1$ oraz $i+1 \div i$. Kąty te można wyznaczyć z zależności:

$$\varphi_A = \frac{\varphi_i + \varphi_{i-1}}{2} \quad \varphi_B = \frac{\varphi_i + \varphi_{i+1}}{2} \quad (27)$$

Następnie wyznacza się współrzędne x_A, y_A punktu A z układu równań:

$$\left. \begin{aligned} y_A &= (a - x_A) \operatorname{tg} \varphi_A \\ (x_A - c)^2 + (y_A - d)^2 &= r^2 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Analogiczny układ równań umożliwia wyznaczenie współrzędnych x_B, y_B punktu B . Dzięki znajomości położenia w przestrzeni punktów A i B można obliczyć kąty σ_A i σ_B z zależności:

$$\sigma_A = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{y_A - d}{c - x_A} \quad \sigma_B = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{y_B - d}{c - x_B} \quad (29)$$

jak również kąty α_A, α_B wyjścia z oprawy oświetleniowej promieni odbitych w punktach A i B :

$$\alpha_A = 2\sigma_A - \varphi_A \quad \alpha_B = 2\sigma_B - \varphi_B \quad (30)$$

Podobnie jak powyżej, z bilansu elementarnych strumieni świetlnych: padają-

cego i odbitego od odbłyśnika, wyznacza się światłość bądź współczynnik wzmocnienia w rozpatrywanego elementu układu świetlnooptycznego:

$$w = \rho \frac{\cos \varphi_A - \cos \varphi_B}{\cos \alpha_B - \cos \alpha_A} \quad (31)$$

W przeprowadzonych obliczeniach numerycznych należy uwzględnić też działanie połowy elementów skrajnych: pierwszego i ostatniego. W tych przypadkach korzysta się z obliczonych już powyżej promieni krzywizny.

W przypadku odbłyśników paraboloidalnych należy oczekiwać, że przyjęcie profilu parabolicznego w miejsce okręgu, dla poszczególnych rozpatrywanych elementów, da wyniki obarczone jeszcze mniejszym błędem.

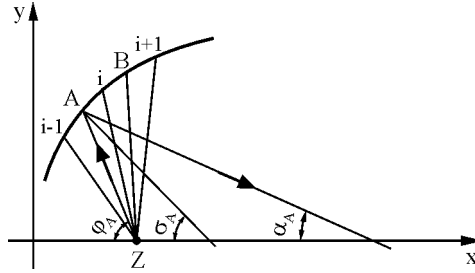
6. Paraboloidy

Podobnie jak powyżej należy wyznaczyć równanie paraboli dla wszystkich kolejnych trzech punktów węzłowych odbłyśnika (rys. 5). Parametry takiej paraboli można wyznaczyć z układu równań:

$$\left. \begin{aligned} (y_{i-1} - d)^2 + 4f(x_{i-1} - c) \\ (y_i - d)^2 = 4f(x_i - c) \\ (y_{i+1} - d)^2 = 4f(x_{i+1} - c) \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Stąd:

$$\left. \begin{aligned} d &= \frac{(y_{i+1}^2 - y_i^2)(x_{i-1} - x_i) - (y_{i-1}^2 - y_i^2)(x_{i+1} - x_i)}{2[(y_i - y_{i-1})(x_{i+1} - x_i) - (y_i - y_{i+1})(x_{i-1} - x_i)]} \\ f &= \frac{(y_{i-1} - d)^2 - (y_i - d)^2}{4(x_{i-1} - x_i)} \\ c &= \frac{4f x_{i-1} - (y_{i-1} - d)^2}{4f} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$



Rys. 5. Odbicie od powierzchni paraboloidalnej

Punkt A będzie leżał na przecięciu linii wychodzącej ze źródła światła (punkt Z) pod kątem φ_A (zależność 27) z parabolą. Współrzędne tego punktu można wyznaczyć z układu równań:

$$\left. \begin{aligned} y_A &= (a - x_A) \operatorname{tg} \varphi_A \\ (y_A - d)^2 &= 4f(x_A - c) \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Metodą podstawiania otrzymuje się równanie drugiego stopnia:

$$x_A^2 \operatorname{tg}^2 \varphi_A + x_A(2d \operatorname{tg} \varphi_A - 2a \operatorname{tg}^2 \varphi_A - 4f) + d^2 + 4fc + a^2 \operatorname{tg}^2 \varphi_A - 2da \operatorname{tg} \varphi_A = 0 \quad (35)$$

z którego wyznacza się współrzędną x_A a następnie y_A z zależności (34). Analogicznie można obliczyć współrzędne punktu B .

Normalna do paraboli w punktach A i B jest nachylona do osi odciętych pod kątem, odpowiednio, σ_A i σ_B :

$$\sigma_A = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{y_A - d}{2f} \quad \sigma_B = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{y_B - d}{2f} \quad (36)$$

Dalsze obliczenia można przeprowadzić zgodnie z zależnościami (30) i (31) z uwzględnieniem elementów brzegowych.

7. Przykład obliczeniowy

Do obliczeń przykładowych przyjęto dane przedstawione powyżej w opisie warunków odniesieniowych. Przyrost kąta φ przyjmowano różny: od ułamka stopnia do 10° . Dla każdego przedziału obliczeniowego wyznaczono błąd względny δ_w współczynnika wzmocnienia i δ_α kąta wypromieniowania α z zależności:

$$\delta_w = \frac{w(i) - w_S(i)}{w(i)} \quad (37)$$

$$\delta_\alpha = \frac{\alpha(i) - \alpha_S(i)}{\alpha(i)} \quad (38)$$

przy czym:

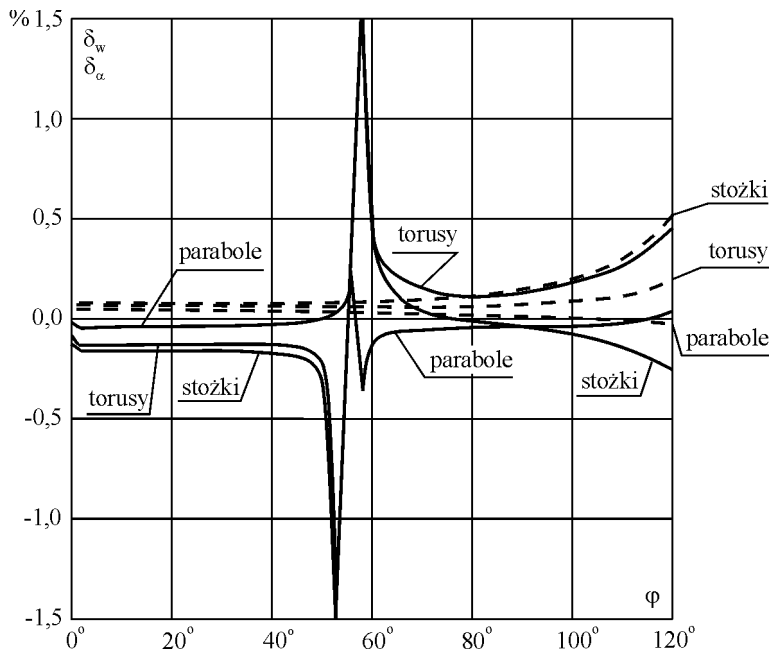
$w(i)$ – teoretyczny współczynnik wzmocnienia (zależność 2),

$w_S(i)$ – współczynnik wzmocnienia wyznaczony drogą symulacji komputerowej z następujących zależności: (15, 20 i 22) – powierzchnie stożkowe, (31) – torusy i paraboloidy,

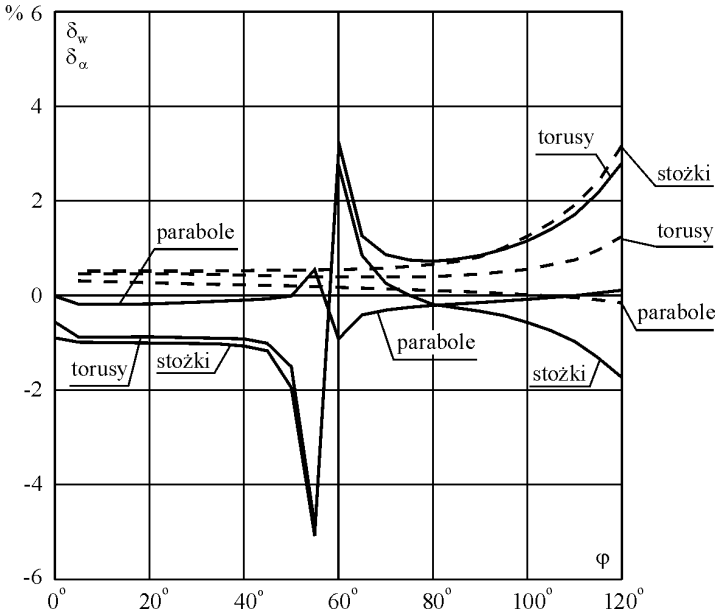
$\alpha(i)$ – teoretyczny kąt wypromieniowania (zależność 3),

$\alpha_S(i)$ – kąt wypromieniowania wyznaczony drogą symulacji komputerowej, wartość średnia kątów α_A i α_B : (11, 18 i 21) – powierzchnie stożkowe, (30) – torusy i paraboloidy.

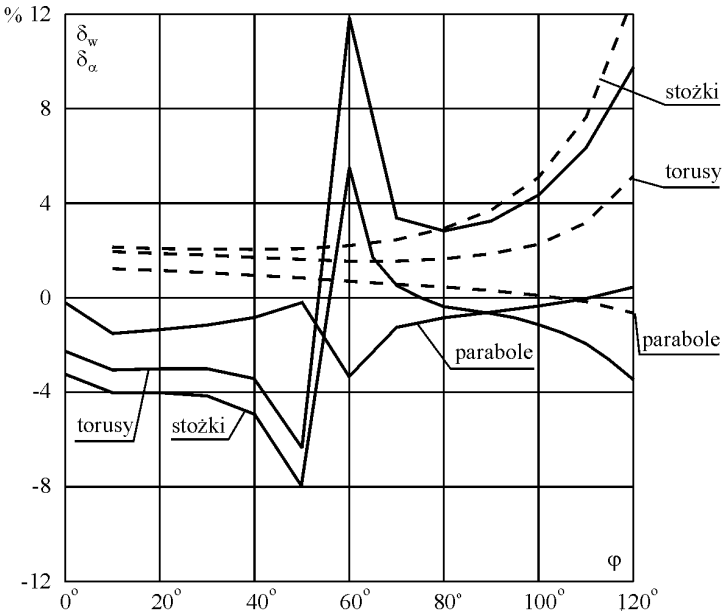
Wyniki obliczeń błędów względnych, δ_w i δ_α w funkcji kąta padania φ przedstawiono na rysunkach 6, 7 i 8.



Rys. 6. Wartości błędów względnych δ_w (linie ciągłe) i δ_α (linie przerywane) w funkcji kąta φ ($\Delta\varphi = 2^\circ$)



Rys. 7. Wartości błędów względnych δ_w (linie ciągłe) i δ_α (linie przerywane) w funkcji kąta φ ($\Delta\varphi = 5^\circ$)



Rys. 8. Wartości błędów względnych δ_w (linie ciągłe) i δ_α (linie przerywane) w funkcji kąta φ ($\Delta\varphi = 10^\circ$)

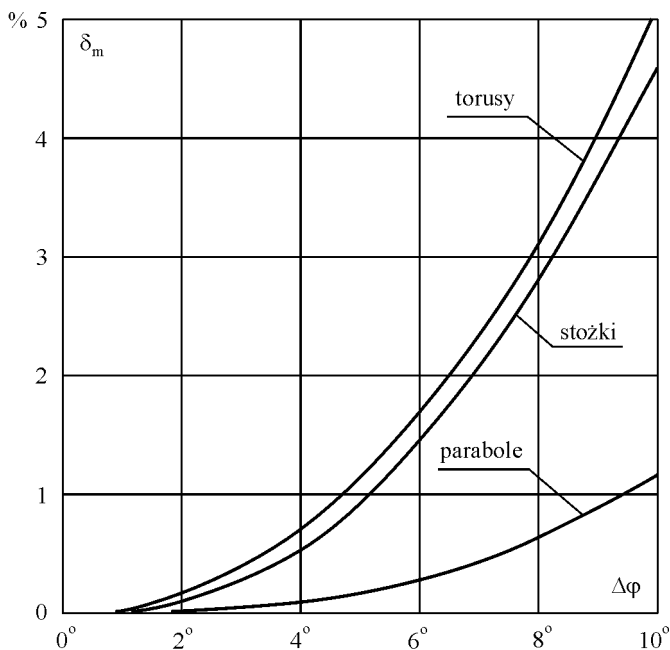
Do porównania dokładności uzyskanych wyników wybranych metod aproksymacji odbłyśnika przyjęto wartość kwadratową błędów względnych współczynnika wzmocnienia δ_{sw} wyznaczonych z zależności:

$$\delta_{sw} = \frac{\sqrt{\sum \delta_w^2}}{n} \quad (39)$$

przy czym: n – liczba punktów obliczeniowych.

Wyniki obliczeń błędów średnich w funkcji wielkości przedziałów obliczeniowych $\Delta\varphi$ zestawiono w tabeli 1.

Przedstawione wartości maksymalnego błędu kwadratowego wzrastają zgodnie ze zmianą wielkości przedziałów obliczeniowych $\Delta\varphi$, co przedstawiono na rysunek 9.



Rys. 9. Przybliżony przebieg wartości maksymalnego błędu kwadratowego δ_m w funkcji wielkości przedziałów obliczeniowych $\Delta\varphi$

Tablica 1.

Średnie błędy względne współczynnika wzmocnienia

Lp.	Rodzaj elementów	$\Delta\varphi$	Błąd średni kwadratowy współczynnika wzmocnienia δ_{sw}	Maksymalny błąd kwadratowy współczynnika wzmocnienia δ_{msw}
1	stożki	2°	0,044	0,131
		5°	0,313	0,938
		10°	1,541	4,624
2	torusy	2°	0,046	0,139
		5°	0,339	1,017
		10°	1,685	5,055
3	parabole	2°	0,009	0,027
		5°	0,064	0,191
		10°	0,382	1,147

8. Uwagi i spostrzeżenia

1. Zastąpienie elementu odbłyśnika, pomiędzy kolejnymi punktami węzłowymi, pojedynczą powierzchnią stożkową powoduje, że wyznaczony przy tej geometrii współczynnik wzmocnienia jest znacznie mniejszy od wartości rzeczywistej. W tym przypadku uwzględnia się jedynie zmianę kierunku odbitej wiązki świetlnej. Nie uwzględnia się natomiast wzmacniającego działania krzywizny odbłyśnika. Ten sposób obliczeń świetlnych, wykorzystujący pojedyncze powierzchnie stożkowe, nie powinien być przyjmowany w obliczeniach układów świetlnooptycznych.
2. Z przedstawionych na rysunkach 6, 7 i 8 przebiegów wartości błędów względnych δ_w współczynnika wzmocnienia wynika, że największe błędy obliczeniowe występują w okolicach kąta $\varphi = 57^\circ$, gdzie istnieje punkt ekstremalny. W tym punkcie wartość światłości wzrasta nieograniczenie. W obszarze dużych wartości kąta padania φ , ze wzrostem tego kąta wzrasta błąd. Dotyczy to wszystkich rodzajów przyjmowanych profili (stożki, torusy, parabole).
3. Błędy δ_α kąta wypromieniowania α zwiększają się wraz z kątem padania φ bardzo podobnie dla stożków i torusów, a maleją w przypadku profili parabolicznych.
4. Jak wynika z zestawienia tabelarycznego, błędy występujące przy stosowaniu profili stożkowych są podobne, co do wartości i przebiegu, do błędów występujących przy użyciu torusów. Zdecydowanie mniejsze są jednak przy użyciu profili parabolicznych. Zresztą profil odniesieniowy też był paraboliczny, taki rezultat wynika z podobieństwa kształtów.

5. Przedstawione na rysunku 9 przybliżone przebiegi wartości maksymalnego błędu kwadratowego δ_m w funkcji wielkości $\Delta\varphi$ przedziałów obliczeniowych dają możliwość szacunkowej oceny spodziewanego błędu przy przyjęciu określonego przedziału $\Delta\varphi$ i wybranego profilu zastępczego (stożki, torusy, parabole). Spodziewany średni błąd kwadratowy będzie trzykrotnie mniejszy od wartości maksymalnej.
6. W obliczeniach numerycznych zastosowano liczby o podwójnej precyzji w celu poważnego zmniejszenia błędów wynikających z samych działań arytmetycznych.

Literatura

1. **Dybczyński W., Oleszyński T., Skonieczna M.:** *Projektowanie opraw oświetleniowych*. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, 1996.

THE INFLUENCE OF APPROXIMATION METHODS OF PROFILE REFLECTORS ON THE ACCURATE CALCULATION OF MIRROR REFLECTORS OPTICAL SYSTEMS

Summary: The influence of reflector profile lines different methods of approximation on the accurate calculation of mirror reflectors' optical systems is described. The different coefficient approximations of linear and second powers have been compared. The errors given by each of approximation method are defined.

Key words: mirror reflectors, reflector profile, approximation methods, reflectors optical systems

Artykuł zrealizowano w Politechnice Białostockiej ramach pracy badawczej statutowej S/WE/2/98.