

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Antoni Bogucki, Zbigniew Bartoń: Sterowanie dyskretne pracą połączonych systemów elektroenergetycznych w stanach awaryjnych .....	7
2. Antoni Bogucki, Zbigniew Bartoń: Ocena dopuszczalnego czasu trwania zakłócenia dla potrzeb automatyki przewencyjnej .....	21
3. Edward Lawera, Marian Mikrut: Analiza rozprywu prądów ziemnozwarciowych w izolowanych sieciach pierścieniowych w aspekcie doboru zabezpieczeń .....	31
4. Paweł Sowa: Warunki występowania wzrostu składowej nieokresowej prądu podczas zwarć niejednoczesnych .....	43
5. Paweł Sowa, Claus Haase: Symulacja zjawisk przejściowych dla linii przesyłowych za pomocą hybrydowego modelu fizycznego .....	53
6. Wiesław Goc, Joachim Bargiel: Propozycje liczenia efektów ekonomicznych projektów wynalazczych i racjonalizatorskich poprawiających niezawodność zasilania odbiorców .....	59
7. Franciszek Machnik: Konstrukcja i badania właściwości miernika natężenia pola elektrycznego o częstotliwości przemysłowej .....	77
8. Franciszek Machnik: Analiza właściwości wzorca natężenia pola elektrycznego o częstotliwości przemysłowej z elektrodami kwadratowymi.	97
9. Iwona Korbasiewicz, Maciej Korbasiewicz: Modyfikacja metod filtracji harmonicznych przeznaczonych dla cyfrowych zabezpieczeń różnicowo-prądowych transformatorów .....	107
10. Tadeusz Kaczmarczyk: Laboratoryjny system mikrokomputerowy informatyczno-doradczy .....	123

REDAKTOR NACZELNY  
REDAKTOR GŁÓWNY  
SEKRETARZ REDAKCJI  
CZŁONKOWIE ROLNICTWA

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
1. Антони Богуцки, Збигнев Бартонь - Дискретное управление работой соединённых энергосистем в аварийных условиях режимах .....	7
2. Антони Богуцки, Збигнев Бартонь - Оценка времени продолжительности аварии для противоаварийной автоматики .....	21
3. Эдвард Лявора, Марьян Микрут - Анализ распределения токов однофазного замыкания на землю в изолированных кольцевых сетях с точки зрения выбора устройств защиты .....	31
4. Павел Сова - Условия вступления роста апериодической составляющей тока во время неодновременных коротких замыканий .....	43
5. Павел Сова, Кляус Хаас - Моделирование переходных процессов с помощью гибридной физической модели .....	53
6. Веслав Гоц, Иохим Баргель - Предложение расчётов экономических эффектов изобретений и рационализаторских предложений поправляющих надёжность питания потребителей .....	59
7. Францишек Махник - Конструкция и исследования измерителя напряженности электрического поля промышленной частоты .....	77
8. Францишек Махник - Анализ свойств эталона напряженности электрического поля промышленной частоты с квадратными электродами .....	97
9. Ивона Корбасевич, Мацей Корбасевич - Модификация методов фильтрации гармоник предназначенных для цифровых дифференциальных защит трансформаторов .....	107
10. Тадеуш Качмарчик - Лабораторная информационно-подсказывающая микропроцессорная система .....	123

Wydawnictwo Techniczne  
ul. Karłowicza 2 01-108 Warszawa

Wydawnictwo Techniczne, ul. Karłowicza 2, 01-108 Warszawa  
Tel. 022 629 11 11, 629 11 12, 629 11 13, 629 11 14, 629 11 15, 629 11 16, 629 11 17, 629 11 18, 629 11 19, 629 11 20, 629 11 21, 629 11 22, 629 11 23, 629 11 24, 629 11 25, 629 11 26, 629 11 27, 629 11 28, 629 11 29, 629 11 30, 629 11 31, 629 11 32, 629 11 33, 629 11 34, 629 11 35, 629 11 36, 629 11 37, 629 11 38, 629 11 39, 629 11 40, 629 11 41, 629 11 42, 629 11 43, 629 11 44, 629 11 45, 629 11 46, 629 11 47, 629 11 48, 629 11 49, 629 11 50, 629 11 51, 629 11 52, 629 11 53, 629 11 54, 629 11 55, 629 11 56, 629 11 57, 629 11 58, 629 11 59, 629 11 60, 629 11 61, 629 11 62, 629 11 63, 629 11 64, 629 11 65, 629 11 66, 629 11 67, 629 11 68, 629 11 69, 629 11 70, 629 11 71, 629 11 72, 629 11 73, 629 11 74, 629 11 75, 629 11 76, 629 11 77, 629 11 78, 629 11 79, 629 11 80, 629 11 81, 629 11 82, 629 11 83, 629 11 84, 629 11 85, 629 11 86, 629 11 87, 629 11 88, 629 11 89, 629 11 90, 629 11 91, 629 11 92, 629 11 93, 629 11 94, 629 11 95, 629 11 96, 629 11 97, 629 11 98, 629 11 99, 629 11 00

1991/39

## CONTENTS

	Pag.
1. Antoni Bogucki, Zbigniew Bartoń: Discrete control for interconnected power system in emergency conditions .....	7
2. Antoni Bogucki, Zbigniew Bartoń: Estimation of the critical clearing time for prevent automatic of power control systems .....	21
3. Edward Lawera, Marian Mikrut: Analysis of the propagation of ground fault currents in unearthed ring networks from the point of view of a protection choice .....	31
4. Paweł Sowa: The occurrence conditions of increase of D.C. Component of a short-circuit current due to non-simultaneous faults .....	43
5. Paweł Sowa, Claus Haecse: Physical-hybrid simulation of transient phenomena on long-distance transmission line .....	53
6. Wiesław Goc, Joachim Bargiel: Proposals of calculation of the economical effect of invented and rationalized design of the improved reliability of power supply .....	59
7. Franciszek Machnik: Construction and experimental investigations of the properties of an electric field intensity meter with a power frequency .....	77
8. Franciszek Machnik: Analysis of properties of the electric field intensity standard with a power frequency with square-shaped electrodes .....	97
9. Iwona Korbasiewicz, Maciej Korbasiewicz: Modification of filtering methods of harmonics for digital differential protection of power transformers .....	107
10. Tadeusz Kaczmarczyk: The laboratory microcomputer information consulting system .....	123

Antoni BOGUCKI,  
Zbigniew BARTON

Instytut Elektroenergetyki  
i Sterowania Układów  
Politechniki Śląskiej

## STEROWANIE DYSKRETNE PRACĄ POŁĄCZONYCH SYSTEMÓW ELEKTROENERGETYCZNYCH W STANACH AWARYJNYCH

**Streszczenie.** W artykule skoncentrowano się głównie na zilustrowaniu dużych możliwości, jakie stwarza zastosowanie metody Lapunowa do sterowania pracą połączonych systemów elektroenergetycznych (SE). Gwałtowny rozwój techniki cyfrowej przy jednoczesnym obniżeniu kosztów i ogromnym wzroście niezawodności układów mikroprocesorowych zachęca wielu konstruktorów i projektantów do stosowania tzw. dyskretnego sterowania pracą SE. Wykorzystanie możliwości, jakie oferuje aktualnie technika, zwiększa dodatkowo atrakcyjność tej i podobnych metod.

Autorzy podjęli próbę bardziej kompleksowego spojrzenia na zagadnienia sterowania prędkością obrotową turbiny. Analizowano wpływ sterowania w zależności od wielkości: deficytów mocy, strefy niezułości, stałej regulacji oraz czasu trwania zakłócenia. Zaprezentowane podejście dotyczy liniowych modeli SE.

### 2. Wstęp

W ciągu ostatnich lat można zaobserwować w energetyce wiele udanych i wielce efektywnych zastosowań nowoczesnej teorii sterowania opartej na wykorzystaniu układów mikroprocesorowych. Zachęca to do wielu konstruktorów i projektantów do stosowania tzw. dyskretnego sterowania pracą SE wykorzystującego możliwości, jakie oferuje aktualnie technika cyfrowa.

W niniejszym artykule podjęto próbę bardziej kompleksowego spojrzenia na zagadnienie stabilnego sterowania prędkością obrotową turbiny, analizując wpływ czynników wspomnianych jedynie w pracy [6]. Przedstawione wyniki obliczeń wykonano zarówno dla liniowego modelu matematycznego SE prezentowanego w pracy [6] (układ 2-maszynowy), jak i dla jego znacznie rozbudowanej wersji (układ 3-maszynowy).



## 2. Strategia i algorytm dyskretnego sterowania

Wzajemnie połączone SE można opisać [3] w  $n$ -wymiarowej przestrzeni stanów układu równań różniczkowych:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (1)$$

gdzie:

$x \in R^n$  - wektor stanu systemu elektroenergetycznego,

$u \in R^m$  - wektor sterowania,

$A$  i  $B$  - macierze o wymiarach  $n \times n$  i  $n \times m$ .

W rzeczywistych warunkach wektor sterowania jest ograniczony, czyli:

$$u_i \leq |C_i| < \infty \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (2)$$

System dynamiczny opisany równaniem (1) będzie asymptotycznie stabilny, jeżeli utworzona dla niego funkcja  $V$  będzie spełniała następujące warunki:

$$V(x) \geq 0 \quad \text{oraz} \quad \dot{V}(x) \leq 0. \quad (3)$$

Funkcja Lapunowa dla układu (1) ma postać [6]:

$$V(x) = x^T P x, \quad (4)$$

gdzie  $P$  - symetryczna, dodatnio określona macierz.

Różniczkując wyrażenie (4) przy uwzględnieniu wzoru (1) otrzymuje się:

$$\dot{V}(x) = x^T (A^T P + P A) x + 2u^T B^T P x. \quad (5)$$

Relacja (5) determinuje następujące warunki stabilności asymptotycznej [1], [6]:

$$A^T P + P A = -Q, \quad (6)$$

$$u^T B^T P x \leq 0. \quad (7)$$

Jeżeli macierz  $Q$  będzie symetryczna i dodatnio określona, wtedy na podstawie relacji (7) możliwe jest określenie maksymalnie dopuszczalnej wartości wektora sterowania  $u$  z zależności:

$$u_i = -C_i \text{ sign} [B^T P x]_i, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (8)$$

gdzie  $C_i$  - stała regulacji.

Algorytm sterowania dyskretnego systemu dynamicznego opisanego układem równań (1), przy uwzględnieniu relacji (6) i (7) może być po wyznaczeniu macierzy P ze wzoru (6) i sprawdzenie jej dodatniej określoności następujący:

- I - obliczenie wartości i znaku wektora  $\{B^T P x\}$ ,  
 II - obliczenie wartości wektora sterowania z relacji (8), przy czym z uwagi na uniknięcie nieokreśloności celowe jest założenie strefy nieczułości, np.  $\epsilon_1$ , co determinuje:

$$\text{sign} [B^T P x]_1 = 1 \quad \text{gdy} \quad [B^T P x]_1 > \epsilon_1,$$

$$\text{sign} [B^T P x]_1 = 0 \quad \text{gdy} \quad [B^T P x]_1 \leq \epsilon_1, \quad (9)$$

$$\text{sign} [B^T P x]_1 = -1 \quad \text{gdy} \quad [B^T P x]_1 < -\epsilon_1,$$

- III - uwzględnienie w modelu zakłóceniovym (1) sterowania (8) i określenie reakcji systemu,  
 IV - obliczenie nowych wartości wektora stanu x,  
 V - porównanie odchylenia częstotliwości i mocy wymiennej,  
 VI - powrót do punktu I.

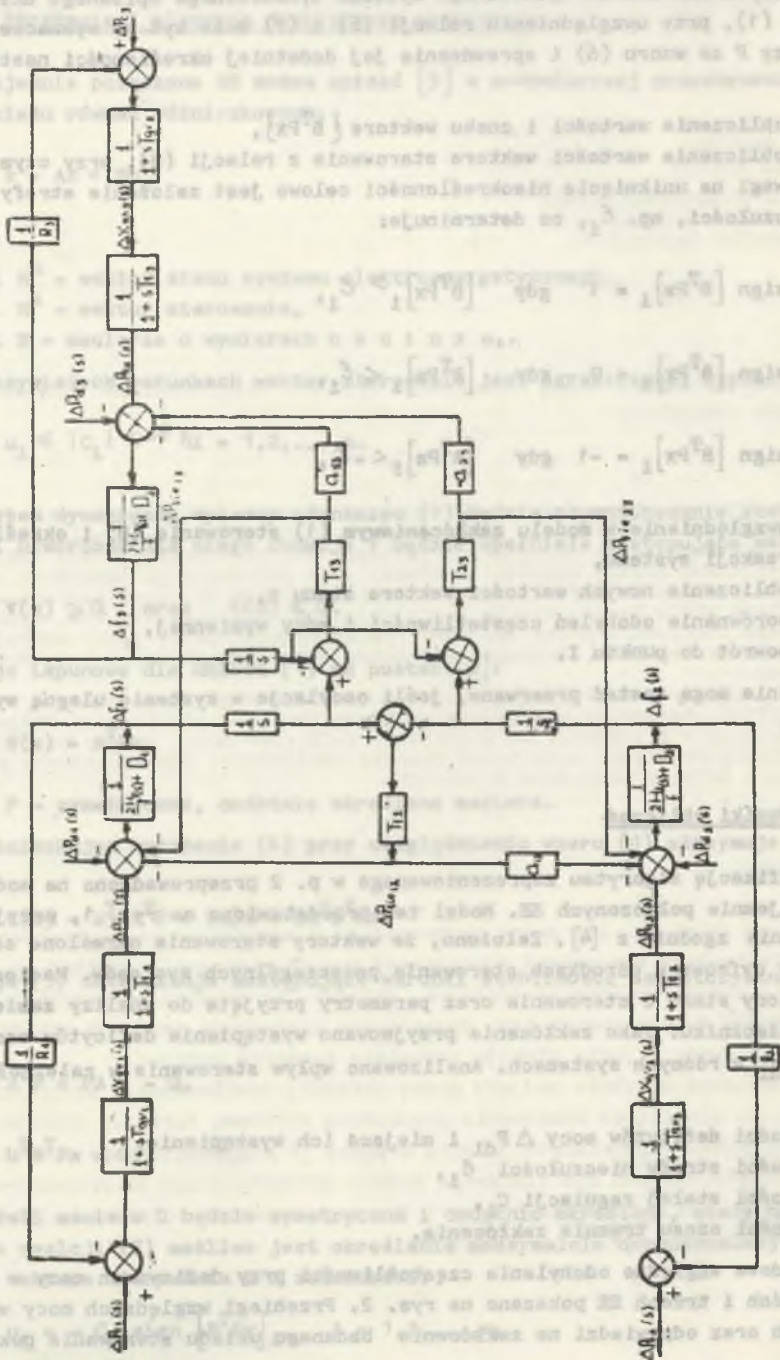
Obliczenia mogą zostać przerwane, jeśli oscylacje w systemie ulegną wytłumieniu.

### 3. Wyniki obliczeń

Weryfikację algorytmu zaprezentowanego w p. 2 przeprowadzono na modelu 3 - wzajemnie połączonych SE. Model ten przedstawiono na rys. 1, przyjmując oznaczenia zgodnie z [4]. Założono, że wektory sterowania określone są przez maszyny cyfrowe w ośrodkach sterowania poszczególnych systemów. Macierze A i B, wektory stanu i sterowania oraz parametry przyjęte do analizy zamieszczono w załączniku. Jako zakłócenia przyjmowano wystąpienia deficytów mocy czynnej  $\Delta P_{d1}$  w różnych systemach. Analizowano wpływ sterowania w zależności od:

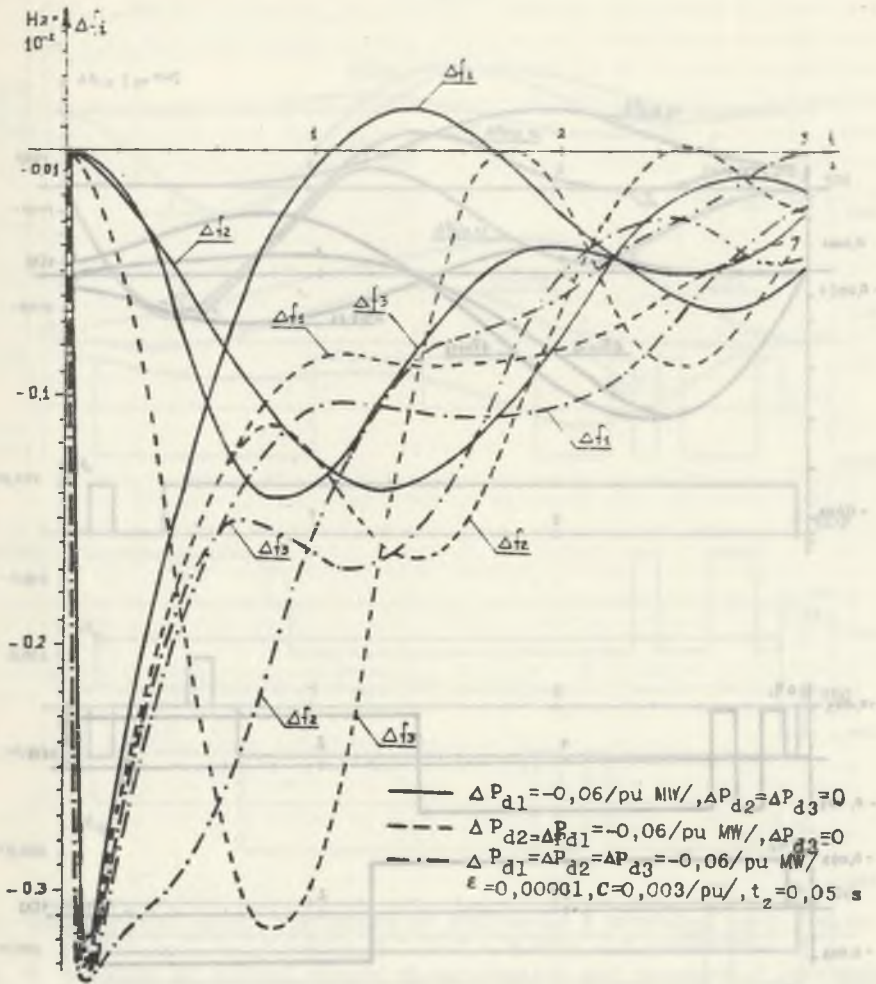
- wielkości deficytów mocy  $\Delta P_{d1}$  i miejsca ich wystąpienia,
- wielkości strefy nieczułości  $\epsilon_1$ ,
- wielkości stałej regulacji  $C_1$ ,
- wielkości czasu trwania zakłócenia.

Przykładowe względne odchylenia częstotliwości przy deficytach mocy w jednym, dwóch i trzech SE pokazano na rys. 2. Przebiegi względnych mocy wymiennych oraz odpowiedzi na zakłócenia badanego układu sterowania pokaza-



Rys. 1. Schemat blokowy 3 wzajemnie połączonych systemów  
Fig. 1. Block diagram of 3-area system



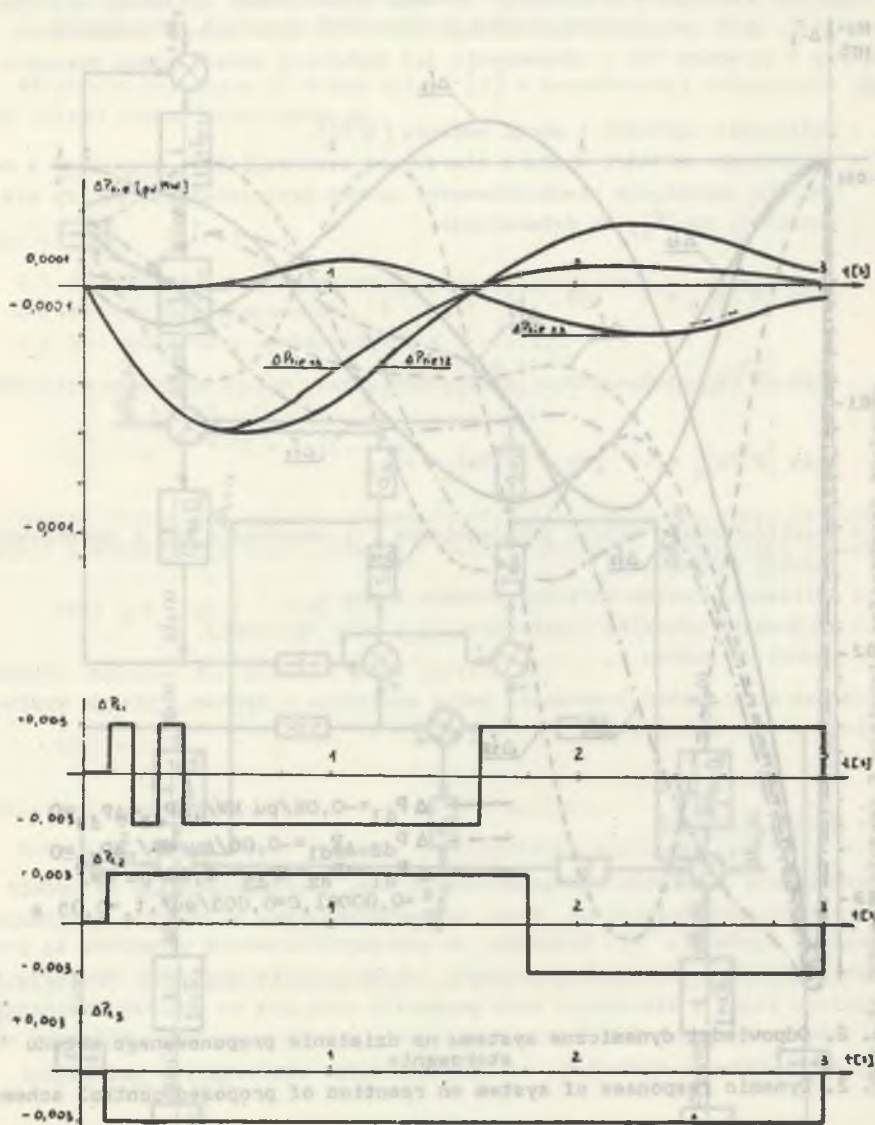


Rys. 2. Odpowiedzi dynamiczne systemu na działanie proponowanego układu sterowania

Fig. 2. Dynamic responses of system on reaction of proposed control scheme

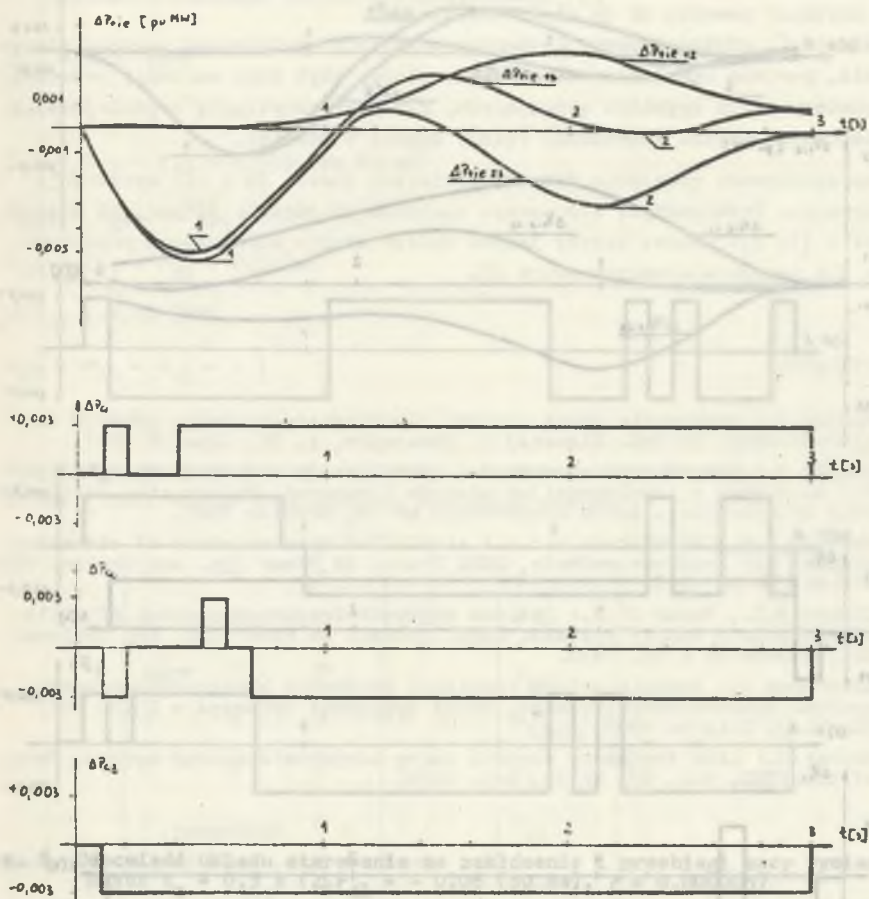
no na rys. 3, 4 i 5. Na rys. 6. zaprezentowano przebiegi przy zwiększeniu dziesięciokrotnym czasu trwania zakłócenia (do 0,5 s) i dwukrotnym zmniejszeniu wartości stref nieczułości. Stabelaryzowane wyniki badań wpływu wszystkich wspomnianych wyżej czynników na stabilność połączonych SE zestawiono w pracy [5].





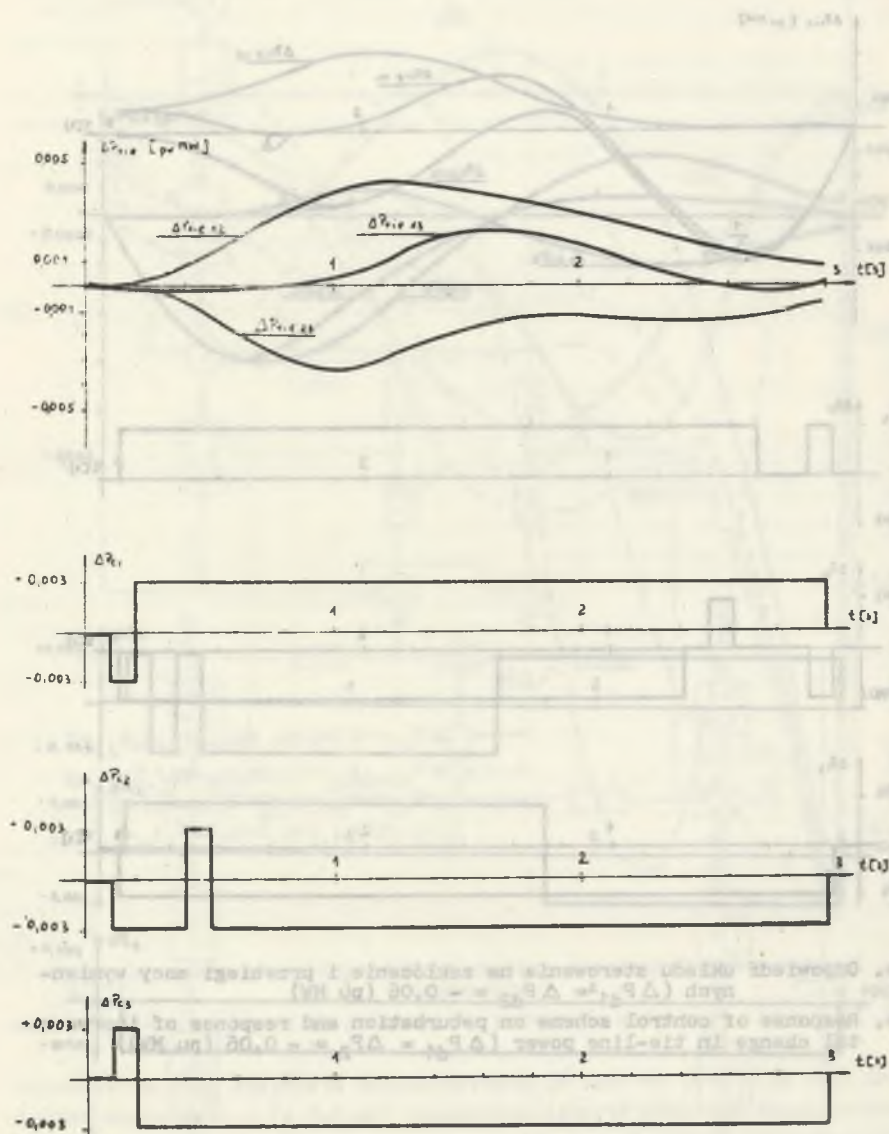
Rys. 3. Odpowiedź układu sterowania na zakłócenie i przebiegi mocy wymiennych ( $\Delta P_{dl} = -0,06$  (pu MW))

Fig. 3. Response of control scheme on perturbation and response of incremental change in tie-line power ( $\Delta P_{dl} = -0,06$  (pu MW))



Rys. 4. Odpowiedź układu sterowania na zakłócenie i przebiegi mocy wymiennych ( $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = -0,06$  (pu MW))

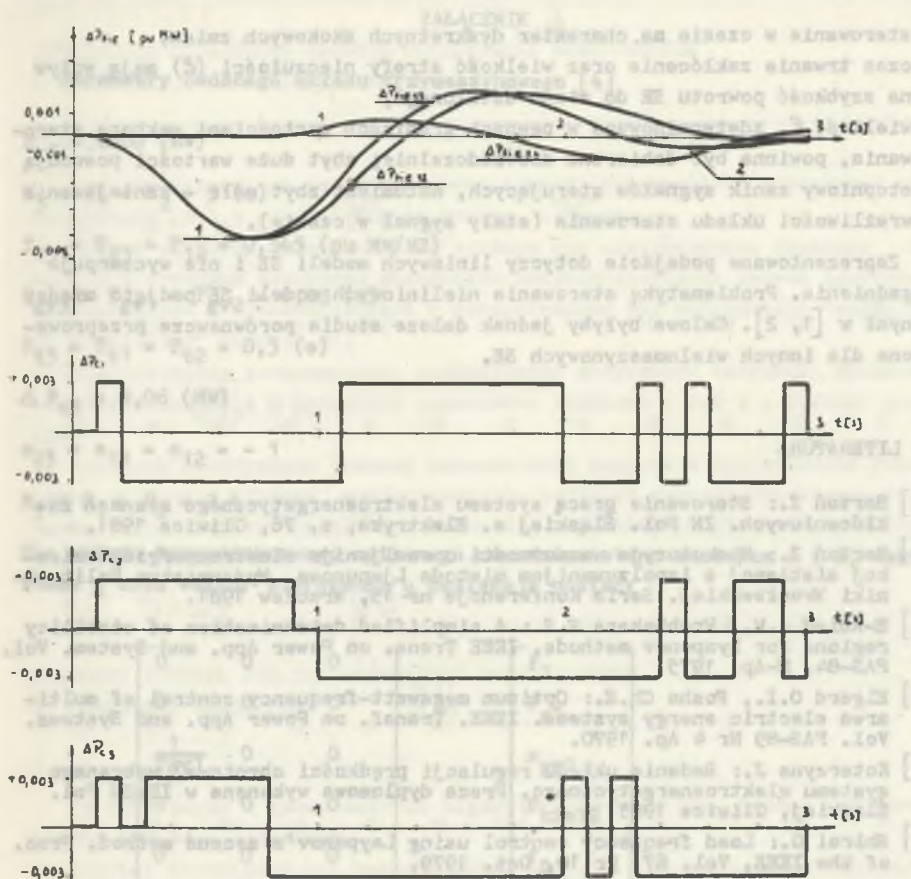
Fig. 4. Response of control scheme on perturbation and response of incremental change in tie-line power ( $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = -0,06$  (pu MW))



Rys. 5. Odpowiedź układu sterowania na zakłócenie i przebiegi mocy wymiennych ( $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = \Delta P_{d3} = -0,06$  (pu MW))

Fig. 5. Response of control scheme on perturbation and response of incremental change in tie-line power ( $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = \Delta P_{d3} = -0,06$  (pu MW))





Rys. 6. Odpowiedź układu sterowania na zakłócenie i przebiegi mocy wymiennych  $t_z = 0,5$  s ( $\Delta P_{dl} = -0,06$  (pu MW),  $\xi = 0,000005$ )

Fig. 6. Response of control scheme on perturbation and response of incremental change in tie-line power  $t_z = 0,05$  s ( $\Delta P_{dl} = 0,06$  (pu MW),  $\xi = 0,000005$ )

#### 4. Wnioski i uwagi końcowe

W artykule zaprezentowano stosunkowo prostą i łatwą do zastosowania, uwzględniając aktualny poziom rozwoju techniki cyfrowej, metodę sterowania połączonych SE zapewniającą ich stabilność.

Wyniki przeprowadzonych obliczeń pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

- do sterowania liniowych modeli SE wygodnie jest stosować metodę Lapunowa,

- sterowanie w czasie ma charakter dyskretnych skokowych zmian,
- czas trwania zakłócenia oraz wielkość strefy nieczułości ( $\epsilon$ ) mają wpływ na szybkość powrotu SE do stanu ustalonego,
- wielkość  $\epsilon$ , zdeterminowana w pewnych granicach wartościami wektora sterowania, powinna być dobierana doświadczalnie; zbyt duże wartości powodują stopniowy zanik sygnałów sterujących, natomiast zbyt małe - zmniejszenie wrażliwości układu sterowania (stały sygnał w czasie).

Zaprezentowane podejście dotyczy liniowych modeli SE i nie wyczerpuje zagadnienia. Problematykę sterowania nieliniowych modeli SE podjęto między innymi w [1, 2]. Celowe byłyby jednak dalsze studia porównawcze przeprowadzone dla innych wielomaszynowych SE.

#### LITERATURA

- [1] Bartoń Z.: Sterowanie pracą systemu elektroenergetycznego stanach zakłóceńowych. ZN Pol. Śląskiej s. Elektryka, z. 76, Gliwice 1981.
- [2] Bartoń Z.: Niektóre możliwości uprzejmienia elektroenergetycznej sieci z użyciem metody Ljapunowa. Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej. Seria Konferencje nr 15, Wrocław 1981.
- [3] E-Abiad A.H., Prabhakara F.S.: A simplified determination of stability regions for Lyapunov methods. IEEE Trans. on Power App. and System. Vol. PAS-84, M-Ap. 1975.
- [4] Elgerd O.I., Fosha Ch.E.: Optimum megawatt-frequency control of multi-area electric energy systems. IEEE. Trans. on Power App. and Systems. Vol. PAS-89 Nr 4 Ap. 1970.
- [5] Koterzyna J.: Badanie układu regulacji prędkości obrotowej wybranego systemu elektroenergetycznego. Praca dyplomowa wykonana w IEiSU Pol. Śląskiej, Gliwice 1983.
- [6] Shirai G.: Load frequency control using Layponov's second method. Proc. of the IEEE, Vol. 67, Nr 10, Oct. 1979.

Recenzent:

prof. dr hab. inż. Marian Cegielski

Wpłynęło do Redakcji dn. 5 stycznia 1987 r.

## ZAŁĄCZNIK

Parametry badanego układu trzymaszynowego [4]

$$P_{r3} = 2000 \text{ (MW)}$$

$$H_3 = H_1 = H_2 = 5 \text{ (s)}$$

$$T_{13} = T_{23} = T_{12} = 0,545 \text{ (pu MW/HZ)}$$

$$T_{gv3} = T_{gv1} = T_{gv2} = 0,08 \text{ (s)}$$

$$T_{t3} = T_{t1} = T_{t2} = 0,3 \text{ (s)}$$

$$\Delta P_{d3} = 0,06 \text{ (MW)}$$

$$a_{23} = a_{13} = a_{12} = -1$$

$$R_3 = R_1 = R_2 = 2,4$$

Dla układu trzymaszynowego opisanego równaniem stanu macierze A i B, wektor stanu  $\underline{x}$  oraz wektor sterowania  $\underline{u}$  posiadają postać:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{gv1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{gv2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{gv3}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \underline{x} = \begin{bmatrix} f_1 \\ P_{g1} \\ x_{gv1} \\ P_{tie12} \\ f_2 \\ P_{g2} \\ x_{gv2} \\ f_3 \\ P_{g3} \\ x_{gv3} \\ P_{tie13} \\ P_{tie23} \end{bmatrix}$$

$$\underline{u} = \begin{bmatrix} P_{c1} \\ P_{c2} \\ P_{c3} \end{bmatrix}$$





ДИСКРЕТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РАБОТОЙ СОЕДИНЁННЫХ ЭНЕРГОСИСТЕМ  
В АВАРИЙНЫХ (УСЛОВИЯХ) РЕЖИМАХ

Р е з ю м е

В настоящей статье рассматривается одна из возможностей управления энергосистемой (ЭС) с использованием метода Ляпунова.

Бурное развитие вычислительной техники при одновременном снижении стоимости и огромном повышении надёжности микропроцессорных систем привлекает конструкторов и проектировщиков к использованию так называемого "дискретного управления" работой ЭС.

Использование возможностей, предлагаемых актуальной техникой, повышает заинтересованность и добавочно привлекает внимание к ней и к похожим методам.

Авторами предпринята попытка комплексного подхода к проблематике управления скоростью турбины. Анализировалось действие системы управления в зависимости от величин: дефицитов мощности, зоны нечувствительности, постоянной управления и продолжительности повреждения.

DISCRETE CONTROL FOR INTERCONNECTED POWER SYSTEMS  
IN EMERGENCY CONDITIONS

S u m m a r y

In this paper a power control algorithm based on the second Lyapunov method has been suggested.

Digital techniques are predestinated to these functions as the microcomputer can be programmed to solve the mathematical which define the desired control operation.

Authors describe a digital control designed for this purpose.

The easy control law based on the derivatie of the Lyapunov function along the faulted system has been developed. Application of this lew lead to determination of the value and sign of the controlvector.

Influence of value variations: load demand, sensitivity zones, regulation constants and the clearing time is discussed.

Conclusion are presented as results of system dynamic responses illustrating the influence of control systems on variations of this factors.

Antoni BOGUCKI,  
Zbigniew BARTON

Instytut Elektroenergetyki  
i Sterowania Układów  
Politechniki Śląskiej

## OCENA DOPUSZCZALNEGO CZASU TRWANIA ZAKŁÓCENIA DLA POTRZEB AUTOMATYKI PREWENCYJNEJ

**Streszczenie.** W artykule podjęto problematykę praktycznego zastosowania drugiej metody Lapunowa do określenia nastawień automatyki przewencyjnej. Zwrócono uwagę na wpływ uwzględnienia jawnobiegunowości maszyn synchronicznych na obszar stabilności oraz na wartości kryterialne funkcji Lapunowa. Zaproponowano uproszczenie procedury określania dopuszczalnego czasu trwania zakłócenia. Wykazano, że możliwe jest to na podstawie znajomości krytycznego poślizgu wypadu oraz wartości kryterialnej funkcji Lapunowa. Podkreślono, że wykorzystanie metody pozwala na stosunkowo proste i szybkie oszacowanie wspomnianego czasu, który ma decydujący wpływ na zachowanie stabilności dynamicznej maszyn synchronicznych, bez konieczności całkowania równań modelu jak i badań symulacyjnych.

Wyniki badań symulacyjnych oraz obliczeń przedstawiono w postaci graficznej; przyjęty do rozważań model maszyny synchronicznej był nieliniowy.

### 1. Wstęp

Zakłócenia zwarciove w liniach przesyłowych łączących system elektroenergetyczny (SE) z rozdzielniami zasilającymi bezpośrednio odbiory synchroniczne są likwidowane przez automatykę SPZ oraz SZR (automatykę przewencyjną). Działanie wspomnianych automatów powoduje wystąpienie krótkotrwałych przerw w zasilaniu. Dopuszczalny czas trwania zakłócenia, z uwagi na zachowanie stabilności dynamicznej maszyn synchronicznych, stanowi podstawę dla doboru nastaw automatyki przewencyjnej. W większości przypadków czas ten określany jest przez całkowanie równań różniczkowych opisujących model matematyczny rozważanego systemu elektroenergetycznego lub przez badanie symulacyjne.

W artykule proponowane jest uproszczenie procedury określania tego czasu.

W rozdziale 2 zmierza się do wykazania, że jest możliwe określenie krytycznego poślizgu wypadu [2] oraz dopuszczalnego czasu trwania zakłócenia na podstawie znajomości kryterialnej wartości funkcji Lapunowa.



## 2. Model matematyczny i metoda oceny

Zakładając, że równanie opisujące procesy przejściowe w SE ma postać:

$$M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} = P_m - P_e = \Delta P, \quad (1)$$

gdzie oznaczenia zgodne są z [4] oraz.

$$P_e = \frac{E'_q U}{X'_d + X_z} \sin \delta \quad \text{dla} \quad X'_d = X'_q \quad (2a)$$

$$P_e = \frac{E'_q U}{X'_d + X_z} \sin \delta + \frac{U^2 (-X'_q + X'_d)}{2(X'_q + X_z)(X'_d + X_z)} \sin 2\delta \quad \text{dla} \quad X'_d \neq X'_q \quad (2b)$$

można, wprowadzając zmienne stanu:

$$x_1 = \delta - \delta_0 \quad \text{I} \quad \dot{x}_1 = x_2, \quad (3)$$

równanie (1) przekształcić do postaci:

$$\ddot{x}_1 = x_2$$

$$M \dot{x}_2 = -ax_2 - b[\sin(x_1 + \delta_0) - \sin \delta_0] + c[\sin(2x_1 + 2\delta_0) - \sin 2\delta_0]. \quad (4)$$

Układ równań (4) w uogólnionym zapisie można przedstawić następująco:

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = Ax_2 - BF(x_1). \quad (5)$$

Funkcja Lapunowa dla układu (5) może być wyznaczona w zależności ([1], [5]):

$$V(x_1, x_2) = x_2^T P x_2 + \int_0^{x_1} F^T(x_1) dx_1. \quad (6)$$

Po scałkowaniu, w rozwiniętej postaci otrzymuje się:

a) w przypadku  $X'_d = X'_q$  (wirnik cylindryczny)

$$V_1(x_1, x_2) = \frac{1}{2} M x_2^2 + b[\cos \delta_0 - \cos(x_1 + \delta_0) - x_1 \sin \delta_0], \quad (7)$$

b) gdy  $X_d' \neq X_q'$  (wirnik jednobiegunowy)

$$V_2(x_1, x_2) = \frac{1}{2} M x_2^2 + b [\cos \delta_0 - \cos(x_1 + \delta_0) - x_1 \sin \delta_0] - \frac{g}{2} [\cos 2\delta_0 - \cos(2x_1 + 2\delta_0) - 2x_1 \sin 2\delta_0] = V_1(x_1, x_2) + \Delta V. \quad (8)$$

Zgodnie z drugą metodą Lapunowa stabilność dynamiczna w stanie pozakłóceniovym zostanie zachowana, jeżeli spełniona będzie nierówność:

$$V(t_d) \leq V_{cr} \quad (9)$$

gdzie:

$t_d$  - dopuszczalny czas trwania zakłócenia,

$V_{cr}$  - kryterialna wartość funkcji Lapunova.

Wyznaczenie minimalnej wartości wyrażenie określającego energię potencjalną systemu w kryterialnym siodle (punkt stabilności nietrwałej  $\delta'_{u}$ ) determinuje  $V_{cr}$ .

W obszarze stabilności możliwe jest do oceny stanu systemu posługiwanie się relacją:

$$x_2 \leq (2 V_{cr})^{\frac{1}{2}} M^{-1}. \quad (10)$$

przy czym znak "=" odpowiada  $x_{2cr}$  maksymalnemu, dopuszczalnemu odchyleniu prędkości obrotowej od prędkości synchronicznej, nie powodującemu utraty stabilności (krytyczny poślizg wypędu [2]).

Scałkowanie równania (5), przy zerowych warunkach początkowych (punkt pracy stabilnej przeniesiony do początku układu współrzędnych  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = 0$ ) i pominięciu tłumienia umożliwi określenie przybliżonego czasu trwania zakłócenia z releksji:

$$t \leq B^{-1} F^{-1}(x_1) x_2. \quad (11)$$

Najostrzejsze warunki wystąpią, gdy relacje (2) będą równe 0. Wtedy, uwzględniając relacje (10) i (11), dopuszczalny czas trwania zakłócenia określa zależność:

$$t_d = (2M V_{cr})^{\frac{1}{2}} P_m^{-1}. \quad (12)$$

### 3. Wyniki obliczeń i symulacji

Relacje (7) i (8) umożliwiają wykreślenie obszarów stabilności na płaszczyźnie fazowej jako funkcji zmiennych stanu  $x_1$  i  $x_2$  oraz funkcji  $V(x_1)$ . Obliczenia wykonano dla SE składającego się z maszyny synchronicznej przyłączonej przez transformator i linię przesyłową do systemu o napięciu "sztywnym" równym 1,0 j.w. Parametry wykorzystane do obliczeń miały następujące wartości:  $E = 1,05$  j.w.,  $X_q = 0,95$  j.w.,  $X_d = 0,20$  j.w.,  $M = 1,0$  s<sup>2</sup>,  $D = 0,2$  s,  $\delta_0 = 0$  rad oraz  $\pi/6$  rad,  $X_{tr} = 0,1$  j.w. (j.w. - jednostki względne). Wyniki obliczeń zaprezentowano na rys. 1 i 2. Przedstawione na rysunkach wyniki wykazują charakterystyczne właściwości, jakimi są zwiększenie obszaru stabilności, będące efektem uwzględnienia jawnobiegunowości maszyny (wydatnej biegunowości wirnika) oraz jednocześnie zwiększenie wartości kryterialnej funkcji  $V$  (krzywe  $V_{2cr}$ ). W efekcie uzyskiwane są większe wartości dopuszczalnego czasu trwania zakłócenia, niewiele różniące się od wartości uzyskiwanych za pomocą badań symulacyjnych.

W celu weryfikacji wyprowadzonych w p. 2 relacji teoretycznych przeprowadzono porównanie wyników badań symulacyjnych, wykonanych na maszynie cyfrowej, z wynikami obliczeń uzyskanych przy wykorzystaniu metody Lapunowa. Do analizy przyjęto trzy silniki synchroniczne o mocach  $S_3 - 3,15$  MV A,  $S_2 - 2,5$  MV A oraz  $S_1 - 0,94$  MV A, których parametry i model matematyczny zawiera [3].

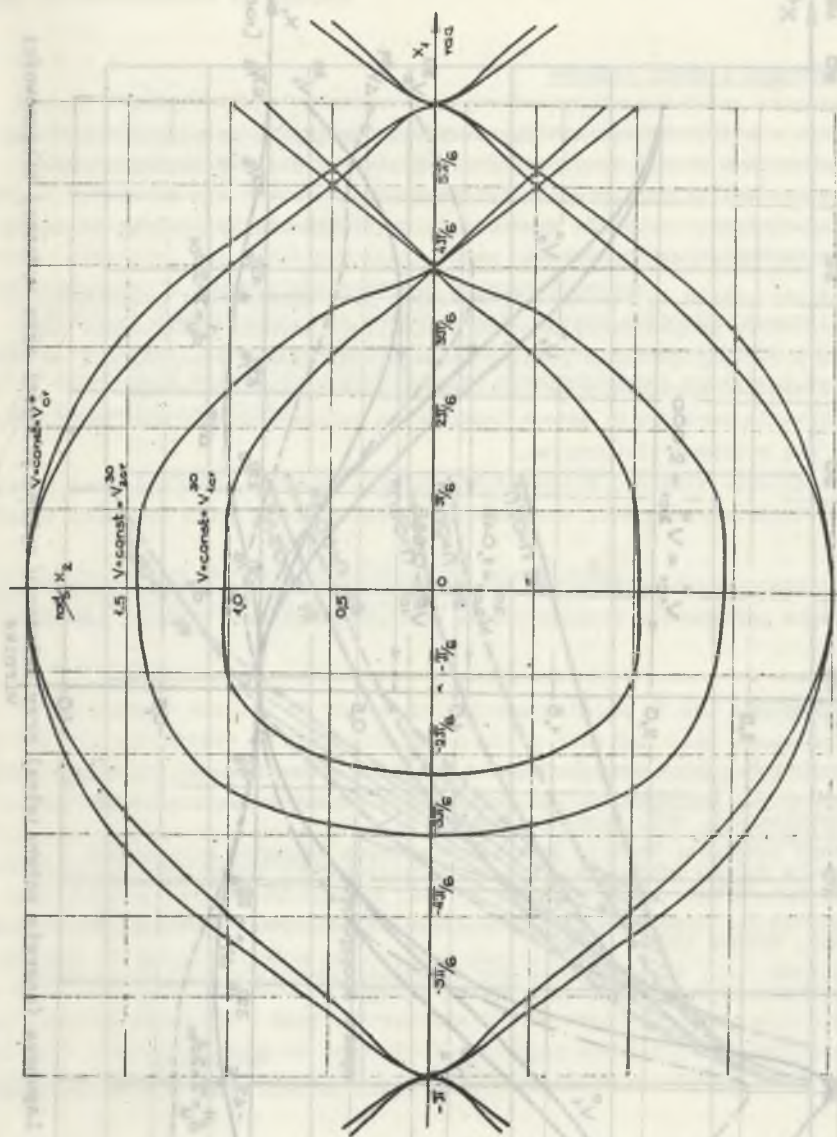
W wyniku przeprowadzonych obliczeń stwierdzono, że przy  $U_{zas} = 0,0 U_N$  silniki  $S_2$  i  $S_3$  powracały do synchronizmu po maksymalnym czasie zakłócenia nie przekraczającym 0,5 s. Natomiast silnik  $S_1$  o prawie trzykrotnie mniejszej mocy i ponad sześciokrotnie mniejszym momencie bezwładności osiągał powtórnie prędkość synchroniczną, jeżeli czas zakłócenia nie przekraczał 0,3 s. Czasom tym odpowiadały następujące wartości krytycznego poślizgu wypadu  $x_{2max}$  odpowiednio: dla  $S_3$ ,  $S_2$  i  $S_1 - (4,7; 2,23$  i  $5,0)$  rad/s. Uzyskane wyniki badań pozwoliły na wykreślenie na płaszczyźnie fazowej ( $x_2$ ,  $x_1$ ) obszarów pracy stabilnej. Obszary te zaznaczono jako zakreskowane na rys. 3.

Obliczone z relacji (11) dopuszczalne czasy trwania zakłócenia przy uwzględnieniu ww. wartości poślizgu wynosiły: (0,5; 0,51 oraz 0,305) s, czyli były w przybliżeniu równe czasom uzyskanym metodą kolejnych symulacji.

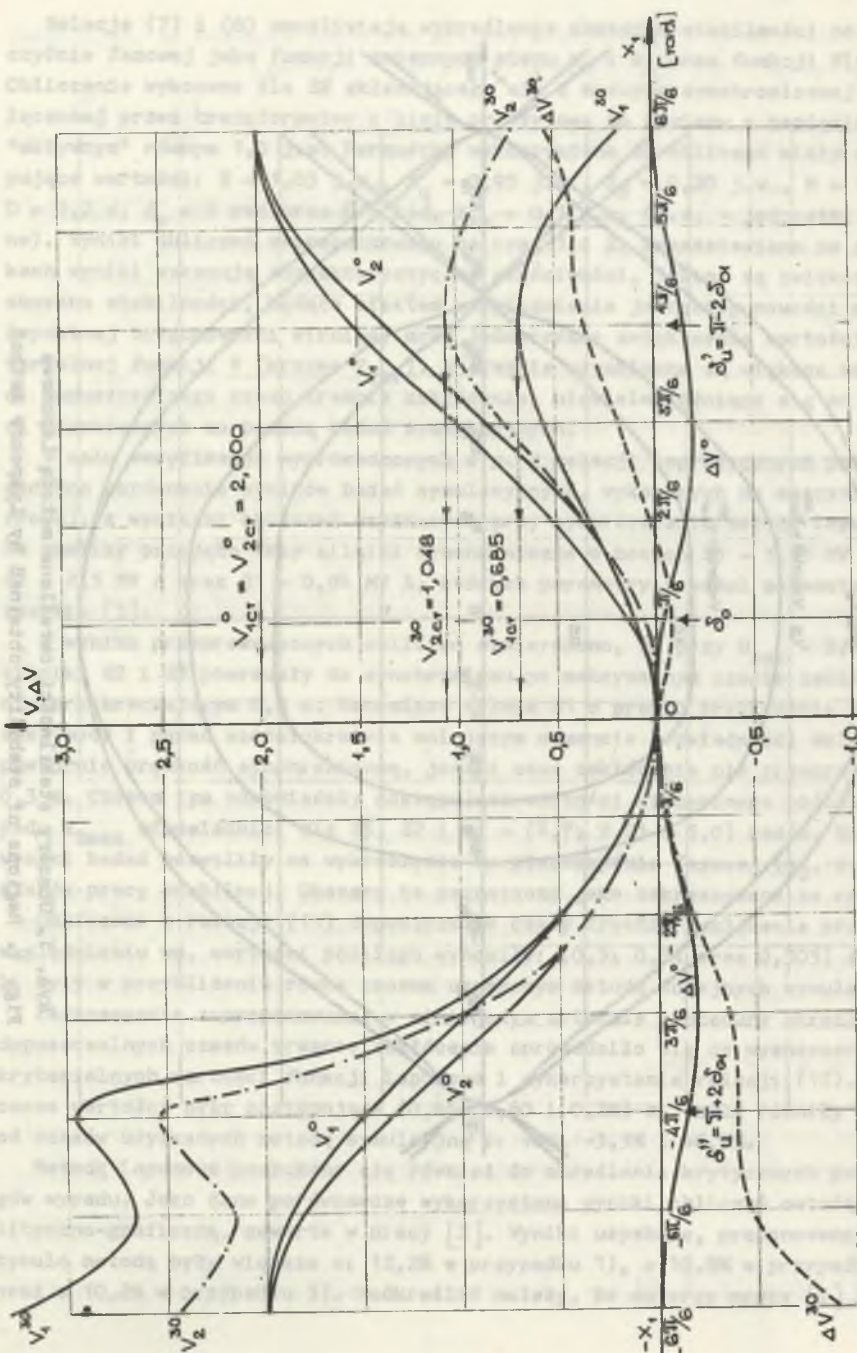
Zastosowanie zaproponowanej w niniejszym artykule procedury określania dopuszczalnych czasów trwania zakłócenia sprowadziło się do wyznaczenia kryterialnych wartości funkcji Lapunowa i wykorzystania relacji (12). Obliczone wartości były następujące (0,46; 0,60 i 0,28) s, czyli różniły się od czasów uzyskanych metodą symulacyjną o: +8%, -3,3% i +6,7%.

Metodą Lapunowa posłużono się również do określenia krytycznych poślizgów wypadu. Jako dane porównawcze wykorzystano wyniki obliczeń metodą analityczno-graficzną, zawarte w pracy [2]. Wyniki uzyskane, proponowaną w artykule metodą były większe o: 12,2% w przypadku 1), o 10,8% w przypadku 2) oraz o 10,2% w przypadku 3). Podkreślić należy, że autorzy pracy [2] zazna-



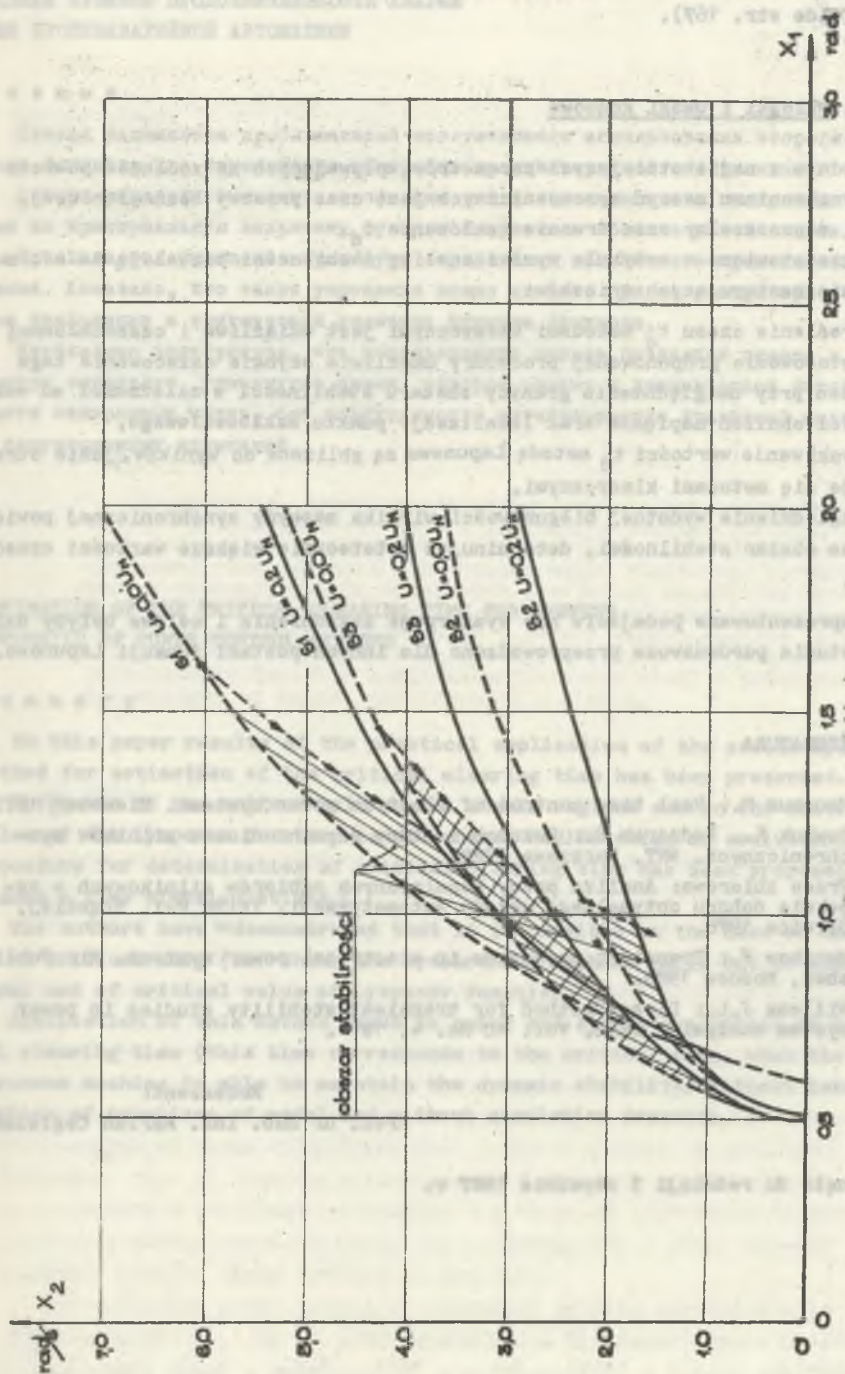


Rys. 1. Obszary stabilności określone metodą Lyapunowa  
 Fig. 1. Regions of stability obtained by Lyapunov method



Rys. 2. Funkcja Lyapunowa (energje potencjalna) przy założeniu cylindryczności oraz wydajnej bieżunowości wirnika

Fig. 2. Lyapunov's function (potential energy) for a round and no - round rotor machine



Rys. 3. Obszary stabilności odbiorów silnikowych wyznaczone metodą symulacji cyfrowej  
 FIG. 3. Regions of stability of synchronous motors obtained by digital simulation method



czają, iż ich wyniki "dają wartości занижене dla krytycznego poślizgu wypadu" (vide str. 167).

#### 4. Wnioski i uwagi końcowe

Jednym z najistotniejszych parametrów wpływających na zdolność powrotu do synchronizmu maszyn synchronicznych jest czas przerwy beznapięciowej, czyli dopuszczalny czas trwania zakłócenia  $t_d$ .

Przedstawione w artykule wyniki analizy stabilności pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

- określenie czasu  $t_d$  metodami klasycznymi jest uciążliwe i czasochłonne;
- zastosowanie proponowanej procedury umożliwia szybkie oszacowanie tego czasu przy uwzględnieniu granicy obszaru stabilności w zależności od wartości obniżenia napięcia oraz lokalizacji punktu zakłócenia,
- uzyskiwanie wartości  $t_d$  metodą Lapunowa są zbliżone do wyników, jakie otrzymuje się metodami klasycznymi,
- uwzględnienie wydatnej biegunowości wirnika maszyny synchronicznej powiększa obszar stabilności, determinując ostatecznie większe wartości czasów  $t_d$ .

Zaprezentowane podejście nie wyczerpuje zagadnienia i celowe byłyby dalsze studia porównawcze przeprowadzone dla innych postaci funkcji Lapunowa.

#### LITERATURA

- [1] Mansour M.: Real time control of electric power systems. Elsevier, 1972.
- [2] Pawluk K., Bednarek S.: Rozruch i stany asynchroniczne silników synchronicznych. WNT, Warszawa 1968.
- [3] Praca zbiorowa: Analiza pracy kopalnianych odbiorów silnikowych w aspekcie doboru optymalnego układu automatyzacji. IEISU Pol. Śląskiej, Gliwice 1978.
- [4] Wenikow V.: Transient processes in electrical power systems. Mir Publisher, Moscow 1980.
- [5] Willems J.L.: Direct method for transient stability studies in power system analysis. IEEE, Vol. AC No. 4, 1971.

Recenzent:

Prof. dr hab. inż. Marien Cegielski

Wpłynęło do redakcji 5 stycznia 1987 r.

ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ АВАРИИ  
ДЛЯ ПРОТИВАВАРИЙНОЙ АВТОМАТИКИ

## Р е з ю м е

Статья занимается проблематикой практического использования второго метода Ляпунова для определения настройки противаварийной автоматики.

Авторы обратили внимание на влияние учёта левополуоси симметричных машин на критерильную величину функции Ляпунова в область устойчивости.

Предлагается упрощение процедуры определения допустимого времени повреждения. Доказано, что такое упрощение можно сделать при известном критическом скольжении и критической величине функции Ляпунова.

Необходимо подчеркнуть, что использование метода позволяет просто и быстро определить упомянутое время, которое решает о динамической устойчивости синхронных машин, без необходимости интегрирования уравнений модели и симуляционных испытаний.

ESTIMATION OF THE CRITICAL CLEARING TIME FOR PREVENT  
AUTOMATIC OF POWER CONTROL SYSTEMS

## S u m m a r y

In this paper results of the practical application of the second Lyapunov method for estimation of the critical clearing time has been presented.

Influence of the salient pole on the stable regions and on the critical value of the Lyapunov function is discussed. Modification of evaluation procedure for determination of critical clearing time has been proposed to reduce a time of calculations.]

The authors have demonstrated that it is possible on the base of knowledge of critical slip (for which the synchronous machine falls out of synchronism) and of critical value of Lyapunov function.

Application of this method leads to quick and simple evaluation of critical clearing time (this time corresponds to the critical case, when the synchronous machine is able to maintain the dynamic stability) without integration of equations of model and without simulation research.

Edward LAWERA  
Marian MIKRUT

Instytut Elektroenergetyki  
i Sterowania Układów  
Politechniki Śląskiej

## ANALIZA ROZPŁYWU PRĄDÓW ZIEMNOZWARCIOWYCH W IZOLOWANYCH SIECIACH PIERŚCIENIOWYCH W ASPEKTCIE DOBORU ZABEZPIECZEŃ

**Streszczenie.** Artykuł poświęcony jest analizie rozplywu prądów ziemnozwarciowych w sieciach z izolowanym punktem zerowym, zawierających połączenia pierścieniowe. Na podstawie badań przeprowadzonych dla sieci rozdzielczych 6 kV kopalń węgla kamiennego opracowano strukturę i parametry sieci modelowych przyjętych do analizy oraz ich schematy obliczeniowe. Dla sieci tych przeprowadzono wielowariantowe obliczenia prądów ziemnozwarciowych i podano wyniki analizy ilościowej ich rozplywów w połączeniach pierścieniowych. Przedstawiono wnioski dotyczące kryteriów i zasad zabezpieczania sieci z połączeniami pierścieniowymi od zwarcć jednofazowych z ziemią.

### 1. Wstęp

Sieci rozdzielcze średniowysokiego napięcia, pracujące z izolowanym punktem zerowym, posiadają z reguły konfigurację promieniową. Z uwagi na zwiększenie poziomu ciągłości zasilania, ograniczenie strat mocy i poprawę warunków napięciowych w wielu układach tych sieci korzystne byłoby wprowadzenie połączeń pierścieniowych. Możliwość wprowadzania takich połączeń ograniczona jest między innymi trudnościami w zabezpieczaniu zawierających je sieci od zwarcć doziemnych. Mimo tych trudności połączenia pierścieniowe wprowadzane są do sieci rozdzielczych przemysłowych. Przykładem mogą tu być sieci rozdzielcze 6 kV kopalń węgla kamiennego. Zabezpieczenie sieci izolowanych od zwarcć doziemnych jest istotne z uwagi na możliwość ich przedostania się w zwarcia międzyfazowe. W sieciach przemysłowych - szczególnie w zakładach górniczych - z uwagi na zagrożenie pożarowe zabezpieczenia ziemnozwarciowe stają się najważniejsze i winny działać na wyłączenie odcinka linii dotkniętej zwarcciem.

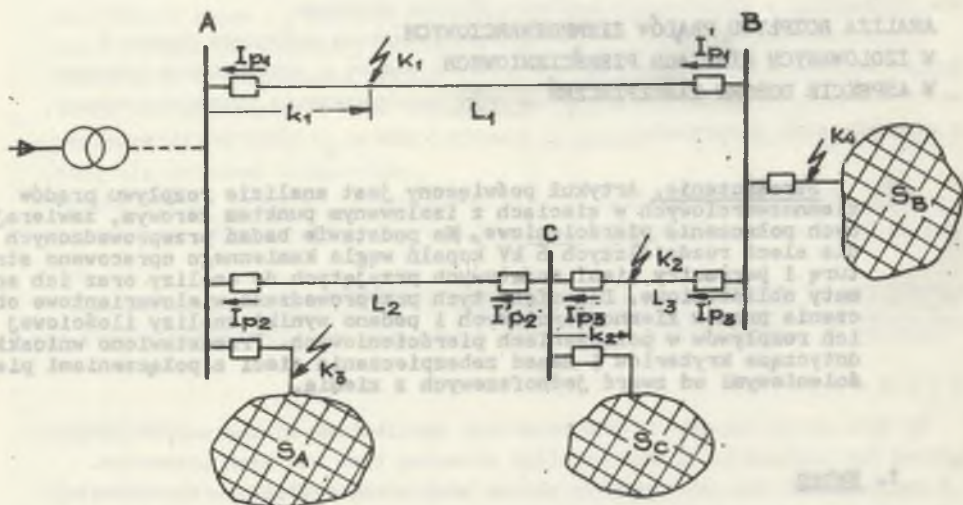
Dotychczasowe prace pozwoliły rozwiązać problem zabezpieczenia linii wielotorowych [2], [3] od zwarcć doziemnych. Dla rozpatrzenia możliwości zabezpieczania sieci z połączeniami pierścieniowymi o ilości odcinków wię-



kszej od dwóch konieczna jest analiza rozprywu prądów w takich sieciach przy zwarciach doziemnych.

## 2. Charakterystyka sieci modelowej przyjętej do analizy

Analizę rozprywu prądów ziemnozwarciowych przeprowadzono dla sieci zawierającej połączenie pierścieniowe złożone z trzech odcinków. Schemat zastępczy sieci do obliczeń rozprywu prądów ziemnozwarciowych przedstawiono na rys. 1. Sieć  $S_A$  na schemacie przedstawia część połączonej galwanicznie



Rys. 1. Schemat zastępczy sieci z połączeniem pierścieniowym do obliczeń rozprywu prądów ziemnozwarciowych

Fig. 1. Equivalent scheme of the network with a ring connection for the calculation of ground fault currents propagation

sieci przyłączonej do szyn stacji A, z której zasilany jest fragment stanowiący połączenie pierścieniowe. Stacja A pośrednio lub bezpośrednio zasilana jest z uwzwojenia wtórnego transformatora pracującego z izolowanym punktem zerowym. Sieci  $S_B$  i  $S_C$  na schemacie z rys. 1 przedstawiają części sieci zasilane z szyn stacji B i C objętych połączeniem pierścieniowym. Dla umożliwienia przeprowadzenia analizy wpływu miejsca zwarcia na rozprywu prądu ziemnozwarciowego rozpatrzono zwarcia w punktach K1, K2, K3, K4 sieci. W analizie przyjęto następujące oznaczenia:

$I_{zC}$  - prąd ziemnozwarciowy odpowiadający pojemności doziemnej całej rozpatrywanej sieci,

$I_{SA}$  - prąd ziemnozwarciowy odpowiadający pojemności sieci  $S_A$ ,

$I_{SB}$  - prąd ziemnozwarciowy odpowiadający pojemności sieci  $S_B$ ,

$I_{SC}$  - prąd ziemnozwarciowy odpowiadający pojemności sieci  $S_C$ ,

$I_{C1}$  - prąd ziemnozwarciowy odpowiadający pojemności linii  $L_1$ ,

$I_{C2}$  - prąd ziemnozwarciowy odpowiadający pojemności linii  $L_2$ ,

$I_{C3}$  - prąd ziemnozwarciowy odpowiadający pojemności linii  $L_3$ ,

$I_{Cj}$  - prąd jednostkowy ziemnozwarciowy linii  $L_1, L_2, L_3$ ,

$l_1$  - długość linii  $L_1$ ,

$l_2$  - długość linii  $L_2$ ,

$l_3$  - długość linii  $L_3$ .

### 3. Obliczenia rozprężów prądów ziemnozwarciowych

Celem obliczeń było wyznaczenie prądów płynących na początku i na końcu każdego odcinka połączenia pierścieniowego sieci ze schematu na rys. 1.

Zgodnie z oznaczeniami na tym schemacie będą to prądy:  $I_{p1}$  i  $I'_{p1}$  dla linii  $L_1$ ,  $I_{p2}$  i  $I'_{p2}$  dla linii  $L_2$ ,  $I_{p3}$  i  $I'_{p3}$  dla linii  $L_3$ . Wartości tych prądów wyznaczono rozpatrując zwarcia w punktach  $K_1, K_2, K_3, K_4$  sieci, które odpowiadały:

$K_1$  - zwarcia w linii  $L_1$  w odległości  $k$  od stacji  $A$ ,

$K_2$  - zwarcia w linii  $L_3$  w odległości  $k$  od stacji  $C$ ,

$K_3$  - zwarcia w dowolnym punkcie sieci  $S_A$ ,

$K_4$  - zwarcia w dowolnym punkcie sieci  $S_B$ .

Przy zwarcia w punkcie  $K_1$  prądy ziemnozwarciowe w odcinkach sieci pierścieniowej określone są relacjami:

$$I_{p1} = 0,5 [(2-k)a + (1-k)b + (2-k-1)c + (1-k)d] I_{zC}$$

$$I'_{p1} = -0,5 [k a + (1+k)b + (k+1)c + k d] I_{zC}$$

$$I_{p2} = 0,5 [k a - (1-k)b - (2-k-1)c - (1-k)d] I_{zC}$$

$$I'_{p2} = 0,5 [k a - (1-k)b - (2-k-1)c - (1-k-1)d] I_{zC}$$

$$I_{p3} = 0,5 [k a - (1-k)b + (k+1)c + (k+1-1)d] I_{zC}$$

$$I'_{p3} = 0,5 [k a - (1-k)b + (k+1)c + k d] I_{zC}$$

(1)

Przy zwarciu w punkcie  $K_2$  prądy ziemnozwarciowe w odcinkach sieci pierścieniowej określone są relacjami:

$$\begin{aligned}
 I_{p1} &= 0,5 \left\{ [1+k(1-1)] a - (1-k)(1-1)b + k(1-1)c - (1-k)(1-1)d \right\} I_{zC} \\
 I'_{p1} &= 0,5 \left\{ [1+k(1-1)] a - (1-k)(1-1)b + k(1-1)c + [1-(1-k)(1-1)] d \right\} I_{zC} \\
 I_{p2} &= 0,5 \left\{ [1+(1-k)(1-1)] a + (1-k)(1-1)b - k(1-1)c + (1-k)(1-1)d \right\} I_{zC} \\
 I'_{p2} &= 0,5 \left\{ [1+(1-k)(1-1)] a + (1-k)(1-1)b - k(1-1)c + [1-k(1-1)] d \right\} I_{zC} \quad (2) \\
 I_{p3} &= 0,5 \left\{ [1+(1-k)(1-1)] a + (1-k)(1-1)b + [1+1+(1-k)(1-1)] c + \right. \\
 &\quad \left. + [1-k(1-1)] d \right\} I_{zC} \\
 I'_{p3} &= -0,5 \left\{ [1+k(1-1)] a + [1+1+k(1-1)] b + k(1-1)c + \right. \\
 &\quad \left. + [1-(1-k)(1-1)] d \right\} I_{zC} .
 \end{aligned}$$

Przy zwarciu w punkcie  $K_3$  prądy ziemnozwarciowe w odcinkach sieci pierścieniowej można wyznaczyć z relacji:

$$\begin{aligned}
 I_{p1} &= -0,5 [b + 1c + d] I_{zC} \\
 I'_{p1} &= -0,5 [b + 1c] I_{zC} \\
 I_{p2} &= -0,5 [b + (2-1)c + d] I_{zC} \\
 I'_{p2} &= -0,5 [b - 1c + (1-1)d] I_{zC} \quad (3) \\
 I_{p3} &= -0,5 [b - 1c + (1-1)d] I_{zC} \\
 I'_{p3} &= -0,5 [b - 1c] I_{zC} .
 \end{aligned}$$



Przy zwarciu w punkcie  $K_4$  prądy ziemnozwarciowe w odcinkach sieci pierścieniowej można wyznaczyć z relacji:

$$I_{p1} = 0,5 [a + (1-l)c] I_{zC}$$

$$I'_{p1} = 0,5 [a + (1-l)c + d] I_{zC}$$

$$I_{p2} = 0,5 [a - (1-l)c] I_{zC}$$

$$I'_{p2} = 0,5 [a - (1-l)c + 1 d] I_{zC}$$

$$I_{p3} = 0,5 [a + (1+l)c + d] I_{zC}$$

$$I'_{p3} = 0,5 [a + (1+l)c + d] I_{zC} .$$

(4)

W relacjach od (1) do (4) przyjęto następujące oznaczenia:

$$a = \frac{I_{SA}}{I_{zC}} = 1 - b - c - d ,$$

$$b = \frac{I_{SB}}{I_{zC}} ,$$

$$c = \frac{I_{SC}}{I_{zC}} ,$$

$$d = \frac{I_{C1} + I_{C2} + I_{C3}}{I_{zC}} ,$$

$l_1 = 1$  długość linii  $L_1$  w jednostkach względnych,

$l = \frac{l_2}{l_1}$  długość linii  $L_2$  w jednostkach względnych,

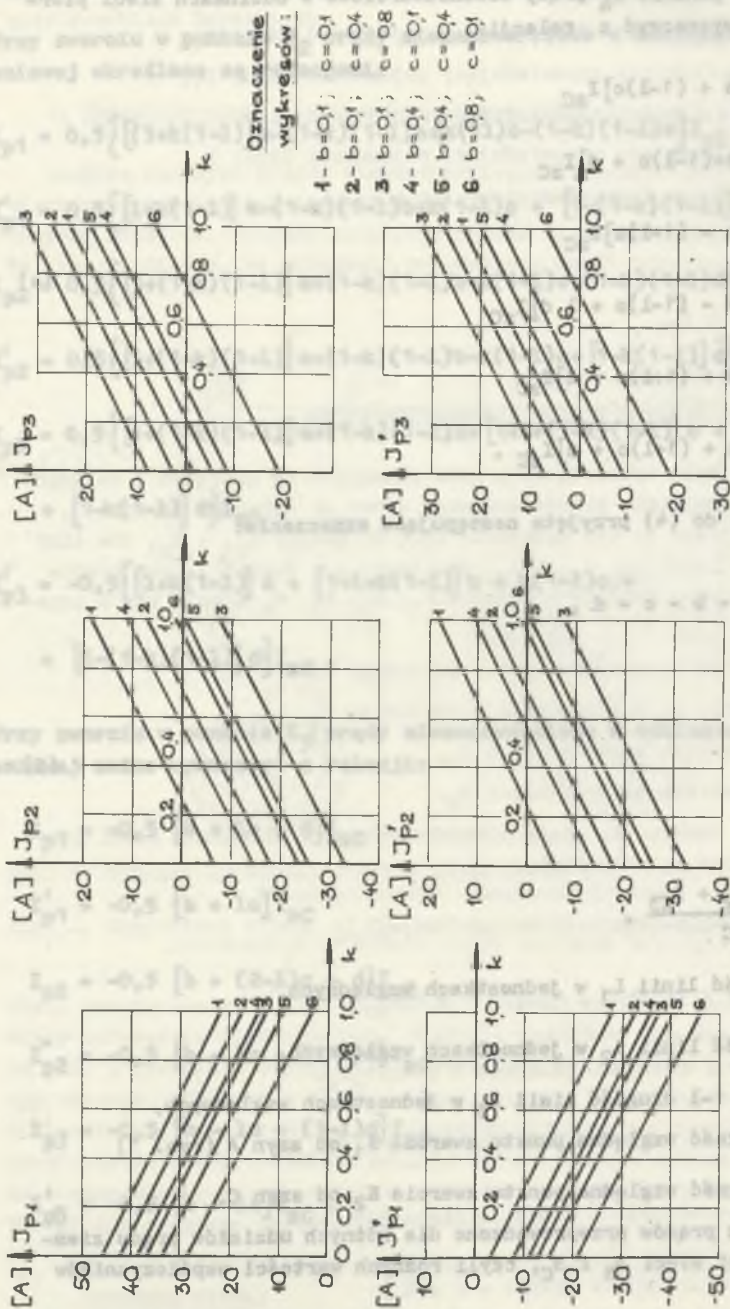
$l_3 = l_1 - l_2 = 1 - l$  długość linii  $L_3$  w jednostkach względnych,

$k = k_1$  odległość względna punktu zwarcia  $K_1$  od szyn A (rys. 1)

$k = k_2$  odległość względna punktu zwarcia  $K_2$  od szyn C.

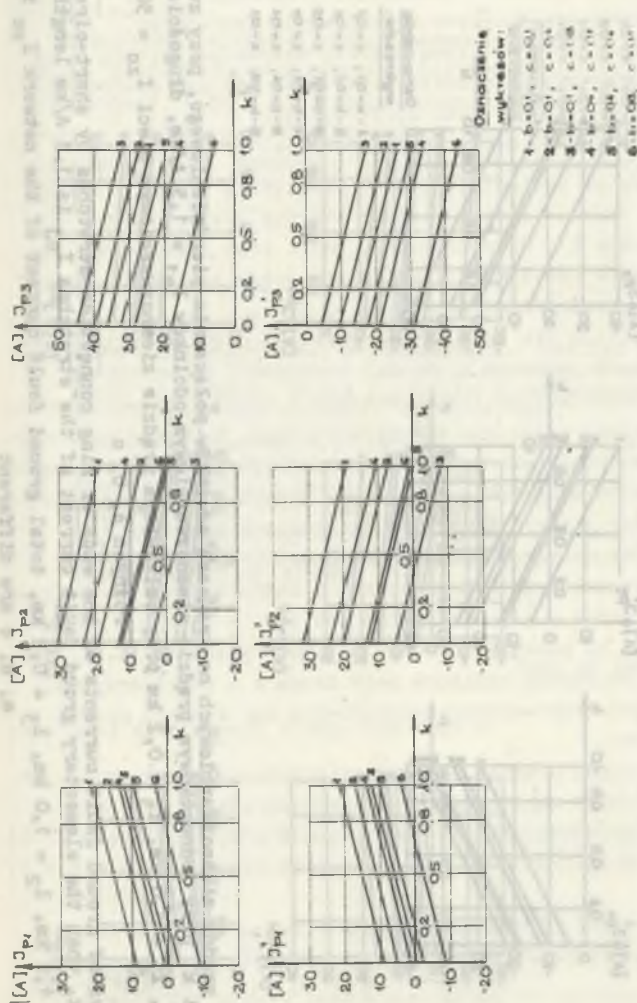
Obliczenie rozprężu prądów przeprowadzono dla różnych udziałów prądu ziemnozwarciowego części sieci  $S_B$  i  $S_C$ , czyli różnych wartości współczynników  $b$  i  $c$ .

Część wyników obliczeń rozprężu prądów ziemnozwarciowych przedstawiono na rysunkach 2, 3, 4, 5.



Rys. 2. Zależności prądów ziemnozwarciowych na końcach odcinków połączenia pierścieniowego, przy zwarciu w  $K_1$ , od odległości  $k$  przy jednostkowym prądzie ziemnozwarciowym odcinków  $I_{C1} = 1,3$  A/km, długościach odcinków  $l_1 = 0,4$  km,  $l_2 = 0,2$  km,  $l_3 = 0,2$  km, przy całkowitym prądzie ziemnozwarciowym sieci  $I_{ZC} = 50$  A i różnych  $a, b, c$

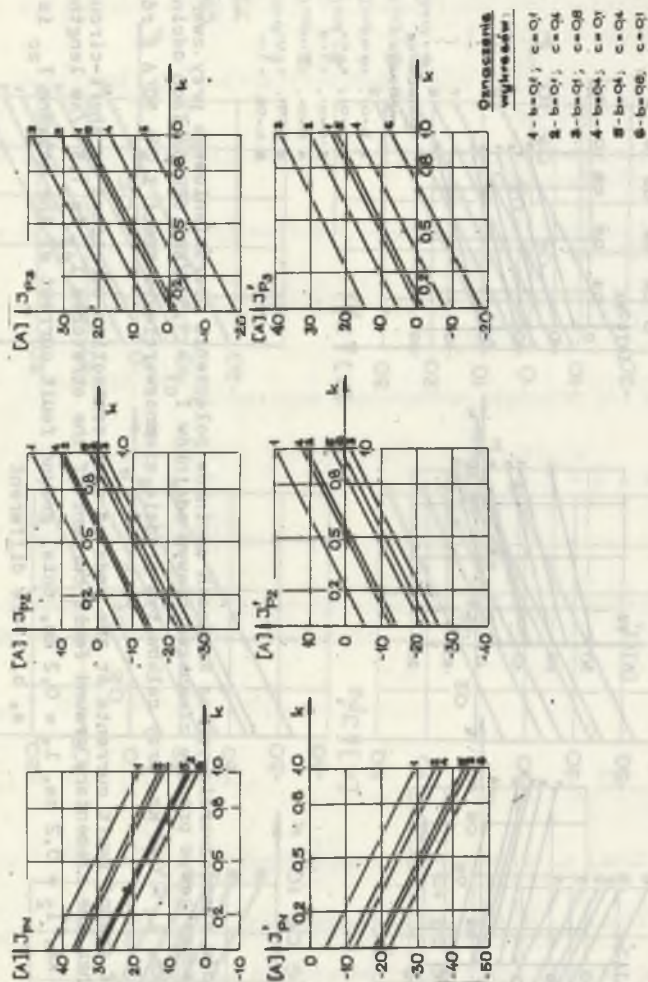
Fig. 2. Dependencies of ground fault currents at the ends of ring connection stretches by short-circuit at  $K_1$  from the distance  $k$ , when the elementary ground fault current of the stretches  $I_{C1}$  is 1,3 A/km lengths of the stretches are  $l_1 = 0,4$  km,  $l_2 = 0,2$  km,  $l_3 = 0,2$  km, total ground fault current of the network  $I_{ZC}$  is 50 A;  $a, b, c$  are different



Rys. 3. Zależności prądów ziemnozwarciowych na krańcach odcinków połączenia pierścieniowego przy zwarciu w K2, od odległości  $k$  przy jednostkowym prądzie ziemnozwarciowym odcinków  $I_{C1} = 1,3$  A/km, długościach odcinków  $l_1 = 0,4$  km,  $l_2 = 0,2$  km,  $l_3 = 0,2$  km, przy całkowitym prądzie ziemnozwarciowym sieci  $I_{ZC} = 50$  A i różnych a, b, c

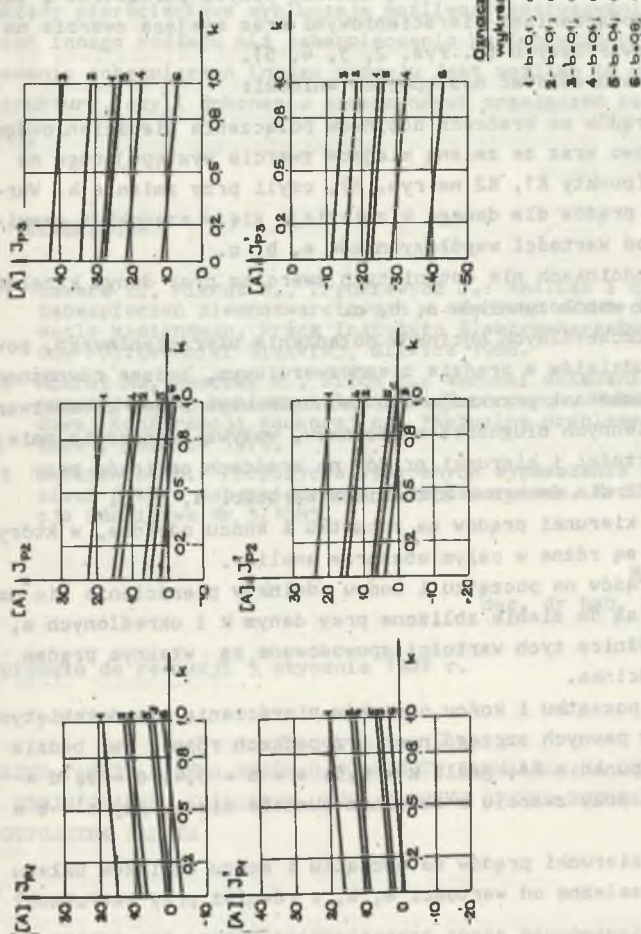
Fig. 3. Dependencies of ground fault currents at the ends of ring connection stretches by short-circuit at K2 from the distance  $k$ , when the elementary ground fault current of the stretches  $I_{Cj}$  is 1,3 A/km lengths of the stretches are  $l_1 = 0,4$  km,  $l_2 = 0,2$  km,  $l_3 = 0,2$  km, total ground fault current of the network  $I_{ZC}$  is 50 A; a, b, c are different





Rys. 4. Zależności prądów ziemnozwarciowych na końcach odcinków połączenia pierścieniowego, przy zwarciu w K1, od odległości  $k$ , przy jednostkowym prądzie ziemnozwarciowym odcinków  $I_{01} = 1,3 \text{ A/km}$ , długościach odcinków  $l_1 = 1,2 \text{ km}$ ,  $l_2 = 1,0 \text{ km}$ ,  $l_3 = 0,2 \text{ km}$  przy całkowitym prądzie ziemnozwarciowym sieci  $I_{z0} = 50 \text{ A}$  różnych  $a, b, c$

Fig. 4. Dependencies of ground fault currents at the ends of ring connection stretches by short-circuit at K2 from the distance  $k$ , when the elementary ground fault current of the stretches  $I_{cj}$  is  $1,3 \text{ A/km}$  lengths of the stretches are  $l_1 = 1,2 \text{ km}$ ,  $l_2 = 1,0 \text{ km}$ ,  $l_3 = 0,2 \text{ km}$ , total ground fault current of the network  $I_{z0}$  is  $50 \text{ A}$   $a, b, c$  are different



Rys. 5. Zależności prądów ziemnozwarciowych połączenia pierścieniowego, przy zwarciu w K2, od odległości k, przy jednostkowym prądzie ziemnozwarciowym odcinków  $I_{c1} = 1,3$  A/km, długościach odcinków  $l_1 = 1,2$  km,  $l_2 = 1,0$  km,  $l_3 = 0,2$  km, całkowitym prądzie ziemnozwarciowym sieci  $I_{zc} = 50$  A i różnych a, b, c

Fig. 5. Dependencies of ground fault currents at the ends of ring connection stretches by short-circuit at K2 from the distance k, when the elementary ground fault current of the stretches  $I_{c_j}$  is 1,3 A/km lengths of the stretches are  $l_1 = 1,2$  km,  $l_2 = 1,0$  km,  $l_3 = 0,2$  km, total ground fault current of the network

$I_{zc}$  is 50 A; a, b, c are different

#### 4. Analiza rozpiływów prądów w sieci z połączeniami pierścieniowymi

Analizę ilościową przeprowadzono przy założeniu, że  $I_{zC} = 50 \text{ A}$ ,  $I_{c1} = 1,3 \text{ A/km}$ ,  $l_1 = l_2 + l_3 = (0,4 + 1,2) \text{ km}$ ,  $l_2 = (0,2 + 1,0) \text{ km}$ ,  $l_3 = 0,2 \text{ km}$ . Dane te przyjęto w oparciu o dokonane rozeznaczenie fragmentów sieci 6 kV pracujących w układach elektroenergetycznych kopalń węgla kamiennego.

Otrzymane wyniki obliczeń były podstawą analizy wpływu parametrów i warunków pracy sieci z połączeniami pierścieniowymi oraz miejsca zwarcia na rozpiływ prądów ziemnozwarciowych (p. rys. 2, 3, 4, 5).

Analiza ta pozwala sformułować następujące wnioski:

- Wartości modułów prądów na krańcach odcinków połączenia pierścieniowego zmieniają się liniowo wraz ze zmianą miejsca zwarcia występującego na jednym z odcinków (punkty K1, K2 na rys. 1), czyli przy zmianie  $k$ . Wartości modułów tych prądów dla danego  $k$  zmieniają się w szerokich granicach w zależności od wartości współczynników  $a$ ,  $b$ ,  $c$ .
- Kierunki prądów w odcinkach nie dotkniętych zwarcie przy danym  $k$  zależą również od wartości współczynników  $a$ ,  $b$ ,  $c$ .
- Zmiana długości poszczególnych odcinków połączenia pierścieniowego, powodująca zmianę ich udziałów w prądzie ziemnozwarciowym, będąca równoznaczna z odpowiednimi zmianami przekroju lub jednostkowego prądu ziemnozwarciowego przy niezmiennych długościach odcinków, wpływa w znacznie mniejszym stopniu na wartości i kierunki prądów na krańcach odcinków przy zwarcie w K1 lub K2 dla danego  $k$  niż zmianę wartości  $a$ ,  $b$ ,  $c$ .
- Wartości modułów i kierunki prądów na początku i końcu odcinka, w którym wystąpiło zwarcie, są różne w całym obszarze analizy.
- Wartości modułów prądów na początku i końcu odcinków pierścienia nie dotkniętych zwarcie są do siebie zbliżone przy danym  $k$  i określonych  $a$ ,  $b$ ,  $c$ . Nieznaczne różnice tych wartości spowodowane są własnym prądem ziemnozwarciowym odcinka.
- Kierunki prądów na początku i końcu odcinków pierścienia nie dotkniętych zwarcie mogą być w pewnych szczególnych przypadkach różne. Tak będzie np. przy zwarcie w punkcie K1, jeśli  $k = 0,5$ ;  $a = b = 0,4$ ;  $c = 0$ ;  $d = 0,2$ ;  $l = 0,8$  oraz przy zwarcie w dowolnym punkcie sieci, gdy  $a = b = c = 0$ .
- Wartości modułów i kierunki prądów na początku i końcu odcinków układu pierścieniowego są zależne od wartości  $a$ ,  $b$ ,  $c$  również przy zwarcie poza pierścieniem.

#### 5. Wnioski

W układach pierścieniowych sieci pracujących z izolowanym punktem zerowym prądy ziemnozwarciowe na początku i końcu odcinka, w którym wystąpiło zwarcie jednofazowe z ziemią, różnią się znacznie zarówno co do wartości



modułów, jak i kierunku przepływu. Stwarza to możliwość zastosowania w takich układach sieciowych zabezpieczeń porównawczo-prądowych wzdłużnych. Warunki sprzyjające zadziałaniu tych zabezpieczeń na odcinkach zdrowych układu pierścieniowego wskutek występującej nieznacznej różnicy prądów na obydwu krańcach można wyeliminować poprzez odpowiedni dobór prądu rozruchowego zabezpieczenia.

Właściwości rozptyłu prądów ziemnozwarciowych w sieciach zawierających układy pierścieniowe wykluczają możliwość zastosowania skutecznych zabezpieczeń innego rodzaju niż zabezpieczenia porównawczo-prądowe wzdłużne. Zastosowanie zabezpieczeń innego rodzaju jest możliwe po uprzedniej zmianie struktury, czyli dokonaniu samoczynnych przełączeń rozcinających pierścieni [1].

#### LITERATURA

- 1 Lawera E., Mikrut M., Trynkiewicz J.: Analiza i opracowanie wytycznych zabezpieczeń ziemnozwarciowych w sieciach elektroenergetycznych kopalń węgla kamiennego. Praca Instytutu Elektroenergetyki i Sterowania Układów Politechniki Śląskiej, Gliwice 1986.
- 2 Mikrut M., Sauczek M., Pilch Z.: Warunki działania zabezpieczeń ziemnozwarciowych kablowych linii wielotorowych. Materiały III Międzynarodowej Konferencji Naukowej nt. "Aktualne problemy automatyki w energetyce", Gliwice 1979.
- 3 Betkiewicz B.: Propozycja wytycznych wyposażenia układów równoległych sieci 6 kV w zabezpieczenia ziemnozwarciowe. Mechanizacja i Automatyza Górnictwa Nr 3/1985.

Recenzent:

doc. dr hab. inż. Zbigniew Kowalski

Wpłynęło do redakcji 5 stycznia 1987 r.

#### АНАЛИЗ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКОВ ОДНОФАЗНОГО ЗАМЫКАНИЯ НА ЗЕМЛЮ В ИЗОЛИРОВАННЫХ КОЛЬЦЕВЫХ СЕТЯХ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ВЫБОРА УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ

#### Р е з ю м е

В статье дан анализ распределения токов однофазного замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью, содержащих кольцевые соединения. На основе проведенных испытаний для горных распределительных сетей 6 кв, разработана структура и параметры моделей принятых в анализе и их схемы замещения. Для этих сетей сделаны многовариантные расчеты токов однофазного замыкания на землю. В статье замечены результаты количественного анализа распределения этих токов в сетях с кольцевыми соединениями. Представлены выводы относительно критериев и принципов действия защит от замыканий на землю в сетях с кольцевыми соединениями.

## ANALYSIS OF THE PROPAGATION OF GROUND FAULT CURRENTS IN UNEARTHED RING NETWORKS FROM THE POINT OF VIEW OF PROTECTION CHOICE

### Summary

The paper is devoted to the analysis of the propagation of ground fault currents in unearthed networks with ring connexions. On the basis of investigation of 6 kV distribution networks in coal mines the structure and parameters of model networks accepted for analysis as well as their equivalent diagram were found. For these networks the multi-variant calculations of ground fault currents were made and the results of quantitative analysis of their propagation in ring connexions were given. The conclusions were presented on criterions and principles of protecting the ring networks from one-phase, line-to-earth faults.

Paweł SOWA

Instytut Elektroenergetyki  
i Sterowania Układów  
Politechniki ŚląskiejWARUNKI WYSTĘPOWANIA WZROSTU SKŁADOWEJ NIEOKRESOWEJ PRĄDU  
PODCZAS ZWARĆ NIEJEDNOCZESNYCH

**Streszczenie.** W artykule omówiono niejednoczesne zwarcia dwu- i trójfazowe, podczas których może wystąpić wzrost wartości szczytowych prądów w stosunku do wartości prądów występujących podczas zwarć jednoczesnych. Omówiono zależności tych wartości od parametrów  $R_1/X_1, X_0/X_1$  oraz czasów opóźnienia zwierania kolejnych faz. W przypadku gdy wartość początkowa składowej nieokresowej jest większa od początkowej wartości składowej okresowej oraz gdy stała czasowa zanikania składowej nieokresowej jest duża, wówczas może dojść do wystąpienia braku przejścia przez zero prądów. Możliwość wystąpienia takiego przypadku jest szczególnie istotna z punktu widzenia projektowania urządzeń elektroenergetycznych albowiem w wielu krajach jako bazę projektowania przyjmuje się maksymalne wartości szczytowe prądów bez uwzględnienia faktu niejednoczesności występowania zwarć.

## 1. Wprowadzenie

Przy obliczeniach prądów zwarciovych w układach elektroenergetycznych najwyższych napięć zakłada się najczęściej, że zwarcia wielofazowe mają charakter jednoczesny.

W rzeczywistości zwarcia te występują niejednocześnie, zaś jednoczesność zwierania poszczególnych faz stanowi szczególny przypadek. Wśród różnych przyczyn występowania niejednoczesnych zwarć wielofazowych do najbardziej istotnych należą:

- łuk elektryczny,
- niejednoczesne załączanie biegunów wyłącznika.

Podczas zwarć niejednoczesnych dla określonych warunków oraz parametrów obwodu zwarciovego może występować przez pewien okres czasu brak przejścia przez zero prądów w poszczególnych fazach, wywołany wzrostem wartości składowej nieokresowej, zawartej w prądzie zwarciovym w stosunku do maksymalnej wartości tej składowej, występującej podczas zwarć jednoczesnych.

Jak wiadomo, prądy zwarciove mogą zostać wyłączone wyłącznie tylko w warunkach przejścia prądu przez zero; oznacza to, że podczas zwarć niejednoczesnych może dojść do sytuacji, że przez określony czas prądy te nie będą



mogły zostać wyłączone aż do momentu wystąpienia naturalnego przejścia prądu przez zero.

Warunki występowania przypadku braku przejścia przez zero prądów zwarciovych wynikają bezpośrednio zarówno z momentów zwierania poszczególnych faz, jak i z parametrów obwodu, a zwłaszcza wartości  $R_1/X_1$ ,  $R_0/X_0$ ,  $X_0/X_1$  układu elektroenergetycznego. Szczególnie istotne są zwarcia występujące na zaciskach generatora lub transformatora blokowego z uwagi na "sprzyjające parametry" spełniające ww. wymaganie. W szeregu publikacjach można znaleźć analizę wzrostu prądów zwarciovych podczas zwarcń niejednoczesnych. Należy przede wszystkim wymienić tutaj pionierskie prace w tym zakresie [1], których wyniki - otrzymane przed około 25 laty - znajdują potwierdzenie w dzisiejszych badaniach przeprowadzanych z wykorzystaniem najnowszej techniki obliczeniowej. Autorzy współczesnych publikacji traktują problem jako marginalny, powołując się przy tym na badania statystyczne i oparte na tym normy.

Najczęściej wykorzystywane są badania statystyczne firmy SIEMENS [2], wg których do przekroczenia teoretycznie maksymalnego możliwego współczynnika udaru  $k_u = 2$  (dla zwarcń jednoczesnych) może dojść tylko dla 3% przypadków zwarcń.

Należy tu jednak podkreślić, że ww. badania prowadzone były tylko dla zwarcń bez udziału ziemi i obowiązują tylko dla dużych stosunków  $X_0/X_1$ . Jak wykazano w pracach [3], [4] dla stosunków  $X_0/X_1 < 1$  mogą wystąpić wartości  $k_u$  znacznie większe niż dla  $X_0/X_1 \rightarrow \infty$ . W polskich sieciach 110 kV obserwuje się tendencję zmniejszania się wartości stosunku  $X_0/X_1$ . Jak wykazały badania [5], w układach tych w roku 1985 stosunek  $X_0/X_1 < 1$  wystąpił w 8% węzłów.

W artykule przeanalizowano warunki występowania szczytowych wartości prądów zwarciovych a w konsekwencji braku występowania przejścia prądów zwarciovych przez zero podczas niejednoczesnych zwarcń w układach elektroenergetycznych najwyższych napięć o stosunku  $X_0/X_1 < 1$ .

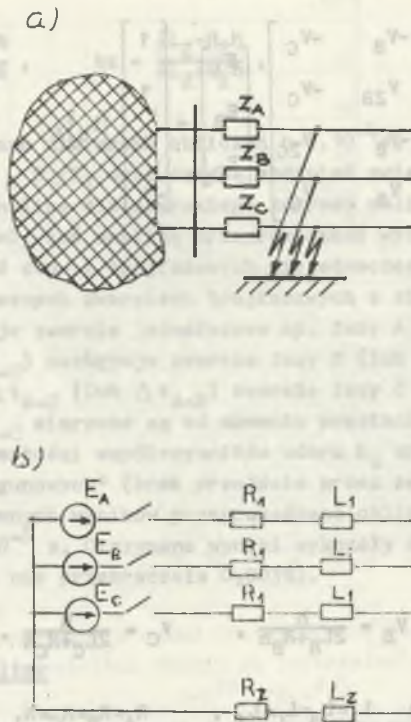
## 2. Metoda analizy i zakres badań

Na rys. 1 przedstawiono uproszczony schemat zastępczy badanego układu elektroenergetycznego. Dotychczasowe badania dla podanego układu [3] przeprowadzone były za pomocą maszyny analogowo-hybrydowej. Model hybrydowo-analogowy - bardzo prosty - pozwolił na przeprowadzenie wszechstronnej analizy dla szerokiego zakresu parametrów.

Ponadto w analizie wykorzystano założenia znanej metody EMTP (Electromagnetic Transient Program) [6], zaś obliczenia wykonano za pomocą mikrokomputera typu IBM PC XT.

Ogólne równanie dla systemu o  $n$  węzłach można zapisać:

$$[G][U(t)] = [i_s(t)] - [i_h(t)], \quad (1)$$



Rys. 1. Schemat ideowy oraz zastępczy układu elektroenergetycznego  
Fig. 1. Basic and equivalent electric power system

gdzie:

- [G] - macierz przewodności węzłowych (rezystancyjnych),
- [U(t)] - macierz poszukiwanych napięć dla czasu t,
- [ $i_s(t)$ ] - macierz prądów gałęziowych,
- [ $i_h$ ] - macierz prądów gałęziowych obliczonych dla poprzedniego kroku obliczeń (t -  $\Delta t$ ).

Dla układu z rys. 1 równanie (1) przyjmuje postać:

$$|v| \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ZA} & -V_B & -V_C \\ -V_A & V_{ZB} & -V_C \\ -V_A & -V_B & V_{ZC} \\ V_A & V_B & V_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} [i_h], \quad (2)$$

gdzie:

$$V = V_A + V_B + V_C + V_Z$$

$$V_{ZA} = V_B + V_C + V_Z$$

$$V_{ZB} = V_A + V_C + V_Z$$

$$V_{ZC} = V_A + V_B + V_Z$$

$$V_A = \frac{h}{2L_A + R_A \cdot h}, \quad V_B = \frac{h}{2L_B + R_B \cdot h}, \quad V_C = \frac{h}{2L_C + R_C \cdot h}.$$

Ponieważ zgodnie z rys. 1b  $L_A = L_B = L_C = L_1$ ,  $R_A = R_B = R_C = R_1$ ,

zatem

$$V_A = V_B = V_C = V_1$$

$$V_Z = \frac{h}{2L_2 + R_2 \cdot h},$$

przy czym  $h = \Delta t$  - przyjęty w obliczeniach krok czasowy:

Prądy w gałęziach można określić na podstawie relacji:

$$i_A(t) = v_1 U_A(t) + U_A(t - \Delta t) \cdot v_1 + b i_A(t - \Delta t),$$

$$i_B(t) = v_1 U_B(t) + U_B(t - \Delta t) \cdot v_1 + b i_B(t - \Delta t),$$

$$i_C(t) = v_1 U_C(t) + U_C(t - \Delta t) \cdot v_1 + b i_C(t - \Delta t),$$

$$i_Z(t) = U_Z U_Z(t) + U_Z(t - \Delta t) v_Z + b z i_Z(t - \Delta t),$$

(3)



przy czym

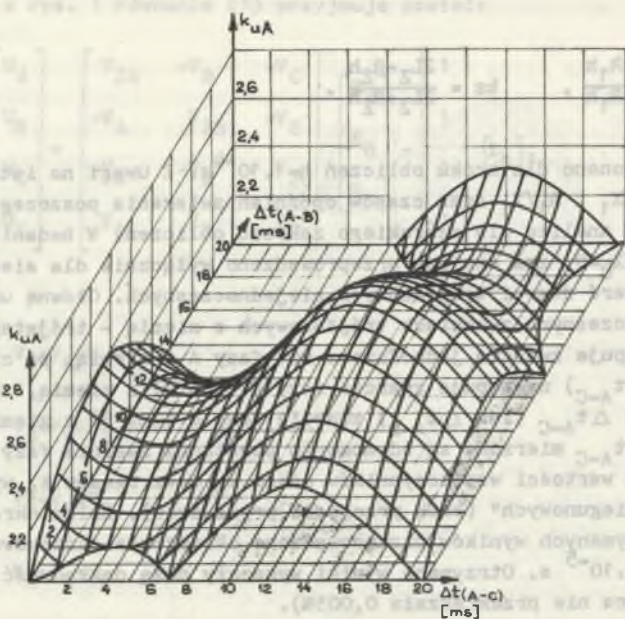
$$b = \frac{2L_1 - R_1 h}{2L_1 + R_1 h}, \quad bz = \frac{2L_2 - R_2 h}{2L_2 + R_2 h}.$$

Obliczenia wykonano dla kroku obliczeń  $h = 1 \cdot 10^{-4}$  s. Z uwagi na istotny wpływ parametrów  $X_0/X_1$ ,  $R_1/X_1$  oraz czasów opóźnień zwierania poszczególnych faz przeprowadzono analizę dla szerokiego zakresu obliczeń. W badaniach założono wartość  $R_0/X_0 = 0$ , zaś analizę przeprowadzono wyłącznie dla sieci ziemionej oraz zwarć dwu- i trójfazowych niejednoczesnych. Główną uwagę skupiono na niejednoczesnych zwarciach trójfazowych z ziemią - trój etapowych. Na początku występuje zwarcie jednofazowe np. fazy A z ziemią, po czasie  $\Delta t_{A-B}$  (lub  $\Delta t_{A-C}$ ) następuje zwarcie fazy B (lub C) z ziemią, zaś po czasie opóźnienia  $\Delta t_{A-C}$  (lub  $\Delta t_{A-B}$ ) zwarcie fazy C (lub B) z ziemią. Czasy  $\Delta t_{A-B}$  oraz  $\Delta t_{A-C}$  mierzone są od momentu powstania zwarcia fazy A z ziemią. Określono wartości współczynników udaru  $k_u$  oraz czasów  $t_z$  występowania prądów "jednobiegunowych" (brak przejścia przez zero). Celem określenia dokładności otrzymanych wyników przeprowadzono obliczenia dodatkowo dla kroku obliczeń  $h = 1 \cdot 10^{-5}$  s. Otrzymane wyniki wykazały dużą dokładność metody (maksymalna różnica nie przekraczała 0,003%).

### 3. Wyniki analizy

Wartość współczynnika udaru  $k_u$  oraz związanego z nim bezpośrednio czasu  $t_z$  zależy od wielu parametrów. Jak już to wcześniej stwierdzono, zasadniczą rolę odgrywają wartości stosunków  $R_1/X_1$  oraz  $X_0/X_1$  w analizowanym układzie.

Ekstremalne warunki występują dla wartości  $R_1/X_1 = 0$ . Dla wartości  $X_0/X_1 = 1$  nie występuje wzrost wartości współczynnika udaru  $k_u$ . Oznacza to, że maksymalne wartości prądów podczas zwarć niejednoczesnych nie są większe od występujących w warunkach zwarć jednoczesnych w układzie. Dla wartości  $X_0/X_1 < 1$  zachodzą warunki wystąpienia prądów jednobiegunowych w znacznie szerszym zakresie niż dla  $X_0/X_1 > 1$ . Ilustruje to rys. 2, gdzie podano zależność maksymalnie możliwego współczynnika udaru  $k_{uA}$  od czasów opóźnienia zwierania kolejnych faz  $\Delta t_{A-B}$ ,  $\Delta t_{A-C}$  podczas zwarcia trójfazowego niejednoczesnego. Wyniki podane są dla fazy A zwieranej w pierwszej kolejności w momencie, gdy napięcie tej fazy przechodzi przez zero. Na rys. 3 podano maksymalnie możliwe współczynniki udaru  $k_{uB}$  i  $k_{uC}$  (dla faz B i C) dla tego samego przypadku. Zwarcie wystąpiło w układzie o parametrach  $R_1/X_1 = 0$  oraz  $X_0/X_1 = 0,5$ . Najbardziej sprzyjające warunki dla wystąpienia maksymalnych współczynników udaru i w konsekwencji możliwości braku przejścia prądu przez zero występują podczas zwarcia niejednoczesnego w fazie zwieranej w pierwszej kolejności. Przedstawione wartości - teoretycznie możliwe - w praktyce jednak nie występują. Praktycznie przyjmuje się jako graniczną mi-



Rys. 2. Wartości maksymalne współczynnika uderu  $k_{uA}$  podczas niejednoczesnego zwarcia trójfazowego w zależności od czasów opóźnienia zwierania faz  $\Delta t_{A-B}$ ,  $\Delta t_{A-C}$

Fig. 2. Faction  $k_{uA}$  for the peak current in non-simultaneous three-phase faults for various time differences  $\Delta t_{A-B}$ ,  $\Delta t_{A-C}$

nimalną wartość jako może wystąpić w układzie elektroenergetycznym  $R_1/X_1 = 0,07$ . Na rys. 4 przedstawiono maksymalne wartości współczynnika uderu  $k_u$  dla tego stosunku oraz dla  $R_1/X_1 = 0$  w zależności od wartości  $X_0/X_1$ .

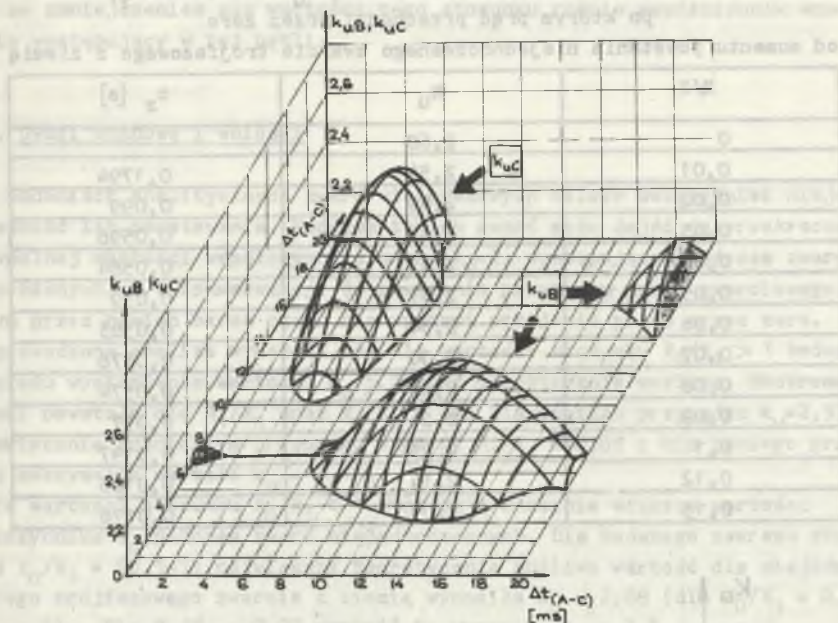
Dla badanego zakresu  $0,5 \leq X_0/X_1 < \infty$  największe wartości  $k_u$  wystąpiły dla wartości  $X_0/X_1 = 0,5$  i wynosiły:

$$\text{dla } R_1/X_1 = 0 \quad - \quad k_u = 2,68,$$

$$\text{dla } R_1/X_1 = 0,07 \quad - \quad k_u = 2,30.$$

W tabelicy 1 podano oprócz maksymalnych wartości współczynników uderu  $k_u$ , które mogą wystąpić podczas niejednoczesnego zwarcia trójfazowego, również czas  $t_z$ , po którym prąd przechodzi przez zero w zależności od stosunku  $R_1/X_1$  dla  $X_0/X_1 = 0,5$ .





Rys. 3. Wartości maksymalne współczynników uderu  $k_{uB}$  i  $k_{uC}$  podczas niejednoczesnego zwarcia trójfazowego w zależności od czasów opóźnienia zwierania faz  $\Delta t_{A-B}$  i  $\Delta t_{A-C}$

Fig. 3. Factors  $k_{uB}$  and  $k_{uC}$  for the peak currents in non-simultaneous three-phase faults for various time differences  $\Delta t_{A-B}$   $\Delta t_{A-C}$

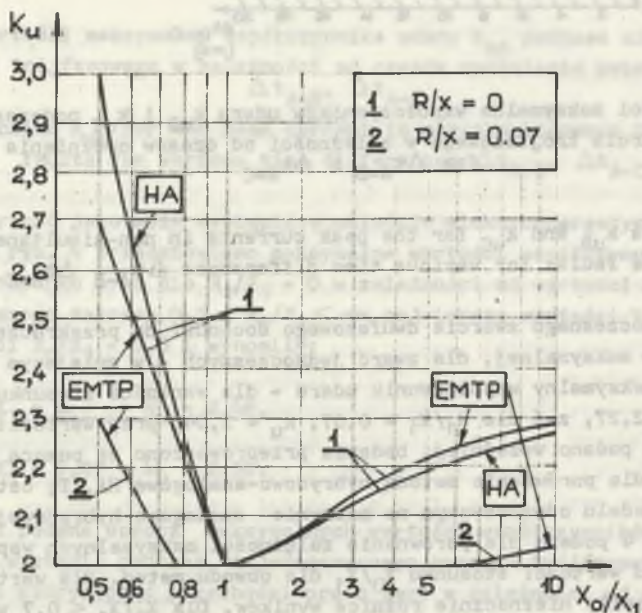
Dla niejednoczesnego zwarcia dwufazowego dochodzi do przekroczenia wartości  $k_u = 2$  - maksymalnej, dla zwarcń jednoczesnych - w mniejszym zakresie. Teoretycznie maksymalny współczynnik uderu - dla wartości stosunku  $R_1/X_1=0$  - wynosi  $k_u = 2,27$ , zaś dla  $R_1/X_1 = 0,07$ ,  $k_u = 2,04$ , przy wartości  $X_0/X_1 = 0,5$ . Jak już podano wcześniej, badania przeprowadzono za pomocą dwóch metod EMTP oraz dla porównania metodą hybrydowo-analogową HA. Tę ostatnią zastosowano na modelu odwzorowanym na maszynie analogowo-hybrydowej ADT-3000. Na rys. 4 podano dla porównania zależności maksymalnych współczynników uderu  $k_u$  od wartości stosunku  $X_0/X_1$  dla obu metod. Dla wartości  $X_0/X_1 > 2$  wystąpiły nieznaczne różnice wyników. Dla  $X_0/X_1 < 0,7$  wystąpiły większe różnice rosnące wraz ze zmniejszeniem się wartości tego stosunku. Jak wykazano w pracy [7] błąd metody EMTP dla obliczeń w układach o znacznie bardziej złożonej strukturze zależy od częstotliwości oraz kroku obliczeń. Przykładowo dla  $f=60$  Hz oraz  $\Delta t = 50 \mu s$  wynosi 0,003%.



Tablica 1

Wartości maksymalnego współczynnika  $k_u$  oraz czasu  $t_z$ ,  
po którym prąd przechodzi przez zero  
od momentu powstania niejednoczesnego zwarcia trójfazowego z ziemią

R/X	$k_u$	$t_z$ [s]
0	2,68	
0,01	2,54	0,1794
0,02	2,49	0,099
0,03	2,45	0,0596
0,04	2,41	0,0584
0,05	2,37	0,039
0,06	2,34	0,0383
0,07	2,30	0,0378
0,08	2,27	0,0374
0,09	2,24	0,037
0,1	2,23	0,0197
0,12	2,14	0,0186
0,15	2,05	0,0178



Rys. 4. Zależności maksymalnych wartości współczynnika  $k_u$  od stosunku  $X_0/X_1$  dla badanego układu

Fig. 4. Factors for the peak current  $k_u$  in non-simultaneous faults for various ratio  $X_0/X_1$ . Most unfavourable faults sequence

Znaczny błąd wyniku uzyskanego za pomocą metody HA dla stosunku  $X_0/X_1 < 0,7$  wynika z faktu występowania w modelu dodatniego sprzężenia zwrotnego. Wraz ze zmniejszeniem się wartości tego stosunku rośnie współczynnik wzmocnienia występujący w tej pętli.

#### 4. Uwagi końcowe i wnioski

W badaniach analitycznych zwarć wielofazowych należy uwzględnić niejednoczesność ich powstawania. Podczas takich zwarć może dojść do przekroczenia maksymalnej wartości współczynnika udaru  $k_u=2$ , występującej podczas zwarć jednoczesnych, a w konsekwencji do powstania przebiegu prądu zwarciovego, w którym przez pewien okres czasu nie wystąpi przejście prądu przez zero. Przeprowadzona analiza wykazała, że dla wartości stosunku  $X_0/X_1 > 1$  badanego układu wystąpienie wartości  $k_u > 2$  jest teoretycznie możliwe. Ekstremalne warunki powstają dla  $R_1/X_1$  oraz  $X_0/X_1 = \infty$ . Dla takiego przypadku  $k_u=2,37$ . W praktycznie granicznym przypadku wartość  $R_1/X_1 = 0,07$  i dla takiego przypadku maksymalna wartość  $k_u = 2,11$ .

Dla wartości stosunku  $X_0/X_1 < 1$  występują znacznie większe wartości współczynnika  $k_u$  podczas zwarć niejednoczesnych. Dla badanego zakresu stosunku  $X_0/X_1 = (0,5-1)$  największa teoretycznie możliwa wartość dla niejednoczesnego trójfazowego zwarcia z ziemią wynosiła  $k_{11} = 2,68$  (dla  $X_0/X_1 = 0,5$   $R_1/X_1 = 0$ ). Dla  $R_1/X_1 = 0,07$  wartość ta wynosiła  $k_u = 2,3$ .

Przytoczone fakty dowodzą, że o ile dla układów, w których wartość stosunku  $X_0/X_1 > 1$ , fakt niejednoczesności powstawania zwarć może być w badaniach analitycznych pominięty, to jednak dla stosunku  $X_0/X_1 < 1$  zjawisko to należy koniecznie uwzględnić.

Zastosowana w analizie obliczeniowej metoda EMTP, wykorzystana dla obliczeń ogólnych, może być z powodzeniem wprowadzona dla konkretnego układu, w którym będą uwzględnione również elementy aktywne.

#### LITERATURA

- [1] Ciok. Z.: Zwarcia niejednoczesne w obwodach trójfazowych. Przegląd Elektrotechniczny 12/1962.
- [2] Kulicke B., Schramm H.H.: Clearance of short-circuits with delayed current zeros in the Itaipu 550 kV - substation IEEE Trans. on PAS Vol. PAS-99 No 4(1980).
- [3] Bogucki A., Sowa P.: Ströme und Kräfte bei Kurzschlussartigen Folgefehlern - 31. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau 1986. H.1, ss. 7-10.
- [4] Tsanakas D.: Ströme, Kräfte und mechanische Beanspruchung bei nicht gleichzeitig eintretenden Kurzschlüssen. ETZ-A, Bd. 96 (1975), ss. 501-505.
- [5] Błaszczuk A., Popczyk J.: Auswahl von 110-kV-Schaltern auf der Basis eines probabilistischen Modells. ELEKTRIE Berlin 5(1983) ss. 242-245.

- [6] Dommel H.W.: Computation of Electromagnetic Transients, Proceedings of the IEEE, vol. 62, No. 7, pp. 983-993, July 1974.
- [7] Brandwajn V., Dommel H.W.: Numerical osculations in the transient analysis of circuits with implicat integration methode. Proc. 26th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Puebla Mexico, Aug. 15-16, 1983.

Recenzent:

prof. dr hab. inż. Zbigniew Ciok

Wpłynęło do redakcji 5 stycznia 1987 r.

УСЛОВИЯ ВЫСТУПАНИЯ РОСТА АПЕРИОДИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ТОКА  
ВО ВРЕМЯ НЕОДНОВРЕМЕННЫХ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЯ

Р е з ю м е

В статье описываются неодновременные дву и трехфазные короткие замыкания, во время которых выступает возможность роста максимальных величин токов по отношению к величинам токов, которые выступают во время одновременного короткого замыкания. Оговорена зависимость этих величин от параметров  $R_1/X_1$ ,  $X_0/X_1$  и времени запаздывания замыкания очередных фаз. В случае, когда первоначальная величина периодической составляющей тока является большей от первоначальной периодической составляющей тока а также когда временная константа затухания аperiodической составляющей является большой, тогда может выступать отсутствие нулевого перехода токов. Возможность выступления этого случая является особенно важная с точки зрения проектирования электроэнергетических устройств, ибо во многих странах в качестве базы проектирования принимаются максимальные величины токов без учёта неодновременности короткого замыкания.

THE OCCURENCE CONDITIONS OF INCREASE OF D.C. COMPONENT OF A SHORT -  
- CURRENT DUE TO NON-SIMULTANEOUS FAULTS

S u m m a r y

The article examines a non-simultaneous three-and twophase short circuits. This phenomenon may lead to a considerable increase of the peak currents compared with a simultaneous faults. The increase is described as a function of the essential parameters (fault-sequence, ratio  $R_1/X_1$ ,  $X_0/X_1$ ).

Current zeros will be delayed if the initial value of the d.c. component of a short-circuit is larger than the initial value of the a.c. component and/or it the a.c. component.

There is however the question of such heavy case should be taken into account in the practical electrical equipment structures design. According to the standards valid at present in many countries the design electrical equipment to be calculated basing on maximum peak value of the fault current neglecting the phenomenon of non-simultaneous faults.



Paweł SOWA

Instytut Elektroenergetyki  
i Sterowania Układów  
Politechniki Śląskiej

Claus HAASE

Szkoła Inżynierska w Żytawie (NRD)  
(Ingenieurhochschule Zittau)

## SYMULACJA ZJAWISK PRZEJŚCIOWYCH DLA LINII PRZESYŁOWYCH ZA POMOCĄ HYBRYDOWEGO MODELU FIZYCZNEGO

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono hybrydowy model fizyczny wykorzystywany w analizie przebiegów przejściowych prądów i napięć w liniach przesyłowych o dużej długości. W modelu tym przyjęto układ dwustronnie zasilany z dokładnym odwzorowaniem linii przesyłowej. Modelowanie analogowe lub hybrydowe może być zastąpione całkowicie przez symulację cyfrową kosztem wygody oraz czasu obliczeń. Zastosowanie kombinacji modelu hybrydowo-fizycznego stanowi doskonale narzędzie obliczeniowe. Materiał zaprezentowany w artykule może być informacją o możliwościach modelu fizyczno-hybrydowego dla analizy zjawisk w układzie elektroenergetycznym. Główną korzyścią modelu jest otrzymywanie wyników prądu i napięcia w czasie rzeczywistym. Można je przechowywać w pamięci lub bezpośrednio wykorzystywać przy badaniu zabezpieczeń przełącznikowych.

### 1. Wprowadzenie

Dokładna znajomość parametrów składowych swobodnych prądów i napięć może ułatwić prace związane z zastosowaniem programowanych urządzeń cyfrowych w technice zabezpieczeń cyfrowych. Algorytmy dla zabezpieczeń cyfrowych przewidują analogową względnie cyfrową filtrację składowych swobodnych prądów i napięć. Istnieje też tendencja wykorzystywania składowych swobodnych jako kryterium lokalizacji miejsca zwarcia. Zarówno dla zwolenników jednej jak i drugiej tendencji w traktowaniu tych składowych niezbędna jest znajomość tak amplitud, jak i zakresu spodziewanych częstotliwości składowych swobodnych w. cz.

Badania analityczne tych składowych prowadzone są aktualnie w szerokim zakresie, przy czym nie istnieją powszechnie przyjęte metody prowadzenia tych obliczeń. W ośrodkach obliczeniowych Europy Zachodniej oraz Ameryki Północnej konkurują ze sobą dwie metody:

- szybkie dyskretne przekształcenie Fouriera (FDTP),
- program obliczania elektromagnetycznych przebiegów przejściowych (EMTP).

Fonadto wiele ośrodków posiada własne metody oraz programy obliczeń mniej lub więcej zbliżone do obu podanych. Oprócz metod wykorzystujących maszyny cyfrowe stosowane są jeszcze metody analogowe, posiadające tę zaletę, że w stosunkowo krótkim czasie można uzyskać wyniki dla szerokiego zakresu parametrów. Wadą tych metod jest mała dokładność. Linie modelowane są za pomocą parametrów skupionych w postaci łańcucha trójfazowych czwórników elementarnych. Zwiększenie dokładności wymaga większej liczby czwórników, co wiąże się z koniecznością stosowania maszyn analogowych o odpowiednio dużej pojemności. Stąd w dotychczasowych badaniach wykorzystujących metody analogowe ograniczano analizę do linii krótkich. W badaniach przeprowadzanych na maszynie hybrydowo-analogowej ADT-3000 uzyskano stosunkowo dużą dokładność otrzymywanych wyników obliczeń prądów i napięć dla zwarć w liniach o długości 50 km [1].

Problem dokładnego określenia amplitud i częstotliwości składowych swobodnych w. cz. nabiera szczególnego znaczenia dla zwarć powstających na końcu bardzo długich linii, kiedy to można się spodziewać składowych o częstotliwościach szczególnie niskich.

Od kilku lat istnieje w Szkole Inżynierskiej w Żytawie model fizyczny układu elektroenergetycznego, na którym można między innymi prowadzić obliczenia stanów przejściowych dla bardzo długich linii [2].

W artykule przedstawiono opis modelu oraz możliwości symulacji przebiegów czasowych prądów i napięć podczas zakłóceń w systemie elektroenergetycznym.

## 2. Opis hybrydowego modelu fizycznego

Za pomocą omawianego modelu istnieje możliwość przeprowadzania obliczeń przebiegów dynamicznych oraz statycznych w układach liniowych. Modelowanie procesów dynamicznych odbywa się za pomocą układu hybrydowego złożonego z maszyny analogowej oraz modelu fizycznego sieci. Dopasowaniu obydwu modeli służą specjalne sterowalne źródła prądowe i napięciowe oraz wzmacniacze od-sprzęgające.

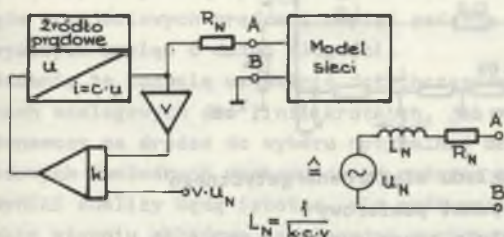
Odwzorowanie procesów łączeniowych i zakłóceń odbywa się za pomocą elektronicznych programowanych modeli wyłączników. Modelowanie procesów statycznych odbywa się przeważnie na analizatorze sieciowym, który może być sprzężony zarówno z maszyną analogową, jak i cyfrową. Sterowanie procesem obliczeniowym może odbywać się z maszyny cyfrowej.

## 3. Modelowanie elementów układu elektroenergetycznego

Modele generatorów odwzorowane zostały za pomocą reaktancji podprześciowych z wykorzystaniem maszyny analogowej. Realizacja źródła zasilania (generator-transformator lub system zasilający) za pomocą modelu fizycznego nie



byłaby możliwa z uwagi na dużą wartość stosunku  $X/R$ . Reaktancja odwzorowana jest na modelu analogowym przy wykorzystaniu specjalnych źródeł prądowych,

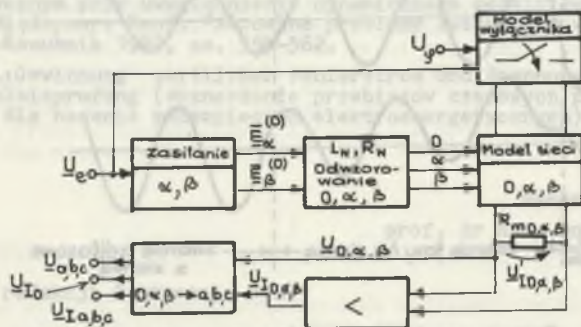


Rys. 1. Odwzorowanie układu zasilania  
Fig. 1. The supply systems representation

co pokazano na rys. 1. Modelowanie linii przesyłowej odbywa się na modelu fizycznym jako łańcuch czwórników typu  $\pi$ , przy czym możliwa jest regulacja odcinka długości linii przypadającej na jeden czwórnik.

Do analizy obliczeniowej problemu poruszanego w artykule przyjęto długość odcinka linii  $\Delta l = 5$  km. Wybór chwili zwarcia jest dowolny.

Za pomocą programowanego modelu wyłącznika można wybierać zarówno kąt fazowy napięcia fazy zwieranej w zakresie do  $180^\circ$ , jak również czasy opóźnienia zwierania kolejnych faz (w przypadku zwarcń niejednoczesnych).



Rys. 2. Schemat blokowy hybrydowego modelu fizycznego

$R_N, L_N$  - parametry systemu zasilającego,  
 $R_m$  - oporność pomiarowa

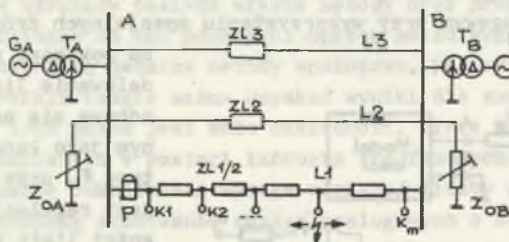
Fig. 2. Physical-Hybrid model blok diagram

$R_N, L_N$  - parameter of supply system  
 $R_m$  - measurement resistance

Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowy procesu modelowania. Jak widać, model sieci odwzorowany jest za pomocą składowych  $\alpha, \beta, 0$ , przy czym na wyjściu odbywa się transformacja składowych  $\alpha, \beta, 0$  na składowe fazowe  $a, b, c$ .

Do wstępnego przykładu obliczeniowego wybrano niejednoczesne zwarcie dwufazowe, gdy na początku powstaje zwarcie jednofazowe z ziemią, zaś po opóźnieniu czasowym  $\Delta t$  nastąpiło zwarcie trójfazowe z ziemią. Badania przepro-



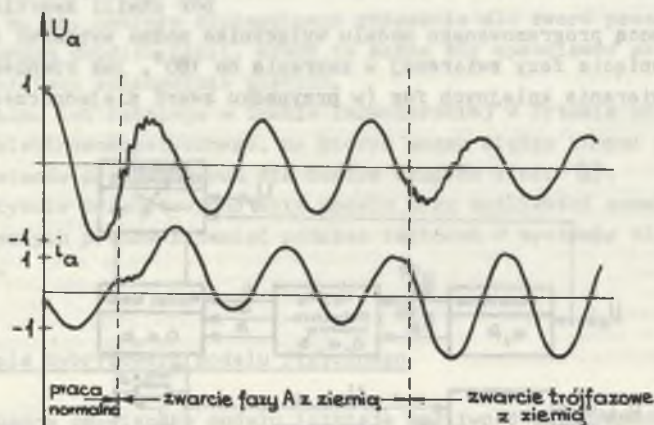


Rys. 3. Model układu elektroenergetycznego

P - punkt pomiarowy

Fig. 3. Electric power systems model

P - test point



Rys. 4. Typowy przebieg przejściowy prądu i napięcia

Fig. 4. Typical current and voltage transient

wadzone w układzie, którego strukturę podano na rys. 3, zaś przykładowe przebiegi przejściowe prądu i napięcia fazy a w punkcie pomiarowym P pokazano na rys. 4. Obliczenia wykonano dla zwarcia w środku linii przesyłowej o następujących danych:

$$U_N = 380 \text{ kV,}$$

$$l = 300 \text{ km,}$$

$$Z_1 = 0,03 + j0,26 \Omega,$$

$$Z_0 = 0,14 + j0,92 \Omega,$$

$$C_1 = 14 \text{ nF/km,}$$

$$C_0 = 6 \text{ nF/km.}$$

#### 4. Uwagi końcowe

W artykule podano informacje o prowadzonych w Szkole Inżynierskiej w Żywocie (NRD) za pomocą hybrydowego modelu - badaniach obliczeniowych przebiegów przejściowych prądów i napięć podczas zwarć w liniach przesyłowych najwyższych napięć o dużej długości.

Badania te pozwolą uzupełnić dotychczasowe obliczenia prowadzone na maszynach analogowych dla linii krótkich, jak również stanowić będą element porównawczy na drodze do wyboru optymalnej metody oraz narzędzia obliczeń składowych swobodnych występujących podczas zwarć w systemie.

Wyniki analizy będą istotne dla prób znalezienia odpowiedzi na pytanie: w jakim stopniu składowe oscylacyjne występujące podczas zwarć w liniach o dużej długości mogą zakłócić pracę nowoczesnych urządzeń elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej.

#### LITERATURA

- [1] Sowa P.: Hybrydowa symulacja zwarć niejednoczesnych w systemie elektroenergetycznym przy uwzględnieniu dynamicznego modelu łuku elektrycznego. IV Międzynar. Konf. "Aktualne problemy automatyki w energetyce". Gliwice-Kozubnik 1985, ss. 350-362.
- [2] Haase C.: Gewinnung zeitlicher Fehlerstrom und Spannungsverlaufe zur Schutzrelaisprüfung (Wyznaczenie przebiegów czasowych prądów i napięć zwarcia dla badania zabezpieczeń elektroenergetycznych), jw., s. 516-526.

Recenzent:

prof. dr hab. inż. Zbigniew Ciok

Wpłynęło do redakcji 5 stycznia 1987

#### СИМУЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ С ПОМОЩЬЮ ГИБРИДНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

#### Резюме

В статье описывается гибридная физическая модель используемая в анализе переходных процессов токов и напряжений для линии большой длины. В этой модели принимается двусторонне питаемая система с точки отображением линии передачи. Аналоговое или гибридное моделирование может быть полностью заменено цифровым моделированием за цену удобства и времени расчёта. Применение комбинации гибридно-физической модели составляет отличный расчётный инструмент. Материал представлен в статье может дать информацию о возможностях гибридно-физической модели для анализа процессов в системе. Главной

достопримечательностью модели является получение результатов тока и напряжения в реальном времени. Эти результаты можно хранить в памяти или прямо использовать при исследовании релейной защиты.

## PHYSICAL-HYBRID SIMULATION OF TRANSIENT PHENOMENA ON LONG-DISTANCE TRANSMISSION LINE

### Summary

This paper presents a physical-hybrid model for the solution of transient currents and voltages in a long-distance transmission line. A double-ended system is considered in which transmission line is accurately represented. While it is clear that all analog or hybrid computer simulation may be readily converted to an all-digital simulation, in this cases convenience and computation time must be sacrificed. Clearly, the combination of the hybrid computer and physical model, forms an extremely powerful tool. The material presented in this paper should enable an informed evaluation of the capabilities of this physical-hybrid simulation in the analysis of power system problems. The main advantage of this modes is the results of current and voltage in real time. They can be stored or directly applied to test the protection relays.

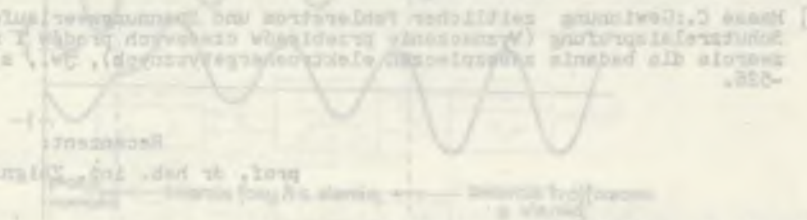


Рис. 1. Волна тока и напряжения в линии.



Wiesław GOC

Joachim BARGIEL

Instytut Elektroenergetyki

i Sterowania Układów

Politechniki Śląskiej

## PROPOZYCJE LICZENIA EFEKTÓW EKONOMICZNYCH PROJEKTÓW WYNAŁAZCZYCH I RACJONALIZATORSKICH POPRAWIAJĄCYCH NIEZAWODNOŚĆ ZASILANIA ODBIORCÓW

**Streszczenie.** Podano sposoby określania efektów projektów wynalazczych w zakresie niezawodności zasilania odbiorców z systemu elektroenergetycznego. Zaproponowano dwa sposoby postępowania; oddzielnie dla sieci elektroenergetycznych i oddzielnie dla elektrowni. Roczne oczekiwane efekty projektów zastosowanych w sieciach wyznacza się z sumy efektów uzyskanych w wyniku zmniejszenia strat energii oraz uzyskanych w wyniku poprawy pewności i jakości zasilania; sumy pomniejszonej o przeliczony na jeden rok koszt realizacji projektu wynalazczego. W przypadku elektrowni projekty wynalazcze i racjonalizatorskie poprawiają ciągłość zasilania odbiorców przez wzrost mocy wydawanej z elektrowni oraz poprawę jej dyspozycyjności. Podano przykłady określania efektów ekonomicznych zarówno dla sieci elektroenergetycznych, jak i dla elektrowni.

### Wprowadzenie

Określenie efektów projektu wynalazczego w dziedzinie niezawodności zasilania odbiorców z systemu elektroenergetycznego wymaga oszacowania następstw, które wystąpią po jego wprowadzeniu (wdrożeniu) [1], [2], [3]. Poczesne miejsce zajmuje tutaj oszacowanie skutków przerw i ograniczeń w pracy obiektów elektroenergetycznych, spowodowanych zakłóceniami na ich elementach. Wystąpią wówczas straty bezpośrednie, związane między innymi:

- z kosztami usuwania zakłóceń, tj. napraw elementów uszkodzonych;
- ze zwiększeniem strat przesyłu energii elektrycznej;
- z konieczności uruchomienia elektrowni o gorszej sprawności do pokrycia brakujących obciążeń;

oraz pośrednie, związane między innymi ze:

- stratami gospodarczymi u odbiorców w wyniku przerw i ograniczeń dostawy energii elektrycznej - te straty ponosi cała gospodarka narodowa;
- zmniejszeniem dochodu systemu elektroenergetycznego w wyniku niewyprodukowania energii elektrycznej.

Z uwagi na zakres oddziaływania projektów wynalazczych, zależy od miejsca dwóżeńia, zaproponowano inne zależności od oszacowania efektów tych projektów dla sieci i elektrowni [4].

### 1. Efekty projektów wynalazczych i racjonalizatorskich poprawiających niezawodność zasilania z sieci elektroenergetycznych

Roczne oczekiwane efekty projektów wynalazczych i racjonalizatorskich można wyznaczyć z zależności:

$$K^S = K_E^S + K_Z^S - K_R, \quad [\text{zł/a}] \quad (1)$$

gdzie:

$K_E^S$  - efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia kosztów strat energii w sieci elektroenergetycznej,

$K_Z^S$  - efekty uzyskane w wyniku poprawy niezawodności (pewności i jakości) zasilania,

$K_R$  - przeliczony na jeden rok koszt realizacji projektu wynalazczego.

Koszty  $K_E^S$  oblicza się z zależności:

$$K_E^S = k_p \Delta(\Delta P) + k_A \Delta(\Delta A), \quad [\text{zł/a}] \quad (2)$$

gdzie:

$\Delta(\Delta P)$  - zmniejszenie strat mocy w wyniku wprowadzenia przedsięwzięcia w [kW],

$\Delta(\Delta A)$  - zmniejszenie rocznych strat energii w wyniku wprowadzenia przedsięwzięcia w [kW.h],

$k_p$  - jednostkowy roczny koszt stały (mocy) w [zł/kW.a],

$k_A$  - jednostkowy koszt zmienny (energii) w [zł/kW.h].

Koszty  $K_Z^S$  wyznaczyć można z przybliżonej zależności:

$$K_Z^S = K_{zn} + K_{sg}, \quad [\text{zł/a}] \quad (3)$$

gdzie:

$K_{zn}$  - zmiana oczekiwanych kosztów uszkodzenia lub zniszczenia obiektów energetycznych w wyniku wprowadzenia projektu wynalazczego,

$K_{sg}$  - zmiana oczekiwanych kosztów strat gospodarczych u odbiorców w wyniku przerwy dostawy energii elektrycznej.

Koszt  $K_{zn}$  można oszacować z zależności:

$$K_{zn} = \sum_{i=1}^n K_{ui} D_{zi}, \quad [zł/a] \quad (4)$$

gdzie:

$K_{ui}$  - koszty usuwania skutków zakłócenia: koszty demontażu zniszczonych urządzeń lub obiektów, koszty nowych urządzeń lub obiektów, koszty montażu,

$D_{zi}$  - zmiana oczekiwanej liczby przypadków zniszczeń w wyniku wprowadzenia projektu wynalazczego

$$D_{zi} = D_{zi}^{\text{przed}} - D_{zi}^{\text{po}}, \quad (5)$$

$i = 1, 2, \dots, n$  - liczba obiektów, na których występują zniszczenia,

$D_{zi}^{\text{przed}}, D_{zi}^{\text{po}}$  - oczekiwana liczba przerw przed i po wprowadzeniu projektu wynalazczego.

Koszty  $K_{sg}$  oszacować można z zależności:

$$K_{sg} = \sum_{i=1}^n k_{ai} A_{nied i}, \quad [zł/a] \quad (6)$$

gdzie:

$k_{ai}$  - gospodarczy równoważnik nie dostarczonej energii, tj. koszt strat (szkód) gospodarczych powstałych u odbiorców w wyniku przerwy dostawy energii elektrycznej w odniesieniu do energii, która nie została dostarczona,  $[zł/kW.h]$ ; por. [3],

$A_{nied i}$  - zmniejszenie energii nie dostarczonej rocznie do odbiorców w wyniku przerwy zasilania na  $i$ -tym obiekcie po wprowadzeniu projektu wynalazczego,

$$A_{nied i} = A_{nied i}^{\text{przed}} - A_{nied i}^{\text{po}} \quad [kW.h/a] \quad (7)$$

$A_{nied i}^{\text{przed}}, A_{nied i}^{\text{po}}$  - energia nie dostarczona przed i po wprowadzeniu projektu wynalazczego.



Energię nie dostarczoną można oszacować na podstawie:

a) wskaźnika niezdatności zasilania odbiorców i zużycia energii w roku

$$A_{\text{niedi}}^{\text{przed}} = \sum_j Q_{ij}^{\text{przed}} A_{ij}, \quad [\text{kW.h/a}] \quad (8)$$

$$A_{\text{niedi}}^{\text{po}} = \sum_j Q_{ij}^{\text{po}} A_{ij}, \quad [\text{kW.h/a}] \quad (9)$$

gdzie:

- $Q_{ij}^{\text{przed}}, Q_{ij}^{\text{po}}$  - wskaźnik niezdatności przed i po wprowadzeniu projektu wynalazczego, dla j-tej drogi zasilania,  
 $A_{ij}$  - energia zużyta przez odbiorców (lub odbiorcę) w roku kW.h/a dla j-tej drogi zasilania.

Wskaźnik niezdatności wyznacza się dla układów sieciowych metodami przedstawionymi w literaturze [5], [6], [7], [8], [9]<sup>x)</sup>,

b) oczekiwanej liczby przerw zasilania, średniego czasu trwania przerwy (beznapięciowego) oraz mocy średniej:

$$A_{\text{niedi}} = D_{zi} t_{ai} P_{\text{śri}}, \quad [\text{kW.h/S}] \quad (10)$$

gdzie:

- $D_{zi}$  - podano wyżej; liczbę tych przerw wyznacza się - podobnie jak  $Q$  - metodami przedstawionymi w literaturze,  
 $t_{ai}$  - czas przerwy zasilania elektrycznego dla wycinka sieci zasilanego z i-tego obiektu, w [h],  
 $P_{\text{śri}}$  - średnia moc odbiorców przyłączonych do i-tego obiektu, w [kW].

Koszt  $K_R$  można wyznaczyć z zależności:

$$K_R = K_I(r+s+e), \quad [\text{zł/a}] \quad (11)$$

gdzie:

- $K_I$  - nakład inwestycyjny na modernizację,  
 $r$  - oprocentowanie,  
 $s$  - stawka amortyzacji,  
 $e$  - rata roczna stałych kosztów eksploatacyjnych (obsługa, remonty kapitalne i bieżące) związana z realizacją projektu wynalazczego.

<sup>x)</sup> Szczegóły obliczeń podano w przykładach.

**Przykład 1**

Tytuł projektu: Zainstalowanie SZR w celu poprawy ciągłości odbiorcy

**1.1. Opis projektu**

Huta szkła jest zasilana dwoma liniami kablowymi 20 kV o dł. 2,6 km z GPZ-tu ORE (rys. 1). Kable typu HKFta  $3 \times 150 \text{ mm}^2$  są ułożone we wspólnym wykopie. Jeden z kabli stanowi zasilanie podstawowe a drugi rezerwowe. Stacja ORE zasilana jest z Elektrowni LAZ napowietrzną linią dwutorową 110 kV o dł. 5,5 km.

**1.2. Rodzaje uzyskanych efektów**

Zmniejszenie strat gospodarczych (szkód) wywołanych przerwami zasilania elektrycznego w hucie szkła.

**1.3. Ustalenie wielkości technicznych niezbędnych do obliczenia efektów**

Potrzebne są:

- schematy układu przed i po modernizacji,
- wskaźniki niezawodnościowe elementów układu sieciowego,
- oszacowanie strat gospodarczych w hucie szkła spowodowanych przerwami zasilania przed modernizacją (zapisy statystyczne),
- koszty realizacji i zakres prac.

**1.4. Określenie wielkości pomocniczych (koszty, ceny)**

- 1) Koszty modernizacji stacji elektroenergetycznej zasilającej hutę.
- 2) Koszty strat gospodarczych huty spowodowane przerwami zasilania.

**1.5. Obliczenia techniczne i efektów netto**

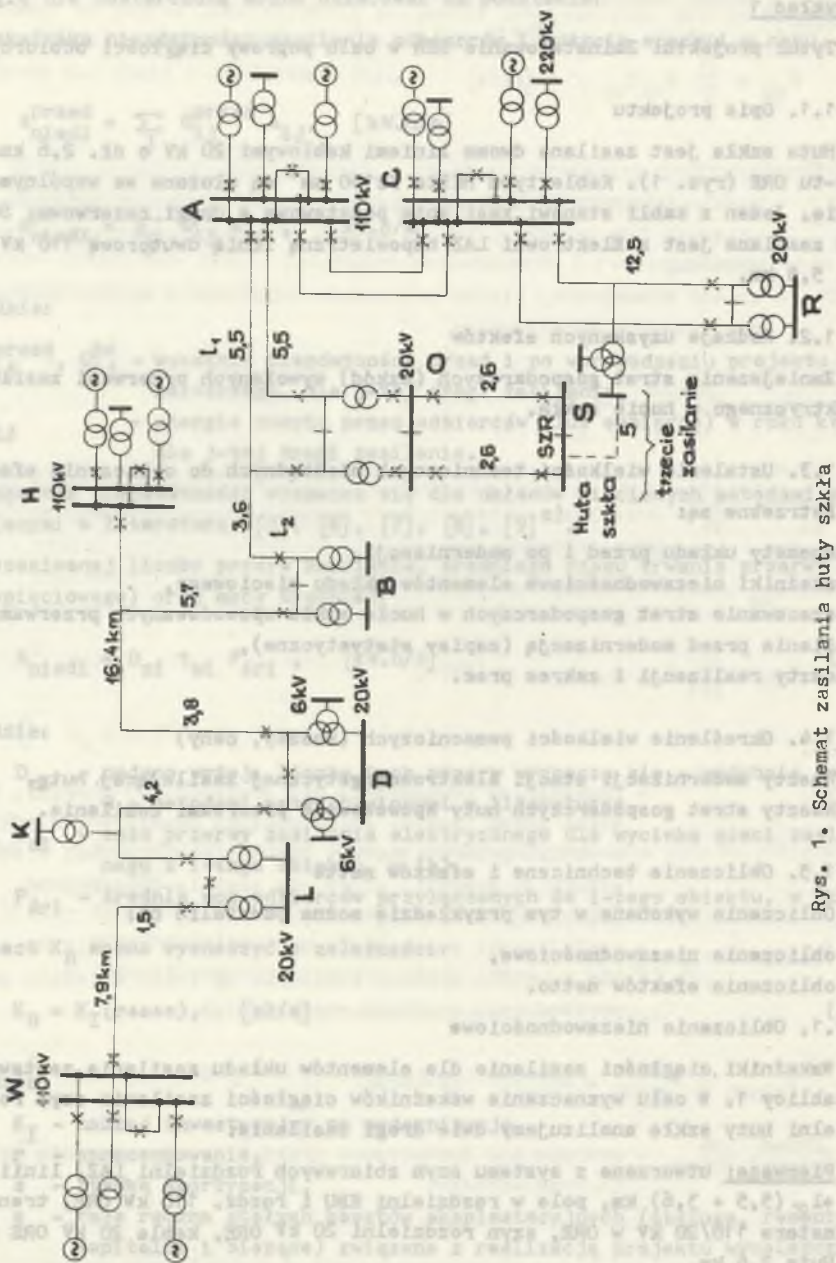
Obliczenia wykonane w tym przykładzie można podzielić na:

- 1) obliczenia niezawodnościowe,
- 2) obliczenia efektów netto.

**1.5.1. Obliczenia niezawodnościowe**

Wskaźniki ciągłości zasilania dla elementów układu zasilania zestawiono w tablicy 1. W celu wyznaczenia wskaźników ciągłości zasilania szyn rozdzielni huty szkła analizujemy dwie drogi zasilania:

- I. Pierwsza: utworzona z systemu szyn zbiorowych rozdzielni LAZ, linii  $l_1 + l_2$  (5,5 + 3,6) km, pola w rozdzielni KBU i rozdź. 110 kW ORE, transformatora 110/20 kV w ORE, szyn rozdzielni 20 kV ORE, kabla 20 kV ORE - Huta 2,6 km.



Rys. 1. Schemat zasilania huty szkła

Fig. 1. Network diagram for glass-works



II. Druka: tworzona z systemu szyn zbiorczych rozd. LAZ, linii 1 (1+2) 5,5 km, pola w rozd. 110 kW ORE, transformatora 110/20 kV w ORE, szyn rozd. 20 kV ORE, kabla 20 kV ORE - huta 2,6 km.

Pierwsza droga zasilania ma następujące wskaźniki ciągłości zasilania:

$$D_I = d_{LAZ} + d_{1(1+2)} + 2 d_s + d_t + d_{20} + d_k = 1,68 \text{ przerw/a}$$

$$Q_I = q_{LAZ} + q_{1(1+2)} + \frac{d_s(t_s k_{uw} + t_s)}{T} + q_t + q_{20} + q_k = 2,12 \cdot 10^{-3}$$

Druka droga zasilania ma następujące wskaźniki ciągłości zasilania:

$$D_{II} = d_{LAZ} + d_{11} + d_s + d_t + d_{20} + d_k = 1,54 \text{ przerw/a}$$

$$Q_{II} = q_{LAZ} + q_{11} + \frac{d_s t_s}{T} + q_t + q_{20} + q_k = 2,07 \cdot 10^{-3}$$

Uwzględniając rezerwowanie się wzajemne (przez obsługę) poszczególnych dróg zasilania w okresach poza planowymi wyłączeniami ich elementów otrzymuje się:

$$D_{wI} = 1,68 \text{ [przerwa/a]}$$

$$Q_{wI} = 109 \cdot 10^{-6}$$

oraz

$$V_I = 56 \text{ [h/a]}$$

$$D_{wII} = 1,54 \text{ [przerw/a]}$$

$$Q_{wII} = 95 \cdot 10^{-6}$$

oraz

$$V_{II} = 56 \text{ [h/a]}.$$

Tablica 1

Wskaźniki ciągłości  
dla elementów analizowanego układu zasilania

Nazwa elementu	Oczekiwana liczba zakłóceń [zakł./a]	Średni czas [h/zakł.]	Remont planowy [h/a]	Wskaźnik niezdatności
Stacja LAZ	$d_{LAZ} = 0,12$	$t_z = 0,5$	-	$q_{LAZ} = 6,9 \cdot 10^{-6}$
Linia 110 kV - 11	$d_{1(1+2)} = 0,165$	$t_1 = 3$	40	$q_{1(1+2)} = 56,5 \cdot 10^{-6}$
Linia 110 kV-1(1+2)	$d_{12} = 0,279$	$t_1 = 3$	40	$q_{12} = 96,1 \cdot 10^{-6}$
Pole w rozd. H	$d_s = 0,03$	$t_s = 1,7$	8	-
Transformator	$d_t = 0,2$	$t_t = 5$	8	$q_t = 114,2 \cdot 10^{-6}$
Rozdz. ORE 20 kV	$d_{20} = 0,5$	$t_{20} = 2$	8	$q_{20} = 114,2 \cdot 10^{-6}$
Kabel 20 kV	$d_k = 0,52$	$t_k = 30$	-	$q_k = 1781 \cdot 10^{-6}$
Współczynnik braku działania układu wyłączającego $k_{uw} = 0,03$ . Czas przełączeń awaryjnych przez obsługę: 0,5 [h/przełączenie].				

Wskaźniki dla przerw równoczesnych obu dróg zasilania:

$$D_{rów} = 0,043 \text{ [przerw/s]}$$

$$Q_{rów} = 7,1 \cdot 10^{-6}$$

W celu poprawy ciągłości zasilania przeprowadzono modernizację polegającą na zainstalowaniu automatyki SZR na kablu II drogi zasilania. Rozdzielnia 20 kV huty szkła zasilana jest podstawowo I drogą, a gdy występują zakłócenia na tej drodze, wówczas występuje przełączenie automatyczne. Oczywiście przełączeń takich nie można dokonać, gdy:

- uszkodzone są obie drogi zasilania,
- uszkodzenie wystąpiło w okresie remontów i spowodowało przerwę obu dróg zasilania,
- brak działania automatyki SZR pomimo zdatności II drogi zasilania.

Wskaźniki ciągłości zasilania po modernizacji przedstawiają się następująco:

$$D_m = D_{rów} + D_{wI} \cdot k_{SZR} = 0,13 \text{ [przerw/a]}$$

$$Q_m = Q_{rów} + \frac{D_{wI} \cdot k_{SZR} \cdot t_p}{T} = 11,9 \cdot 10^{-6}$$

W wyniku przeprowadzonej modernizacji uzyskano znaczącą poprawę w oczekiwanej liczbie przerw zasilania  $D$  (z ok. 1,5 przerw w roku do 0,13 przerw w roku), a także poprawę we wskaźnikach  $Q$  (z ok.  $100 \cdot 10^{-6}$  do  $12 \cdot 10^{-6}$ ).

Wartości nie dostarczonej energii obliczono wg zależności (8) i (9)

$$A_{nied}^{przed} = Q_{wI} (A_I + A_{II}) = 1271,5 \text{ [kW.h/a]},$$

$$A_{nied}^{po} = Q_m (A_I + A_{II}) = 154 \text{ [kW.h/a]}.$$

Po wstawieniu do zależności (7) otrzymuje się:

$$A_{nied} = A_{nied}^{przed} - A_{nied}^{po} = 1118 \text{ [kW.h/a]}.$$

### 1.5.2. Obliczenie efektów netto

a) Straty gospodarcze spowodowane przerwami i ograniczeniami w dostawie energii elektrycznej

Ze względu na charakter procesu technologicznego dopuszczane są krótkie (do 5 min.) przerwy w zasilaniu energią elektryczną. Przykładowo 5-minutowa przerwa w dostawie energii elektrycznej powoduje godzinowo dochodzenie do produkcji normalnej. W analizowanym okresie statystycznym (lata 1983-85) stwierdzono 19 przypadków zaników napięcia na szynach rozdzielni I i II huty. Około 20% przypadków zaników napięcia spowodowane było awaryjnością układu zasilania ( $t = 2,2$  h). Nie dostarczona energia w wyniku awaryjności układu zasilania wynosiła 3,3 MW.h, a sumaryczne koszty strat w produkcji 1,64 mln zł. Daje to wartość jednostkową nie dostarczonej energii:

$$k_a = 500 \text{ [zł/kW.h]}.$$

b) Zainstalowanie automatyki SZR spowodowało zmniejszenie kosztów nieciągłości zasilania wg zależności (6):

$$K_{sg} = A_{nied} \cdot k_a = 1118 \cdot 500 = 559000 \text{ [zł/a]}$$

Koszty  $K_{zn} \approx 0$ , więc  $K_z^s = K_{sg}$ .



- c) Koszt realizacji projektu wynalazczego przeliczony na jeden rok wynosi wg zależności (11):

$$K_R = K_I(r+s+e) = 1,5 \cdot 0,16 = 240000 \text{ [zł/a]}.$$

- d) Roczne oczekiwane efekty w przypadku przeprowadzonej modernizacji wynoszą wg zależności (1):

$$K^S = K_Z^S - K_R = 320000 \text{ [zł/a]}.$$

## 2. Efekty projektów wynalazczych i racjonalizatorskich wdrożonych w elektrowni w celu poprawy niezawodności zasilania odbiorców

Projekty wynalazcze i racjonalizatorskie zastosowane w elektrowniach poprawiają ciągłość zasilania odbiorców przez:

- wzrost mocy wydawanej z elektrowni,
- poprawę dyspozycyjności elektrowni, w tym zmniejszenie awaryjności.

Całkowity roczny efekt projektów wynalazczych można określić z zależności (12):

$$K_C^E = K_{EL}^E + K_{Ep}^E + K_{Es}^E (1-w_x) + K_D^E + K_Z^E + w_x + K_{zn}^E + K_{O-KR}^E, \text{ [zł/a]} \quad (12)$$

gdzie:

- $K_{EL}^E$  - efekty uzyskane w rozpatrywanej elektrowni w wyniku zmniejszenia jednostkowego zużycia paliwa na wytworzenie energii elektrycznej (oszczędność zużycia paliwa),
- $K_{Ep}^E$  - efekty uzyskane w systemie elektroenergetycznym w wyniku zmniejszenia zużycia paliwa i strat przesyłania spowodowane wzrostem mocy rozpatrywanej elektrowni w godzinach poza szczytowych,
- $K_{Es}^E$  - efekty uzyskane w systemie elektroenergetycznym w wyniku zmniejszenia zużycia paliwa i strat przesyłu spowodowane wzrostem mocy rozpatrywanej elektrowni w godzinach szczytowych,
- $K_D^E$  - efekty uzyskane w wyniku wzrostu mocy dyspozycyjnej systemu elektroenergetycznego spowodowane wzrostem mocy rozpatrywanej elektrowni,
- $K_Z^E$  - efekty uzyskane w wyniku poprawy pewności zasilania odbiorców spowodowane wzrostem mocy rozpatrywanej elektrowni lub poprawą pewności (niezawodności) jej elementów,

$K_{zn}^E$  - efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia kosztów zniszczeń elementów elektrowni po wprowadzeniu projektu wynalazczego,

$K_O^E$  - efekty uzyskane w wyniku zmian innych kosztów rocznych po wprowadzeniu projektu wynalazczego,

$K_R$  - roczne koszty stałe realizacji projektu wynalazczego, wg wzoru (11),

$w_x$  - współczynnik zależny od stopnia ograniczenia ciągłości zasilania z systemu elektroenergetycznego [10], podawane w komunikatach radiowych.

W uproszczeniu proponuje się przyjąć stopień graniczny  $x_{gr}$ , dla którego współczynniki  $w_x$  przyjmują:

- dla stopnia  $x < x_{gr}$  współczynnik  $w_x = 0$ ,

- dla stopnia  $x \geq x_{gr}$  współczynnik  $w_x = 1$ .

Poszczególne składowe wzoru (12) proponuje się wyznaczać w następujący sposób:

a) Efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia jednostkowego zużycia paliwa na wytworzenie energii elektrycznej w rozpatrywanej elektrowni,  $K_{EL}^E$

$$K_{EL}^E = k_B \Delta B, \quad [zł/a], \quad (13)$$

gdzie:

$k_B$  - jednostkowy koszt paliwa umownego w  $[zł/kJ]$ ,

$B$  - oszczędność roczna paliwa umownego w  $[kJ/a]$

$$\Delta B = B^{przed} - B^{po}, \quad (14)$$

$B^{przed}$ ,  $B^{po}$  - roczne zużycie paliwa umownego przed i po modernizacji.

b) Efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia zużycia paliwa w systemie w okresie poza szczytowym w wyniku wzrostu mocy rozpatrywanej elektrowni;  $K_{EP}^E$

$$K_{EP}^E \approx \left( \frac{b_r k_{Br}}{z_r} - \frac{b_p k_B}{z_p} \right) A_p, \quad [zł/a] \quad (15)$$

gdzie:

$A_p$  - dodatkowa roczna produkcja energii elektrycznej w okresie poza szczytowym, uzyskana w rozpatrywanej elektrowni po wprowadzeniu modernizacji (wg projektu wynalazczego), w  $[kW.h/a]$ ,

$b_p$  - jednostkowe zużycia paliwa umownego netto w rozpatrywanej elektrowni w godzinach pozaszczytowych w  $[kJ/kW.h]$ ,

- $b_r$  - jw. w tzw. elektrowniach wypieranych,  
 $\eta_p, \eta_r$  - sprawność przesyłu energii elektrycznej odpowiednio z elektrowni rozpatrywanej i elektrowni wypieranej,  
 $k_B, k_{Br}$  - jednostkowy koszt paliwa umownego odpowiednio elektrowni rozpatrywanej i elektrowni wypieranej [zł/kJ].

- c) Efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia zużycia paliwa w systemie w okresie szczytowym,  $K_{ES}^E$ .

Efekt ten występuje wówczas, gdy nie ma deficytu mocy w systemie.

Wówczas:

$$K_{ES}^E \approx \left( \frac{b_r k_{Br}}{\eta_{rs}} - \frac{b_s k_B}{\eta_s} \right) A_s, \text{ [zł/a]} \quad (16)$$

gdzie symbole mają znaczenie podobne jak we wzorze (15).

Dodatkowy wskaźnik "s" oznacza, że symbole te odnoszą się do okresu szczytowego.

- d) Efekty uzyskane w wyniku wzrostu mocy dyspozycyjnej systemu elektroenergetycznego przez wzrost mocy rozpatrywanej elektrowni,  $K_D^E$ .

Koszt ten można wyznaczyć z przybliżonej zależności:

$$K_D^E \approx k_{ELS} P_{ds}, \text{ [zł/a]} \quad (17)$$

gdzie:

$k_{ELS}$  - jednostkowy roczny koszt stały mocy w [zł/kW.a],

$P_{ds}$  - moc dodatkowa w godzinach szczytowych, którą uzyskano w wyniku modernizacji (wdrożenia projektu wynalazczego).

W przybliżeniu

$$k_{ELS} \approx r_{EL} k_{rz}, \text{ [zł/a]} \quad (18)$$

gdzie:

$r_{EL}$  - rata kosztów stałych elektrowni,

$k_{rz}$  - średnia jednostkowa wartość mocy (tj. w przybliżeniu koszt inwestycyjny zmniejszony o dokonane odpisy amortyzacyjne).

- e) Efekt uzyskany w wyniku poprawy pewności zasilania odbiorców przez wzrost mocy rozpatrywanej elektrowni lub poprawę pewności (niezawodności) jej elementów,  $K_Z^E$ .

Efekt ten występuje w przypadku deficytu mocy w systemie elektroenergetycznym. Wówczas każda wprowadzona moc do systemu elektroenergetycz-



nego zmniejsza deficyt i poprawia odbiorcom ciągłość dostawy energii elektrycznej. Proponuje się zależność:

$$K_Z^E \approx k_{ax} P_d T_{og,x} \quad [zł/a] \quad (19)$$

gdzie:

- $k_{ax}$  - jednostkowe koszty strat gospodarczych u odbiorców spowodowane ograniczeniami dostawy mocy (lub ew. energii), które wystąpią podczas  $x$ -tego stopnia ograniczenia dostawy energii,
- $T_{og,x}$  - czas trwania ograniczeń na  $x$ -tym stopniu ograniczenia,
- $P_d$  - wzrost mocy w wyniku wdrożenia projektu wynalazczego ( $P_d \approx P_{ds}$ ).

W obliczeniach konieczne są uproszczenia.

Założono tutaj, że:

- stopnie zasilania są zgodne z dyspozycjami PDM [10] ogłaszanych w komunikatach radiowych,
- graniczną wartość stopnia  $x_{gr}$ , przy którym uważa się ograniczenia za znaczące oraz wartości  $k_{ax}$  winny być podane przez resort energetyki,
- czas trwania ograniczeń na danym stopniu ( $x_{gr}$ ) winien być podawany również przez resort. Pewnym uproszczeniem może być liczba godzin szczytowych podawana w taryfach dla miesięcy o największym obciążeniu.

f) Efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia kosztów zniszczeń elementów elektrycznych po wprowadzeniu projektu wynalazczego,  $K_{zn}^E$ .

Efekty te można oszacować podobnie jak w sieciach, np. z zależności (4).

g) Efekty uzyskane w wyniku zmian innych kosztów rocznych,  $K_0^E$ .

Do oszacowania tych efektów trudno przyjąć jednolitą formułę ze względu na ich różnorodność oraz kierunki zmian. Może się okazać, że poprawiając jedne koszty równocześnie podnosi się lub obniża inne; np. przez większe zużycie fizyczne elementów układu, dodatni bądź ujemny wpływ na środowisko itp. Wyznaczenie tych kosztów, a przynajmniej stwierdzenie, że one nie występują bądź są bardzo małe, winno być uzupełnieniem każdego projektu wynalazczego (modernizacyjnego).

## Przykład 2

Tytuł projektu: Podwyższenie sprawności kotłów OP-230 i zwiększenie mocy elektrycznej elektrociepłowni [4], [11]

### 2.1. Krótki opis

Modernizacja kotłów OP-230 polegała na powiększeniu I stopnia podgrzewacza wody z powierzchni  $825 \text{ m}^2$  o dodatkowe  $800 \text{ m}^2$  w wolnej przestrzeni pod nim oraz II stopnia podgrzewacza wody z  $350 \text{ m}^2$  o dodatkowe  $1000 \text{ m}^2$  w przestrzeni zwolnionej przez zlikwidowanie leżącego pęczka I stopnia przegrze-

wacza pary. Powierzchnią ogrzewalną przegrzewacza pary została w ten sposób zmniejszona z  $1234 \text{ m}^2$  na  $774 \text{ m}^2$ , tj. o  $460 \text{ m}^2$ . Dobudowana powierzchnia ogrzewalna wynosiła ogółem  $1800 \text{ m}^2 - 460 \text{ m}^2 = 1340 \text{ m}^2$ .

W wyniku modernizacji przewidywano podwyższenie sprawności kotła o ok. 2,4%, wydajności do 250 t/h. Po modernizacji wtryskiwanie wody okazało się zbędne.

## 2.2. Rodzaje uzyskanych efektów

Wg obliczeń i analiz przeprowadzonych przez autorów projektu wynalazczego przewiduje się:

- zmniejszenie zużycia energii elektrycznej na potrzeby własne oraz poprawę warunków pracy elektrofiltrów i wentylatorów wyciągowych przez obniżenie temperatury spalin wylotowych (wydłużenie czasu pracy (zużycia) tych urządzeń);
- oszczędność roczną paliwa w rozpatrywanej elektrociepłowni równą 9665 t.p.u tj. 283200 GJ/a
- uzyskanie dodatkowej mocy 7,5 MW wynikającej ze zwiększenia wydajności kotłów (ta dodatkowa moc zwiększa pewność zasilania odbiorców w energię elektryczną).

## 2.3. Ustalenie wielkości technicznych niezbędnych do obliczenia efektów

- schemat układu przed i po modernizacji,
- parametry pary, wody, powietrza, spalin przed i po modernizacji uzyskane drogą pomiarową i obliczeniową, a następnie zweryfikowane pomiarami,
- ilości poszczególnych medium,
- efekty przed i po modernizacji uzyskane na podstawie pomiarów i obliczeń.

Tutaj:

- wydajność kotła przed modernizacją 230 t/h oraz po 250 t/h,
- wzrost mocy o  $P_d = 7,5 \text{ MW}$  po modernizacji w całej elektrociepłowni (4 kotły),
- oszczędność paliwa w wyniku zwiększenia sprawności kotłów po modernizacji  $B_d = 283200 \text{ GJ/a}$ .

## 2.4. Wzór i ustalenie wielkości pomocniczych (koszty, ceny)

Koszt modernizacji jednego kotła oceniano w okresie realizacji projektu, tj. w 1967 r. na ok. 2 mln zł. Według informacji biura projektowego obecnie koszt ten wyniesie w przybliżeniu  $K_n = 30 \text{ mln zł}$ . Łącznie ok.  $120 \cdot 10^6 \text{ zł}$ . Jednostkowy koszt paliwa umownego przyjęto średnio  $k_B = 205 \text{ zł/GJ}$ . Jednostkowy koszt mocy zainstalowanej w elektrowni  $k_n = 60000 \text{ zł/kW}$ .

Szacunkowe dane dotyczące rozpatrywanej elektrowni i systemu podano w p. 2.5, w trakcie szacowania efektów wdrożenia projektu wynalazczego.



## 2.5. Obliczenie efektów netto

Wyznamy efekty na podstawie zależności (12) dla jej kolejnych składników:

- a) Efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia zużycia paliwa w rozpatrywanej elektrowni wyznaczają się z zależności (13)

$$K_{EL}^E = k_B \Delta B = 58 \cdot 10^6 \text{ [zł/a]}.$$

- b) Efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia zużycia paliwa w systemie w okresie pozaszczytowym w wyniku wzrostu mocy rozpatrywanej elektrowni i produkcji w tym okresie  $A_p$  wyliczymy z zależności (15). Do obliczeń przyjęto: jednostkowe zużycie paliwa w rozpatrywanej elektrowni  $b_p = 10550 \text{ kJ/kW.h}$  oraz w elektrowniach wypieranych  $b_r = 14650 \text{ kJ/kW.h}$ . Jednostkowe koszty paliwa przyjęto w przybliżeniu takie same  $k_{Br} = k_B = 205 \text{ zł/GJ}$ . Sprawność przesyłu  $\eta_r = \eta_p = 0,94$  w strefie pozaszczytowej. Dodatkowa roczna produkcja energii elektrycznej wynosi  $A_p = 26 \cdot 10^6 \text{ kW.h}$

$$\text{Stąd: } K_{Ep}^E = 23,2 \cdot 10^6 \text{ [zł/a]}.$$

- c) Efekty uzyskane w wyniku zmniejszenia zużycia paliwa w systemie w okresie szczytowym
- Efekt ten występuje, gdy nie ma deficytu mocy w systemie. Wylicza się go z zależności (16). Przyjmując  $b_{rs} = b_r$ ,  $b_s = b_p$  oraz  $A_s = 6,5 \cdot 10^6 \text{ kW.h}$  otrzymuje się:

$$K_{Es}^E = 5,8 \cdot 10^6 \text{ zł/a}.$$

- d) W przypadku deficytu mocy w systemie wystąpi składowa:  $K_z^E$  - efekty uzyskane w wyniku poprawy pewności zasilania odbiorców przez wzrost mocy rozpatrywanej elektrowni.

Efekt ten wyznaczają się z zależności (19).

Przyjmując:

- jednostkowe koszty strat gospodarczych u odbiorców energii, które wystąpią podczas  $x \geq x_{gr}$  stopnia ograniczenia dostawy, np.  $k_{z,ax} = 50 \text{ zł/kW.h}$  energii nie dostarczonej na np.  $x_{gr} = 20$  stopniu<sup>x)</sup>,
- wzrost mocy elektrowni w szczycie o moc dodatkową  $P_d = 7500 \text{ kW}$ ,
- czas ograniczeń w roku, np. na  $x_{gr} = 20$  stopniu:

$$T_{og,x} = 200 + 300 \text{ h}$$

<sup>x)</sup> Stopień graniczny, tj.  $x_{gr}$  należy do danych wejściowych oceny efektów projektów wyznaczających.



otrzymuje się:

$$K_Z^E = (75 \dots 112,5) 10^6 \text{ [zł/a]}.$$

- e) Efekt w wyniku wzrostu mocy dyspozycyjnej systemu po wzroście mocy rozpatrywanej elektrowni.

Koszt ten można wyznaczyć z zależności (18). Przyjmując ratę kosztów elektrowni  $r_{EL} = 0,16$ ; przeciętny nakład inwestycyjny na jednostkę mocy zainstalowanej w elektrowniach pod uwzględnieniem amortyzacji:  $k_{rZ} = 40000 \text{ zł/kW}$ , uzyskana moc dodatkowa w rozpatrywanej elektrowni  $P_D = 7500 \text{ kW}$ :

$$K_D^E = 48 \cdot 10^6 \text{ [zł/a]}.$$

- f) Efekt w wyniku zmniejszenia kosztów zniszczeń nie występuje:  $K_{zn} = 0$ .

- g) Efekty w wyniku zmniejszenia innych kosztów rocznych;  $K_0$ .

Do tych efektów można zaliczyć poprawę warunków pracy elektrofiltrów i wentylatorów wyciągowych przez obniżenie temperatury spalin wylotowych. Ze względu na brak danych kosztów tych tutaj nie wyznaczono.

- h) Roczne koszty stałe realizacji projektu wynalazczego oszacowano ze wzoru (11). Przyjmując nakład inwestycyjny na modernizację  $K_I = 120 \text{ mln zł}$ ; stopę procentową  $r = 0,09$ ; stawkę amortyzacji  $s = 0,04$ . Ratę kosztów eksploatacyjnych stałych  $e = 0,05$  otrzymuje się:

$$K_R = 21,6 \cdot 10^6 \text{ [zł/a]}$$

Efekt całkowity projektu szacuje się:

- gdy nie występuje deficyt mocy w systemie elektroenergetycznym, tj.

$$w_x = 0:$$

$$K_C^E(b) = 114 \cdot 10^6, \text{ [zł/a]}$$

- gdy występuje deficyt mocy w systemie elektroenergetycznym, tj.  $w_x = 1$ :

$$K_C^E(d) = (134 \dots 172) \cdot 10^6 \text{ [zł/a]}.$$

Przykład niniejszy jest ilustracją przedstawionej metody.

### Podsumowanie

Przedstawione w opracowaniu metodyczne ujęcie sposobu liczenia efektów ekonomicznych projektów wynalazczych poprawiających pewność i jakość odbiorców, jak również zamieszczone przykłady obliczeniowe stanowią propozycje do dalszej dyskusji w gronie specjalistów z tej branży.

Użyte w opracowaniu wskaźniki niezawodnościowe i kosztowe powinny być aktualizowane na bieżąco, np. rocznie przez Ministerstwo Górnictwa i Energetyki.

Obliczeń technicznych, stanowiących punkt wyjścia obliczeń ekonomicznych, nie można uogólnić. Obliczenia techniczne muszą być bowiem dostosowane do rodzaju udoskonalenia (modernizacji, wynalazku) i przeprowadzone stanowymi w praktyce inżynierskiej (naukowo-technicznej) metodami.

### LITERATURA

- [1] Dąbrowski A., Kolińska L., Zaborska D.: Wytyczne obliczania efektów ekonomicznych do ustalania wynagrodzeń za projekty wynalazcze w energetyce. Centrum Informatyki Energetyki, Warszawa 1984.
- [2] Zarządzenie Ministra - kierownika UPNTiW z 31.I.1986 r. w sprawie zasad obliczania efektów stanowiących podstawę do ustalania wynagrodzeń za projekty wynalazcze (Monitor Polski Nr 12 z 7 maja 1986 r., poz.87).
- [3] Ehrenkrentz T.: Wytyczne obliczania efektów stanowiących podstawę do ustalania wynagrodzeń za projekty wynalazcze stosowane w energetyce. Zjednoczenie Energetyki, Warszawa 1975.
- [4] Bargiel J., Goc W.: Opracowanie sposobu liczenia efektów ekonomicznych projektów wynalazczych poprawiających pewność i jakość zasilania odbiorców. Politechnika Śląska, IEiSU, Gliwice 1986 (nie publikowane).
- [5] Bojarski W.: Wytyczne metody szacunku strat powodowanych w zakładach produkcyjnych ograniczeniami w dostawie czynników energetycznych. PAN IPPT, ZPE, Warszawa 1978.
- [6] Sozański J.: Niezawodność urządzeń i układów elektroenergetycznych. PAN, Warszawa 1975.
- [7] Goc W., Mrowiec H., Urban J.: Wskazówki obliczania wskaźników niezawodności przemysłowych sieci elektroenergetycznych. Wyd. Elektroprojekt, Warszawa 1981.
- [8] Popczyk J., Bargiel J., Ciura S., Goc W., Teichman B.: Uzasadniony udział kosztu nieciągłości zasilania w koszcie (ocenie) energii elektrycznej. Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów Pol. Śląskiej, Gliwice 1985 (praca dla CIE w Warszawie).
- [9] Bargiel J., Goc W.: Określenie zawodności węzłów sieci elektroenergetycznej metodą statystyczną. Energetyka 11/84
- [10] Państwowa Dyspozycja Mocy: "Zasady i sposoby postępowania przy ograniczeniach poboru mocy elektrycznej", Warszawa 1980.
- [11] Smczyński J., Luty L., Nowicki B., Makaruk W., Dybowski H.: Podwyższenie sprawności kotłów OP 230 w elektrociepłowni Siekierki. GPiE, Zeszyt Specjalny, 1967.

Recenzent:

doc. dr hab. inż. Jerzy Kulczycki

ПРЕДЛОЖЕНИЕ РАСЧЁТОВ ЭКОНОМИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ ИЗОБРЕТЕНИЙ  
И РАЦИОНАЛИЗАТОРСКИХ ПРЕДЛОЖЕНИЙ ПОПРАВЛЯЮЩИХ НАДЕЖНОСТЬ  
ПИТАНИЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

Р е з ю м е

Представлены методы определения эффектов изобретений в области надёжности питания потребителей из электроэнергетической системы. Предложено два образа действия отдельных электроэнергетических сетей для электростанций. Годовые ожидаемые эффекты изобретений, применяемых в электроэнергетических сетях, определяются как сумма эффектов, полученных из-за уменьшения потерь энергии, роста надёжности питания (уменьшение народнохозяйственного ущерба от перерывов электроснабжения) которая уменьшается о пересчитанные на один год капиталовложения на выполнение проекта. Применяемые в электростанциях изобретения поправляют надёжность питания потребителей из-за роста располагаемой мощности электростанций. Представлены примеры расчёта экономических эффектов для сетей и электростанций.

PROPOSALS OF CALCULATION OF THE ECONOMICAL EFFECT OF INVENTED AND  
RATIONALIZED DESIGN OF THE IMPROVED RELIABILITY OF POWER SUPPLY

S u m m a r y

The mode of the calculation of the economical effect for invented design of power supply reliability is presented. Two method one for the power network and the other power plant are proposed. The annual expectation effect of the adaptation design to the network is determinated by the total effect from the reduction loss of energy and the improvement reliability (the reduction average damages cased to consumers in year by forced outage of power supply). This total effect is decreased the annual cost of the investment for the invented design (the updating and amortization rate of this investment). In the case of the power plant the invented design improve reliability power supply by the increase power output of the power plant and also the availability factor its. The examples of calculation economical effect for the power network and the power plant are presented.



Franciszek MACHNIK

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

## KONSTRUKCJA I BADANIA WŁAŚCIWOŚCI MIERNIKA NATAŻENIA POŁA ELEKTRYCZNEGO O CZĘSTOTLIWOŚCI PRZEMYSŁOWEJ

**Streszczenie.** Przedstawiono istotne dla pomiarów cechy wektora natężenia pola elektrycznego wytwarzanego przez urządzenia elektroenergetyczne wysokiego napięcia: polaryzację eliptyczną, przebieg zmian w czasie modułu wektora i zależność składowych wektora od kierunku w przestrzeni. Opisano stosowane rozwiązania konstrukcji mierników natężenia pola o częstotliwości przemysłowej. Na podstawie analizy właściwości wektora pola opracowano miernik składowych wektora natężenia pola, którego konstrukcję opisano w artykule. Miernik posiada czujnik dwuelektrodowy ze światłowodową transmisją sygnału pomiarowego. W wyniku badań praktycznych wyznaczono najważniejsze właściwości miernika: czułość, wrażliwości na czynniki wpływające, takie jak: oddziaływanie elementów lotoczenia i czujnika pomiarowego, niejednorodność pola, właściwości kierunkowe. W badaniach zastosowano wzorzec natężenia pola i model linii jedoprzewodowej. W artykule podano także wyniki pomiarów natężenia pola wirującego pod linią przesyłową 400 kV.

### 1. Wstęp

Pole elektryczne wytwarzane przez urządzenia elektroenergetyczne wysokiego napięcia, jak stwierdzono już dawno, może mieć szkodliwy wpływ na organizm człowieka. Szkodliwość tego wpływu zależy przede wszystkim od wartości natężenia pola i czasu przebywania człowieka pod wpływem tego pola. Z tego więc względu istotna jest znajomość rozkładu natężenia pola w otoczeniu urządzeń elektroenergetycznych. W praktycznych przypadkach rozkład ten można wyznaczyć jedynie na drodze pomiarowej. Zainteresowanie pomiarami pól elektrycznych rośnie w ostatnim czasie ze względu na wzrost wartości stosowanych napięć w systemach elektroenergetycznych. Dotychczasowe pomiary przeprowadzano najczęściej na wysokości 1,5 lub 1,8 m nad powierzchnią ziemi, wyznaczając natężenie pola w kierunku prostopadłym do tej powierzchni. Rozpowszechnianie się prowadzenia prac konserwacyjnych pod napięciem stwarza również potrzebę wyznaczania natężenia pola bezpośrednio w pobliżu przewodów roboczych pod napięciem.

Uwzględniając aktualne potrzeby w zakresie przeprowadzania pomiarów natężenia pola elektrycznego w otoczeniu urządzeń elektroenergetycznych opracowano miernik natężenia pola z czujnikiem kierunkowym i zbadano jego właściwości.

## 2. Właściwości lokalne wektora natężenia pola elektrycznego urządzeń elektroenergetycznych

Ogólne wiadomości na temat pola elektrycznego wytwarzanego przez urządzenia elektroenergetyczne wysokiego napięcia można znaleźć w pracy [1]. Ze względów praktycznych wielkością najbardziej interesującą jest natężenie pola elektrycznego, nie zaś potencjał tego pola. Ewentualna szkodliwość pola dla organizmów żywych jest związana właśnie z wartością natężenia pola oddziałującego na te organizmy - [8]. W artykule zrezygnowano więc z rozpatrywania zagadnień związanych z pomiarem potencjału pola.

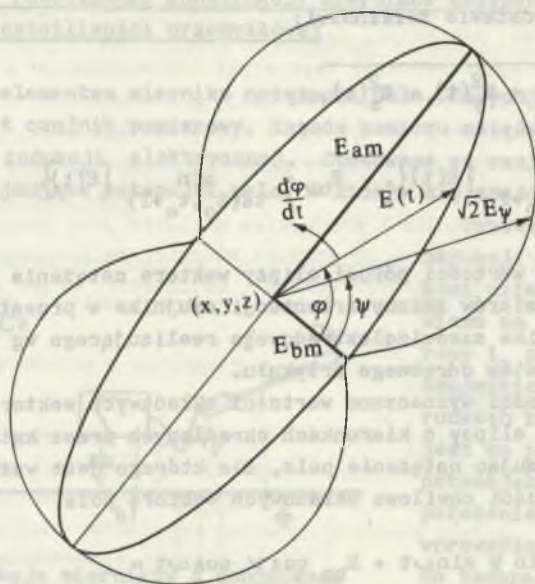
Założmy, że pole elektryczne jest wytwarzane przez urządzenia elektroenergetyczne trójfazowe o potencjałach przewodów roboczych sinusoidalnie zmiennych o pulsacji  $\omega$ . Wówczas w prostokątnym układzie współrzędnych składowe wektora pola wynoszą:

$$E_{\alpha}(x, y, z, t) = E_{m\alpha}(x, y, z, t) \sin[\omega t + \varphi_{\alpha}(x, y, z)], \quad \alpha = x, y, z.$$

W przypadku ogólnym fazy początkowe tych składowych w danym punkcie przestrzeni są różne i zależne od współrzędnych  $(x, y, z)$  tego punktu. W pracy [1] wykazano, że wektor pola o takich składowych jest wektorem wirującym, którego koniec zakreśla w ciągu jednego okresu elipsę - rys. 1. Długości półosi dużej elipsy oznaczono przez  $E_{am}$ , a półosi małej -  $E_{bm}$ . Półosie elipsy (długości i kierunki w przestrzeni) wyznaczają jednoznacznie wirujący wektor natężenia pola, co należy wziąć pod uwagę podczas pomiarowego wyznaczania rozkładu pola.

Zbadano dalej zmianę w czasie modułu wektora pola i zmianę składowych tego wektora w płaszczyźnie elipsy. W dalszych rozważaniach pole wirujące eliptyczne przedstawiono jako superpozycję (przy założeniu ośrodka liniowego i izotropowego) dwóch pól pulsujących, sinusoidalnie zmiennych o kierunkach półosi dużej i małej oraz przesuniętych w czasie o ćwierć okresu:

$$E(x, y, z, t) = \sqrt{E_{am}^2 \sin^2(\omega t) + E_{bm}^2 \cos^2(\omega t)}. \quad (1)$$



Rys. 1. Elipsa i składowe wektora natężenia pola elektrycznego

Fig. 1. Ellipse and electric field intensity vector components

Zależność modułu tego wektora od czasu jest następująca (tam, gdzie nie jest to konieczne, nie notowano dalej współrzędnych  $(x, y, z)$  punktu, w którym jest rozpatrywane pole):

$$|E(t)| = \sqrt{E_{am}^2 \sin^2 \omega t + E_{bm}^2 \cos^2 \omega t} =$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{E_{am}^2 + E_{bm}^2 - (E_{am}^2 - E_{bm}^2) \cos 2\omega t}.$$

(2)

Wartości maksymalna i minimalna przebiegu w czasie modułu wektora  $|E(t)|$  są równe długościom  $E_{am}$  i  $E_{bm}$  półosi elipsy. Zależność ta może być wykorzystana w konstrukcji czujnika pomiarowego natężenia pola spolaryzowanego eliptycznie. Czujnik taki powinien wytwarzać trzy sygnały pomiarowe proporcjonalne do wartości chwilowych trzech wzajemnie prostopadłych składowych wektora natężenia pola  $E_{\alpha}(t)$ ,  $\alpha = x, y, z$ . Sygnał proporcjonalny do wartości chwilowej modułu wektora pola oraz sygnały proporcjonalne do długości



półosi elipsy tego wektora można otrzymać, realizując przetwarzanie analogowe sygnałów na podstawie zależności:

$$E(t) = \sqrt{E_x^2(t) + E_y^2(t) + E_z^2(t)}, \quad (3)$$

$$E_{am} = \max_{t \in (t_0, t_0+T)} \{E(t)\}, \quad E_{bm} = \min_{t \in (t_0, t_0+T)} \{E(t)\}.$$

Taki sposób pomiaru wartości półosi elipsy wektora natężenia pola nie wymagałby w czasie pomiarów zmiany orientacji czujnika w przestrzeni. Analiza i konstrukcja czujnika sześcioelektrodowego realizującego wg przedstawionego sposobu będą tematem odrębnego artykułu.

W dalszej kolejności wyznaczono wartości składowych wektora natężenia pola w płaszczyźnie elipsy o kierunkach określonych przez kąt  $\psi$ , zaznaczony na rys. 1. Przyjmując natężenie pola, dla którego jest ważna zależność (1), obliczono wartości chwilowe składowych wektora pola:

$$\begin{aligned} E_\psi(t) &= E_{am} \sin \psi \sin \omega t + E_{bm} \cos \psi \cos \omega t = \\ &= (E_{am}^2 \sin^2 \psi + E_{bm}^2 \cos^2 \psi)^{1/2} \sin \left[ \omega t + \arctg \left( \frac{E_{bm}}{E_{am}} \operatorname{ctg} \psi \right) \right]. \end{aligned}$$

Wartości chwilowe składowych zmieniają się w czasie sinusoidalnie, a wartość skuteczną tych składowych wynosi:

$$E_\psi = \frac{1}{2} \sqrt{E_{am}^2 + E_{bm}^2 - (E_{am}^2 - E_{bm}^2) \cos 2\psi}. \quad (4)$$

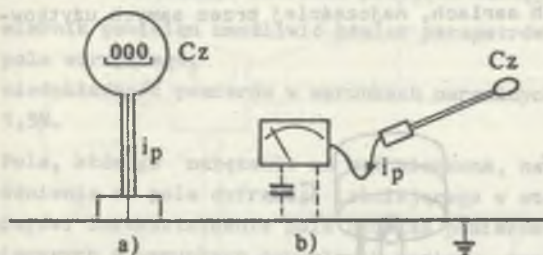
Na rys. 1 zaznaczono wektor o długości  $\sqrt{2} E_\psi$ , reprezentujący składową w kierunku  $\psi$ . Końce takich wektorów dla wszystkich kierunków w płaszczyźnie elipsy tworzą krzywą 1 pokazaną na rysunku. W przypadkach granicznych, kiedy pole ma polaryzację kołową, krzywa ta przechodzi w okrąg, a dla pola o polaryzacji liniowej - w dwa styczne okręgi. Wartości skuteczne składowych w kierunkach półosi dużej i małej oznaczono przez  $E_a$  oraz  $E_b$ .

Zastosowanie do pomiaru natężenia pola miernika z czujnikiem kierunkowym, mierzącego składową natężenia pola w określonym kierunku, umożliwia wyznaczenie półosi elipsy w następujący sposób: płaszczyzna elipsy jest prostopadła do kierunku, dla którego wskazanie miernika jest zerowe; wskazania minimalne i maksymalne w płaszczyźnie elipsy wyznaczają małą i dużą półosi elipsy. Orientacje czujnika dla tych wskazań wyznaczają jednocześnie kierunki półosi w przestrzeni.

### 3. Stosowane rozwiązania konstrukcji mierników natężenia pola elektrycznego o częstotliwości przemysłowej

Podstawowym elementem miernika natężenia pola, decydującym o jego właściwościach, jest czujnik pomiarowy. Zasada pomiaru natężenia pola jest oparta na zjawisku indukcji elektrycznej. Stosowane są czujniki uziemione oraz izolowane, przyjmujące potencjał pola, w którym się znajdują.

Typowe rozwiązania konstrukcji mierników z czujnikami uziemionymi przedstawiono na rys. 2. Prąd pomiarowy  $i_p$  płynie pomiędzy czujnikiem i ziemią. W warunkach normalnych pomiaru jest on proporcjonalny do potencjału pola w miejscu położenia czujnika przed wprowadzeniem tego czujnika do badanego pola. Bezpośredni odczyt natężenia pola wymaga założeń dotyczących geometrii pola. Zakła-



Rys. 2. Konstrukcje mierników z czujnikami uziemionymi

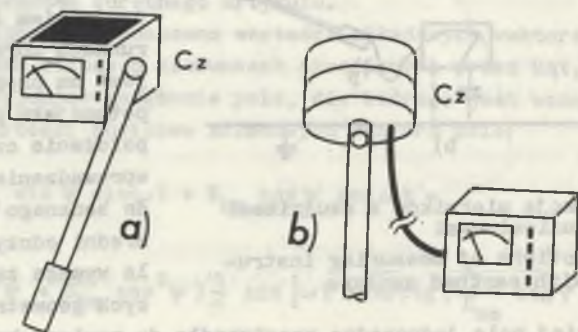
Fig. 2. Constructions of measuring instruments with earthed sensors

da się najczęściej pole jednorodne prostopadłe do powierzchni ziemi. Miernik z czujnikiem kulistym pokazany na rys. 2a był opracowany i wykonany na Politechnice Śląskiej w Gliwicach. Wskazania cyfrowe na wyświetlaczu elektroluminescencyjnym nie są dostatecznie czytelne (z większej odległości (osoba dokonująca pomiaru nie może się znajdować blisko czujnika, by nie zakłócała rozkładu pola). Rozwiązanie konstrukcyjne podobne do przedstawionego na rys. 2b mają mierniki typu ME-2, opracowane na Politechnice Wrocławskiej i mierniki typu NFM1, produkowane w VE Kombinat PRACITRONIC Dresden, DDR - [7]. Czujniki uziemione mają szereg wad: dużą niedokładność (10-20%), ograniczenie miejsca pomiarów do obszarów przy powierzchni ziemi, konieczność ustawienia na określonej wysokości nad powierzchnią ziemi, dużą wrażliwość na czynniki wpływające (np. niejednorodność i kierunek pola), trudności we wzorcowaniu. Obliczanie czułości na podstawie modelu matematycznego czujnika kulistego, proponowany w pracy [1], prowadzi do kilkunastoprocentowych błędów z powodu nieuwzględnienia istnienia koniecznego połączenia elektrycznego czujnika z ziemią i oddziaływania ziemi (wniosek z obliczeń numerycznych dla czujnika kulistego podpartego przewodzącym prętem).

Pomiary natężenia pola z dala od powierzchni ziemi wymagają zastosowania czujników izolowanych od ziemi. Czujniki takie posiadają co najmniej dwie elektrody pomiarowe, pomiędzy którymi przepływa prąd przetwarzany w układach elektronicznych czujnika we wskazanie natężenia pola, najczęściej za pomocą przetwornika analogowego umieszczonego wewnątrz czujnika. Stosowa-



ne czujniki mają różne kształty: kuliste, prostopadłościennie, nieregularne - [6]. Na rys. 3a pokazano czujnik prostopadłościenny zamocowany przegubowo na dielektrycznej rękojeści. Czujnik o takiej konstrukcji był opracowany w Zakładach Pomiarowo-Badawczych Energetyki "ENERGOPOMIAR" w Gliwicach. Stosowany w pracy [9] miernik ma podobny czujnik o wymiarach 145x105x82 mm. Na rys. 3b pokazano miernik z czujnikiem o kształcie walcowym, z którego sygnał jest transmitowany za pomocą światłowodu do zewnętrznego układu odczytu wskazań. Miernik był opracowany i wykonany na Politechnice Śląskiej. Według rozeznań autora miernik z czujnikiem kulistym jest stosowany w Instytucie Energetyki w Warszawie. Za granicą mierniki są produkowane w pojedynczych egzemplarzach lub w małych seriach, najczęściej przez samych użytkowników.



Rys. 3. Konstrukcje mierników z czujnikami izolowanymi

Fig. 3. Constructions of measuring instruments with insulated sensors

W pracy [6] porównano mierniki różnych typów. Różnice ich wskazań w tych samych warunkach pomiarowych sięgały 25% (badania w polu dwóch równoległych elektrod kwadratowych). Różnice te wynikają z różnych warunków wzorcowania dla poszczególnych mierników, ich wrażliwości na czynniki wpływające i różnic konstrukcyjnych. W literaturze mało jest danych na temat wrażliwości mierników na czynniki wpływające, takie jak: niejednorodność i kierunek pola, zbliżenie elementów otoczenia, człowieka, warunki atmosferyczne. Nie spotykano także opracowań dotyczących pomiaru wartości charakteryzujących wektor natężenia pola wirującego. Dotychczasowe pomiary w otoczeniu urządzeń elektroenergetycznych ograniczały się najczęściej do wyznaczania natężenia pola w kierunku prostopadłym do powierzchni ziemi na wysokości 1,5 lub 1,8 m, mimo iż polaryzacja eliptyczna pola na tych wysokościach już wyraźnie występuje.

Przedstawiony stan techniki pomiarowej natężenia pola elektrycznego o częstotliwości przemysłowej i aktualna potrzeba dokładniejszych pomiarów



pola wirującego uzasadniają celowość prowadzenia prac badawczych nad nowymi konstrukcjami mierników oraz analizy właściwości metrologicznych tych mierników.

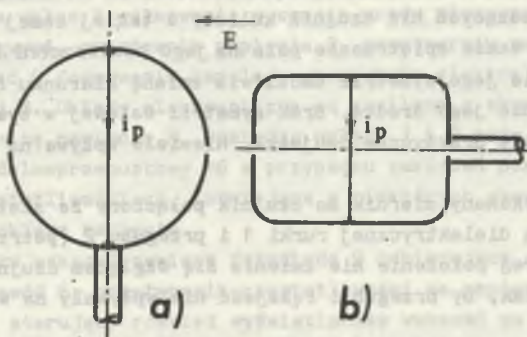
#### 4. Konstrukcja miernika natężenia pola elektrycznego z dwuelektrodowym czujnikiem kierunkowym

Podczas konstrukcji miernika przyjęto następujące założenia:

- 1) miernik powinien umożliwić pomiar parametrów elipsy wektora natężenia pola wirującego,
- 2) niedokładność pomiarów w warunkach normalnych powinna być mniejsza od 1,5%.

Pole, którego natężenie ma być mierzone, nazwano polem pierwotnym dla odróżnienia od pola dyfrakcji istniejącego w otoczeniu czujnika w czasie pomiarów. Zniekształcenie pola podczas pomiarów nie jest przyczyną błędów pomiarowych w warunkach normalnych pomiaru, ponieważ zostało ono uwzględnione w procesie wzorcowania miernika.

Zastosowanie w mierniku czujnika kierunkowego umożliwia pomiar parametrów elipsy pola w sposób podany w p. 2. Czujnik powinien przetwarzać natężenie pola pierwotnego w kierunku swojej osi geometrycznej. Składowe natężenia pola w kierunku prostopadłym do tej osi powinny dawać zerowy sygnał pomiarowy czujnika. Taką sytuację może zapewnić czujnik kulisty z elektrodami w kształcie półkul (rys. 4a) lub czujnik w kształcie walcowym, pokazanym na rys. 4b. W rozwiązaniach praktycznych czujnik jest podtrzymywany w czasie pomiarów za pomocą pręta lub rurki izolacyjnej. Podparcie może być przyczyną znacznego pogorszenia właściwości czujnika z następujących powodów: zachwia-

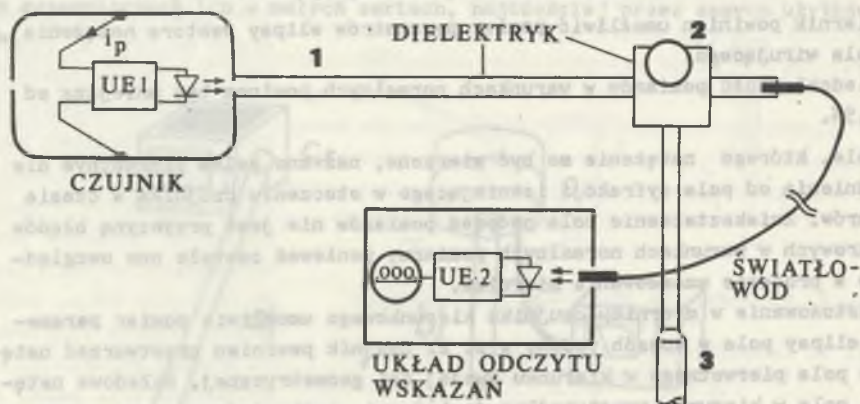


Rys. 4. Kształty elektrod i sposoby podparcia czujników kierunkowych

Fig. 4. Shape of electrodes and methods of supporting directional sensors

nia symetrii geometrycznej czujnika, innej deformacji pola w czasie pomiarów niż w czasie wzorcowania i z powodu odprowadzania ładunków elektrycznych z czujnika do ziemi.

Aby czujnik nie przetwarzał składowych natężenia pola prostopadłych do jego osi, powinien być podparty w sposób pokazany na rys. 4a lub 4b. W obu przypadkach, gdy pole pierwotne ma kierunek zaznaczony na rysunku, ładunki zgromadzone na każdej elektrodzie mają w każdej chwili wartości zerowe. Nie płynie więc prąd pomiarowy  $i_p$ .



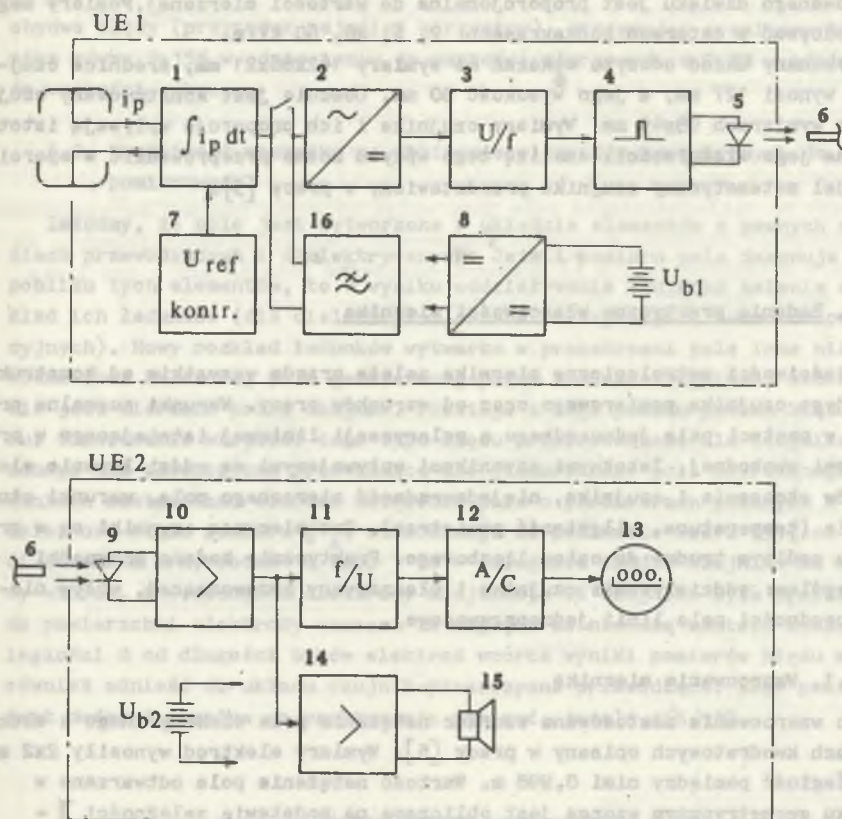
Rys. 5. Konstrukcja miernika z czujnikiem kierunkowym

Fig. 5. Construction of measuring instrument with directional sensor

W opracowanym mierniku przyjęto rozwiązanie przedstawione na rys. 5. Czujnik w kształcie walcowym, jak wykazano w pracy [5], może mieć przy odpowiedniej proporcji wymiarów mniejszą wrażliwość na zbliżenie do płaskich powierzchni przewodzących niż czujnik kulisty o takiej samej czułości. Mniejsze może być także spiętrzenie pola na jego powierzchni. Podparcie czujnika w płaszczyźnie jego symetrii umożliwia zmianę kierunku osi czujnika bez zmiany położenia jego środka. Brak symetrii osiowej w tym przypadku, jak wykazały badania praktyczne czujnika, niewiele wpływa na właściwości miernika.

Opracowany i wykonany miernik ma czujnik połączony ze statywem lub rękocią 3 za pomocą dielektrycznej rurki 1 i przegubu 2 (patrz rys. 5). Długość rurki 1, której położenie nie zmienia się względem czujnika, ustalono eksperymentalnie tak, by przegub i rękocię nie wpływały na wskazania miernika.

Sygnal pomiarowy z czujnika jest transmitowany do układu odczytu wskazań za pomocą światłowodu, co zapewnia wymaganą izolację elektryczną czujnika. Takie rozwiązanie umożliwia odczyt wskazań przy dowolnym położeniu czujnika. Schemat blokowy układu elektronicznego miernika pokazano na rys.6.



Rys. 6. Schemat blokowy układu elektronicznego miernika

Fig. 6. Block diagram of the electronic system of the measuring instrument

Czujnik zawiera układ 1 całkowania w czasie prądu płynącego pomiędzy elektrodami pomiarowymi, prostownik napięcia 2, przetwornik napięcia na częstotliwość 3, układ 4 formowania impulsów sterowania elektroluminescencyjnej diody nadawczej 5. Układy elektroniczne są zasilane z akumulatorków poprzez przetwornicę napięcia 8. Pomiedzy układy 1 i 2 może być włączony dodatkowo filtr dolnoprzepustowy 16 w przypadku zakłóceń pomiarów przez pola o wyższych częstotliwościach, istniejące w niektórych obszarach stacji rozdzielczych wysokiego napięcia.

Układ odczytu wskazań zawiera fotodiode 9 odbierającą sygnał z czujnika poprzez światłowód 6, przetwornik częstotliwości na napięcie stałe 11, przetwornik A/C 12 sterujący również wyświetlaniem wskazań na wyświetlaczu ciekłokrystalicznym 13. Miernik posiada układ kontroli działania 7 pozwalający sprawdzić poprawność pracy całego toru przetwarzania i układ sygnalizacji akustycznej wskazań, ułatwiający przeprowadzanie pomiarów. Częstotliwość



emitowanego dźwięku jest proporcjonalna do wartości mierzonej. Pomiaru mogą się odbywać w czterech podzakresach: 2, 6, 20, 60 kV/m.

Wykonany układ odczytu wskazań ma wymiary 142x86x21 mm, średnica czujnika wynosi 127 mm, a jego wysokość 80 mm. Obecnie jest konstruowany czujnik o wymiarach 98x49 mm. Wymiary czujnika i ich proporcja wpływają istotnie na jego właściwości. Analizę tego wpływu można przeprowadzić w oparciu o model matematyczny czujnika przedstawiony w pracy [5].

## 5. Badania praktyczne właściwości miernika

Właściwości metrologiczne miernika zależą przede wszystkim od konstrukcji jego czujnika pomiarowego oraz od warunków pracy. Warunki normalne przyjęto w postaci pola jednorodnego o polaryzacji liniowej istniejącego w przestrzeni swobodnej. Istotnymi czynnikami wpływającymi są oddziaływanie elementów otoczenia i czujnika, niejednorodność mierzonego pola, warunki otoczenia (temperatura, wilgotność powietrza). Dwa pierwsze czynniki są w przypadku ogólnym trudne do opisu liczbowego. Praktycznie badano przypadki szczególne: oddziaływanie czujnika i płaszczyzny przewodzącej, wpływ niejednorodności pola linii jednoprzewodowej.

### 5.1. Wzorcowanie miernika

Do wzorcowania zastosowano wzorzec natężenia pola elektrycznego o elektrodach kwadratowych opisany w pracy [5]. Wymiary elektrod wynosiły 2x2 m, a odległość pomiędzy nimi 0,998 m. Wartość natężenia pola odtwarzana w środku geometrycznym wzorca jest obliczana na podstawie zależności  $\tilde{E} = 0,993 U/h_0$  ( $U$  - zmierzone napięcie pomiędzy elektrodami wzorca,  $h_0$  - odległość pomiędzy nimi), a błąd graniczny wzorca wynosi 0,65% (na podstawie pracy [5]). Czujnik pomiarowy miernika był umieszczony podczas wzorcowania nieruchomo na statywie w środku geometrycznym wzorca, osią równoległą do kierunku linii sił pola. Takie warunki wzorcowania odpowiadają praktycznie warunkom normalnym pomiaru. W czasie wzorcowania zmieniano natężenie pola w granicach od 0,2 do 2 kV/m. Ze względów technicznych nie przeprowadzono wzorcowania dla większych wartości natężeń pola.

Błędy względne  $\gamma_E$  miernika obliczono na podstawie wartości natężenia pola  $\tilde{E}$  odtwarzanej przez wzorzec i wskazań miernika  $E$ :

$$\gamma_E = \frac{E - \tilde{E}}{\tilde{E}} \cdot 100\% \quad (5)$$

Największa wartość błędów wynosiła 0,5%. Wskazanie wzorca jest jednak obarczone stosunkowo dużym błędem 0,65%. Nie można więc przyjąć tego wskazania w tym wypadku za wartość prawdziwą natężenia pola. Dodano w tej sytuacji

obydwa błędy (przypadek najmniej korzystny), otrzymując graniczny błąd miernika równy 1,15% w odniesieniu do wartości mierzonej, a 0,8% w odniesieniu do wartości zakresu.

## 5.2. Wrażliwość miernika na zbliżenie elementów zewnętrznych do czujnika pomiarowego

Założmy, że pole jest wytworzone w układzie elementów o pewnych właściwościach przewodzących i dielektrycznych. Jeżeli pomiaru pola dokonuje się w pobliżu tych elementów, to w wyniku oddziaływania czujnika zmienia się rozkład ich ładunków (dla dielektryków zmiana polaryzacji i ładunków polaryzacyjnych). Nowy rozkład ładunków wytwarza w przestrzeni pole inne niż pierwotne (bez składowej pola generowanej przez ładunki czujnika), które obecnie jest mierzone przez czujnik. Powstaje z tego powodu pewien błąd pomiaru. Oszacowanie wartości tego typu błędów przeprowadzono dla czujnika położonego nad płaszczyzną przewodzącą dla jednorodnego pola pierwotnego. W badaniach zastosowano wzorec natężenia pola o parametrach podanych w p. 5.1. Zależność błędu pomiaru  $\gamma_z$ , obliczanego na podstawie wzoru (5), od wartości stosunku  $d/h$ , podano w tab. 1 ( $d$  - odległość środka czujnika od elektrody wzorca,  $h$  - wysokość elektrody czujnika). Oś czujnika była prostopadła do powierzchni elektrody wzorca. Ze względu na niedużą wartość stosunku odległości  $d$  od długości boków elektrod wzorca wyniki pomiarów błędów można również odnieść do układu czujnik-płaszczyzna przewodząca. Błąd pomiaru jest dodatni i można go praktycznie pominąć, jeżeli  $d/h > 10$ .

Tabela 1

Wartości błędów miernika  
spowodowanych zbliżeniem czujnika do płaszczyzny przewodzącej

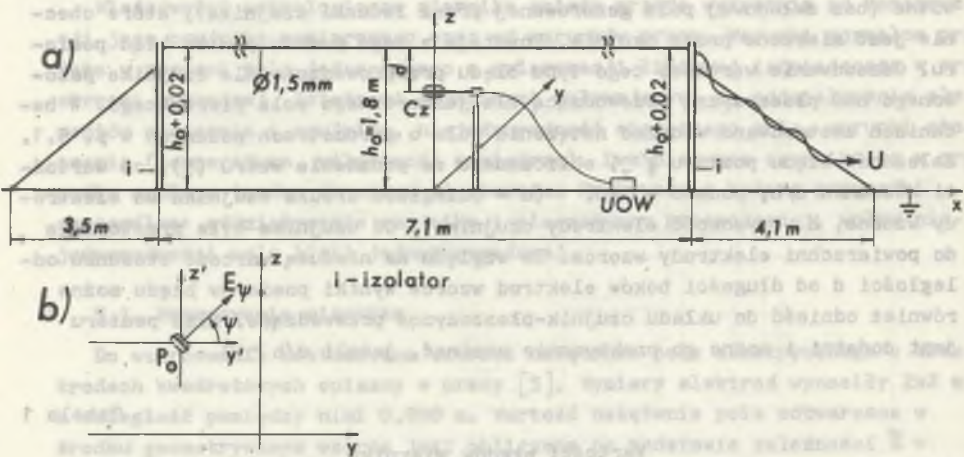
$d/h$	1,75	2	2,5	3	4	5	7	10
$\gamma_z$ [%]	12,0	8,1	4,6	2,9	1,3	0,7	0,1	0,1

Jeżeli powierzchnie elementów otoczenia czujnika mają dowolny kształt, to analiza ilościowa błędów związanego z efektem zbliżenia jest praktycznie niemożliwa. Dodatkowo w polu niejednorodnym występuje składnik błędów spowodowany tą niejednorodnością. W przypadku dielektryków znajdujących się w pobliżu czujnika błędy pomiarowe są mniejsze niż w przypadku przewodników - ładunki polaryzacyjne są równe ładunkom na powierzchniach przewodzących, gdy  $\epsilon \rightarrow \infty$  (dla tych samych warunków zewnętrznych).



## 5.3. Badanie czujnika w polu niejednorodnym linii jedнопrzewodowej

Badania przeprowadzono w układzie modelu fizycznego linii jedнопrzewodowej o wymiarach podanych na rys. 7. Przewód linii był pod napięciem 2 kV w stosunku do ziemi. Przeprowadzono pomiary między innymi w punktach położonych na osi z przyjętego układu współrzędnych prostokątnych (patrz rys. 7). Wyniki pomiarów są odnoszone do położenia środka geometrycznego czujnika. Ze względu na niejednorodność pola duży wpływ na wynik pomiaru ma niedokładność ustawienia czujnika w punkcie pomiarowym o zadanych współrzędnych. Na przykład w odległości 0,2 m od przewodu natężenie pola na osi z pod linią zmienia swoją wartość o 0,5% na odcinku 1 mm.



Rys. 7. Układ pomiarowy czujnika w polu linii jedнопrzewodowej

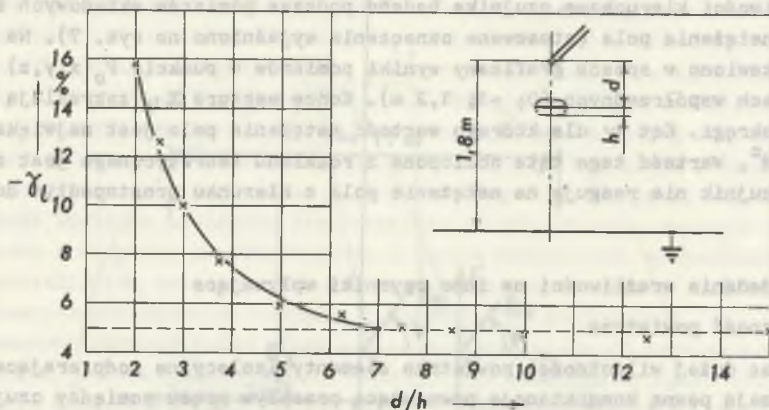
Fig. 7. Meter circuit of the sensor in the field of the single-conductor transmission line

Otrzymane wyniki pomiarów porównano z rozkładem teoretycznym natężenia pola linii jedнопrzewodowej o nieskończonej długości. Na rys. 8 przedstawiono względne różnice zmierzonych wartości natężenia  $\bar{E}_z$  i obliczonych  $E_z$ :

$$\gamma_1 = \frac{\bar{E}_z - E_z}{E_z} \cdot 100\%$$

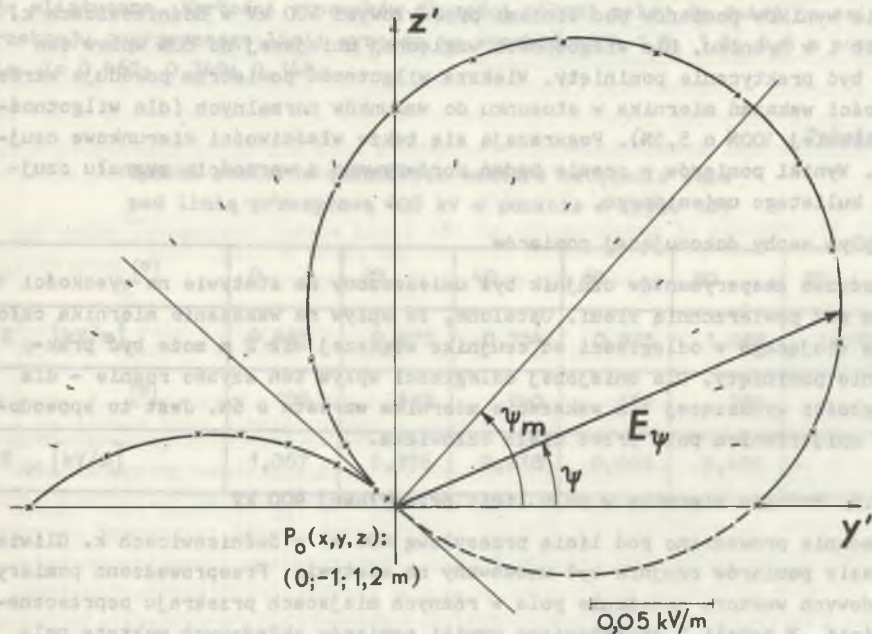
Stała wartość  $\gamma_1 = -4,9\%$  dla  $d/h > 9$  może wynikać przede wszystkim ze skończonej długości przewodu linii, błęd pomiaru wysokości zawieszenia przewodu oraz nierówności terenu pod linią. Wyznaczenie wpływu skończonej długości linii na wartości natężenia pola wymaga dalszych badań. Dla małych odległości czujnika od linii wzrost bezwzględnej wartości  $\gamma_1$  jest spowodowany niejednorodnością pola i wzajemnym oddziaływaniem czujnika i przewodu linii.





Rys. 8. Wartości względne wyników pomiarów pod linią jedнопроводową odniesione do rozkładu teoretycznego pola

Fig. 8. Relative values of the results of measurements under the single-conductor transmission line referred to the theoretical field distribution



Rys. 9. Wyniki pomiarów składowych wektora pola pod linią jedнопроводową

Fig. 9. Results of measurements of the field vector components under the single-conductor transmission line

Właściwości kierunkowe czujnika badano podczas pomiarów składowych  $E_{\psi}$  wektora natężenia pola (stosowane oznaczenia wyjaśniono na rys. 7). Na rys. 9 przedstawiono w sposób graficzny wyniki pomiarów w punkcie  $P_0(x, y, z)$  o wartościach współrzędnych  $(0; -1; 1,2 \text{ m})$ . Końce wektora  $E_{\psi}$  zakreślają dwa styczne okręgi. Kąt  $\psi$  dla którego wartość natężenia pola jest największa, wynosi  $48^{\circ}$ . Wartość tego kąta obliczona z rozkładu teoretycznego jest równa  $49,4^{\circ}$ . Czujnik nie reaguje na natężenie pola o kierunku prostopadłym do jego osi.

#### 5.4. Badania wrażliwości na inne czynniki wpływające

##### 1) Wilgotność powietrza

Podczas dużej wilgotności powietrza elementy izolacyjne podpierające czujnik mają pewną konduktancję powodującą przepływ prądu pomiędzy czujnikiem a ziemią. Całkowity ładunek na powierzchni elektrod czujnika nie jest wtedy równy zeru, co zmienia dyfrakcję pola na tej powierzchni w stosunku do warunków normalnych i w efekcie także sygnał pomiarowy czujnika. Zmiana własności elektrycznych materiału podparcia powoduje także dodatkową deformację pola w otoczeniu czujnika, nie uwzględnianą w procesie wzorcowania.

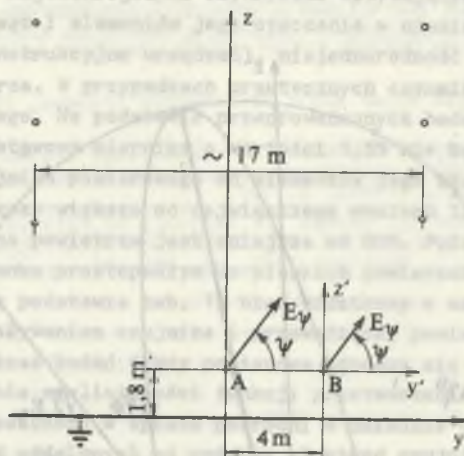
Oszacowanie wpływu wilgotności na błąd miernika przeprowadzono na podstawie wyników pomiarów pod liniami przesyłowymi 400 kV w Sośnicowicach k. Gliwic i w Rybniku. Dla wilgotności względnej mniejszej od 80% wpływ ten może być praktycznie pominięty. Większa wilgotność powietrza powoduje wzrost wartości wskazań miernika w stosunku do warunków normalnych (dla wilgotności bliskiej 100% o 5,5%). Pogarszają się także właściwości kierunkowe czujnika. Wyniki pomiarów w czasie badań porównywano z wartością sygnału czujnika kulistego uziemionego.

##### 2) Wpływ osoby dokonującej pomiarów

Podczas eksperymentów czujnik był umieszczony na statywie na wysokości 1,8 m nad powierzchnią ziemi. Ustalono, że wpływ na wskazanie miernika człowieka stojącego w odległości od czujnika większej niż 2 m może być praktycznie pominięty. Dla mniejszej odległości wpływ ten szybko rośnie - dla odległości wynoszącej 1 m wskazanie miernika wzrasta o 6%. Jest to spowodowane spiętrzeniem pola przez ciało człowieka.

#### 5.5. Badania miernika w polu linii przesyłowej 400 kV

Badania prowadzono pod linią przesyłową 400 kV w Sośnicowicach k. Gliwic. W czasie pomiarów czujnik był umocowany na statywie. Przeprowadzono pomiary składowych wektora natężenia pola w różnych miejscach przekroju poprzecznego linii. W tabeli 2 przestawiono wyniki pomiarów składowych wektora pola w kierunkach określonych przez kąt  $\psi$  i w punkcie A o położeniu podanym na rys. 10. Wykres graficzny wartości amplitud składowych w punkcie B podano na rys. 11. Dorysowano również elipsę wektora natężenia pola.



Rys. 10. Położenie czujnika pomiarowego pod linią przesyłową 400 kV  
 Fig. 10. Position of sensor under the 400 kV transmission line

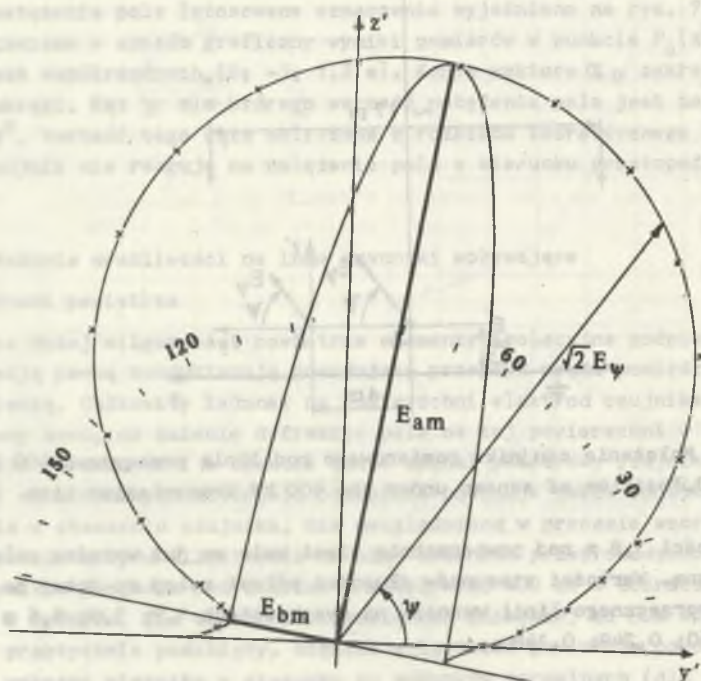
Na wysokości 1,8 m nad powierzchnią ziemi pole ma już wyraźną polaryzację eliptyczną. Wartości stosunków długości półosi maleją do dużej na osi przekroju poprzecznego linii wynoszą na wysokościach 1,8; 1,0; 0,6 m odpowiednio 0,460; 0,249; 0,148.

Tabela 2

Wyniki pomiarów składowych wektora natężenia pola pod linią przesyłową 400 kV w punkcie A (rys. 10)

$\psi$ [°]	0	20	40	60	80	90
$E_{\psi}$ [kV/m]	0,495	0,572	0,754	0,925	1,058	1,076
$\psi$ [°]	100	120	140	160	180	
$E_{\psi}$ [kV/m]	1,067	0,976	0,818	0,600	0,495	





Rys. 11. Wyniki pomiarów składowych wektora pola pod linią przesyłową 400kV w punkcie B z rys. 10:

$$E_a = 1,604 \text{ kV/m}, \quad E_b = 0,292 \text{ kV/m}$$

Fig. 11. Results of measurements of the field vector components under the 400 kV transmission line in the point B (fig. 10):

$$E_a = 1,604 \text{ kV/m}, \quad E_b = 0,292 \text{ kV/m}$$

## 6. Wnioski

Parametrami charakteryzującymi wektor natężenia pola elektrycznego urządzeń elektroenergetycznych wysokiego napięcia są w ogólnym przypadku długości i kierunki w przestrzeni półosi elipsy tego wektora. Do pomiaru tych parametrów, szczególnie pod liniami przesyłowymi, można zastosować miernik z czujnikiem kierunkowym natężenia pola. Wystarczająco dobre (ze względu na aktualne potrzeby) właściwości miernika zapewnia rozwiązanie konstrukcyjne zawierające dwuelektrodowy czujnik natężenia pola w kształcie walcowym, z którego sygnał pomiarowy jest transmitowany poprzez światłowód do układu cyfrowego odczytu wskazań.

Na wartość błędów podstawowego miernika (w warunkach normalnych - pole jednorodne w przestrzeni swobodnej) w dużym stopniu wpływa niedokładność

jego wzorcowania. Najważniejszymi czynnikami wpływającymi są: oddziaływanie czujnika pomiarowego i elementów jego otoczenia w czasie pomiarów (źródła pola, elementy konstrukcyjne urządzeń), niejednorodność mierzonego pola i wilgotność powietrza. W przypadkach praktycznych czynniki te są trudne do opisanie ilościowego. Na podstawie przeprowadzonych badań można przyjąć, że założony błąd podstawowy miernika o wartości 1,5% nie będzie przekroczony, gdy odległość czujnika pomiarowego od elementów jego otoczenia w czasie pomiarów jest pięć razy większa od największego wymiaru liniowego czujnika, a wilgotność względna powietrza jest mniejsza od 80%. Podczas pomiarów natężenia pola w kierunku prostopadłym do płaskich powierzchni przewodzących można określić (na podstawie tab. 1) błąd dodatkowy o wartości dodatniej spowodowany oddziaływaniem czujnika i przewodzącej powierzchni.

Wyznaczone podczas badań błędy pomiarowe odnoszą się do zakresu pomiarowego 2 kV/m. Badanie nieliniowości funkcji przetwarzania czujnika dla zakresu 20 kV/m przeprowadzono w sposób pośredni w układzie dwóch płaskich równoległych elektrod oddalonych od podstaw elektrod czujnika o 0,02 m i zasilanych napięciem o częstotliwości 50 Hz i wartości skutecznej do 2,5 kV. Otrzymano w ten sposób na powierzchni elektrod czujnika natężenia pola do wartości 60 kV, odpowiadające maksymalnemu splętrzeniu pola na powierzchni czujnika podczas pomiarów pola o natężeniu 20 kV/m w warunkach normalnych (na podstawie pracy [5]). Nieliniowość zmian wskazań miernika w czasie badań wynosiła 0,4% (w odniesieniu do największego wskazania). Na tej podstawie błąd podstawowy miernika o wartości 1,5% można także odnieść do zakresu pomiarowego 20 kV/m. Badania nieliniowości funkcji przetwarzania czujnika będą także przeprowadzone dla większych wartości natężeń pól w powiązaniu ze zmianą wilgotności powietrza. Przyczyną nieliniowości może być wówczas jonizacja powietrza w pobliżu elektrod czujnika.

#### LITERATURA

- [1] Baron B.: Pole elektryczne linii przesyłowych trójfazowych najwyższych napięć. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl., s. Elektryka, z. 73, Gliwice 1980
- [2] Baron B., Groszko M., Handzlik S.: Sonda kulowa do pomiaru potencjału i natężenia pola elektrycznego o częstotliwości 50 Hz. Przegląd Elektrotechniczny 5/1981, ss. 185-186
- [3] Feser K., Pfaff W.: Potential Free Spherical Sensor for the Measurement of Transient Electric Fields. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 10, October 1984, pp. 2904-2911.
- [4] Machnik F.: Izmieriteli elektriczeskovo polia niskoj czastoty i elektrostaticzeskovo polia. II Międzynarodowa Konferencja SEW, Płowdiw-Bułgaria, październik 1984.
- [5] Machnik F.: Analiza właściwości i konstrukcja czujnika pola elektrycznego quasistacjonarnego oraz problemy jego wzorcowania. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1986.

- [6] Mesures des champs electriques a proximite des ouvrages a haute tension - resultats et enseignements. Rapport presente au nom du Comite d Etudes 36 par le Groupe de Travail 36-01, CIGRE, Session de 1978, 30 aout - 7 septembre.
- [7] Near Field Strength Meter NFM1, Pracitronik Dresden, DDR, karta katalogowa.
- [8] Rotkiewicz W.: Ochrona człowieka od szkodliwego wpływu pól elektromagnetycznych sztucznych i niektórych naturalnych ziemskich. Cz. I, Pomiary Automatyka Kontrola, 7/1982, s. 197.
- [9] Takuma T., Kawamoto T., Sanaga Y.: Analysis of Calibration Arrangements for AC Field Strength Meters. IEEE Trans. on Power Apparatus and System. PAS-104, No. 2, February 1985, pp. 489-496.

Recenzent:

doc. dr hab. inż. Marian Miłek

Wpłynęło do redakcji 10 kwietnia 1987 r.

#### КОНСТРУКЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ

#### Резюме

Рассматриваются существенные для измерений особенности вектора напряженности электрического поля, создаваемого электроэнергетической установкой высокого напряжения: эллиптическая поляризация, изменения во времени модуля вектора, и зависимость составляющих вектора от направления в пространстве. Рассматриваются применяемые конструктивные решения измерителей напряженности электрического поля промышленной частоты.

В результате анализа особенностей вектора поля разработан измеритель составляющих вектора напряженности поля, конструкция которого рассматривается в статье. Измеритель оснащен двухэлектродным датчиком с передачей измеряемого сигнала по светопроводу.

Методом экспериментальных исследований определены основные особенности измерителя: чувствительность, восприимчивость к воздействию таких источников, как элементы окружающей среды и измерительного датчика, неоднородность поля, особенности направлений. В исследованиях применялся эталон напряженности поля и модель однопроводной линии.

В статье приводятся также результаты измерений напряженности вращающегося поля под линией передачи 400 кВ.



CONSTRUCTION AND EXPERIMENTAL INVESTIGATIONS OF THE PROPERTIES  
OF AN ELECTRIC FIELD INTENSITY METER WITH A POWER FREQUENCY

## S u m m a r y

The characteristic features of the intensity vector of the electric field generated by high voltage power engineering installations found to be essential in the conduction of measurements, such as the elliptic polarization, the process of changes with the passage of time of the absolute value of the vector and the dependence of the vector components on the direction in space, have been presented. Design solutions of field intensity meters with a power frequency are described. On the basis of the analysis of the properties of the field intensity vector, an instrument for the measurement of the vector components of the field intensity, the design of which is described in the paper, has been elaborated. The meter is provided with a double-electrode sensor with a light pipe type measuring signal transmission. In the course of experimental investigations, the following most important properties of the measuring instrument, such as the sensitivity, susceptibility to influential factors including the interaction of environmental elements and the sensor, the field heterogeneity and directional properties, have been determined. The field intensity standard and a single-conductor transmission line model have been used in the experiments. The results of measurements of the spinning field intensity under the 400 kV transmission line are also given in this paper.

Franciszek MACHNIK

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

## ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI WZORCA NATĘŻENIA POLA ELEKTRYCZNEGO O CZĘSTOTLIWOŚCI PRZEMYSŁOWEJ Z ELEKTRODAMI KWADRATOWYMI

**Streszczenie.** Głównym zastosowaniem wzorców natężenia pola elektrycznego o częstotliwości przemysłowej jest wyznaczanie błędów mierników natężenia pola oraz badanie ich wrażliwości. W artykule przedstawiono konstrukcję wzorca z elektrodami kwadratowymi. Opracowano model matematyczny wzorca uwzględniający oddziaływanie uziemionej płaszczyzny przewodzącej równoległej do elektrod wzorca. Rozkład pola dla modelu analizowano metodą równań całkowych. Stwierdzono dużą niejednorodność pola przy uziemieniu jednej z elektrod, a znacznie mniejszą w przypadku zasilania symetrycznego elektrod względem ziemi. Wyniki teoretyczne zweryfikowano w badaniach doświadczalnych. Wyznaczono zależność pomiędzy natężeniem pola odtwarzanym przez wzorzec w punkcie środkowym układu a napięciem zasilającym elektrody oraz wyznaczono błąd graniczny wzorca.

### 1. Wstęp

Wytwarzanie wzorcowych pól elektrycznych o częstotliwości przemysłowej jest między innymi konieczne dla przeprowadzania wzorcowania i badań właściwości mierników natężenia pola elektrycznego. Warunki tych badań powinny odpowiadać warunkom normalnym pomiaru, dotyczącym pola jednorodnego w przestrzeni swobodnej. Oprócz wartości natężeń pola odtwarzanych przez wzorzec istotne są więc także niejednorodność pola wzorca i wzajemne oddziaływanie badanych obiektów (np. czujników pomiarowych pola) i elektrod wzorca.

Najczęściej stosowanym układem wytwarzania pola elektrycznego w celach badawczych jest układ dwóch prostokątnych i równoległych elektrod, pomiędzy którymi istnieje napięcie o znanej wartości. Jedną elektrodę może stanowić płaska powierzchnia o potencjale ziemi. Rozkład pola w tego typu źródłach zależy przede wszystkim od wymiarów elektrod i ich odległości oraz od elementów otoczenia źródła (ściany, podłoga). W pracy [4] podano wykresy rozkładu natężenia pola (składowe o kierunkach prostopadłych do elektrod) dla układu dwóch kwadratowych i równoległych elektrod umieszczonych w przestrzeni swobodnej. Wyniki otrzymano, obliczając rozkład pola metodą ładunków powierzchniowych. Na podstawie podanych wykresów można wnioskować, że jeżeli

stosunek długości boków elektrod do odległości pomiędzy nimi jest równy lub większy od dwóch, to pole w pewnym obszarze pomiędzy elektrodami jest zbliżone do jednorodnego. W publikacji [6] rozpatruje się taki sam układ oraz układ z jedną elektrodą kwadratową nad płaszczyzną przewodzącą. Rozkład pola w drugim układzie jest taki sam jak w układzie pierwszym, jeżeli przyjmie się, że płaszczyzna przewodząca pokrywa się z płaszczyzną symetrii układu pierwszego, a pole istnieje tylko nad tą płaszczyzną. W pracy tej wyznaczono wpływ uziemionej płaszczyzny prostopadłej do elektrod na wartości natężenia pola w punkcie środkowym pomiędzy elektrodami. Dla układu źródła elektrod kwadratowa-płaszczyzna jest on większy niż dla układu dwóch elektrod kwadratowych.

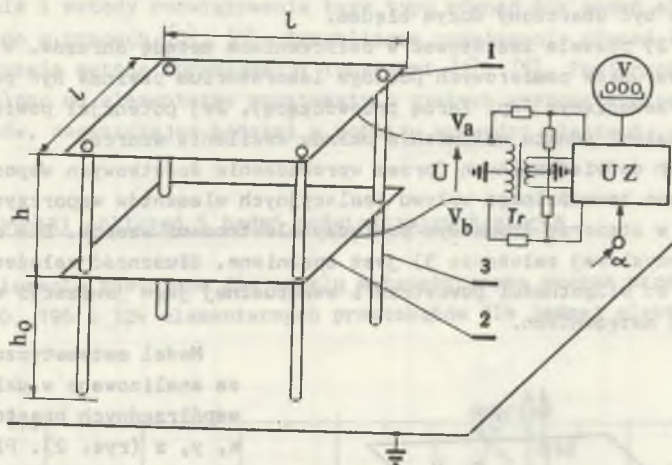
W literaturze nie spotkano danych na temat wielkości wpływu innych czynników na rozkład pola wewnątrz źródeł wzorcowych. W praktycznych przypadkach istotny może być wpływ uziemionej podstawy układu wzorca (podłogi laboratorium). Jak wykazano dalej w artykule, duże znaczenie ma wówczas sposób zasilania elektrod wzorca - symetryczny lub niesymetryczny względem ziemi. Badania rozkładu pola w takim układzie wzorca prowadzono na drodze analizy modelu matematycznego wzorca. W celu weryfikacji otrzymanych wyników przeprowadzono badania praktyczne wzorca z zastosowaniem kierunkowego czujnika natężenia pola elektrycznego o częstotliwości przemysłowej. Rezultaty badań teoretycznych i praktycznych przedstawiono obszerniej w pracy [3].

## 2. Konstrukcja wzorca

Konstrukcję badanego wzorca przedstawiono na rys. 1. Metalowe elektrody kwadratowe 1 i 2 o grubości 2 mm bają długości boków  $l = 2$  m, a odległość pomiędzy nimi wynosi  $h = 0,998$  m (wartość średnia dla obszaru w pobliżu środka elektrod; w pobliżu krawędzi elektrod średnia odległość wynosi  $h + 0,003$  m). Odległość pomiędzy elektrodami dobrano tak, by oddziaływanie wzajemne tych elektrod i badanego czujnika pomiarowego pola (o największym wymiarze liniowym równym 0,2 m) umieszczonego w środku geometrycznym wzorca można było praktycznie pominąć (na podstawie pracy [3]). Wysokość umieszczenia dolnej elektrody nad powierzchnią podłogi laboratorium jest równa  $h_0 = 1$  m. W konstrukcji wzorca zastosowano ceramiczne rurki dystansowe o średnicy zewnętrznej 20 mm.

Pomiędzy elektrodami wzorca istnieje napięcie sinusoidalnie zmienne o wartości skutecznej  $U$  i częstotliwości 50 Hz. Napięcie to jest wytwarzane przez układ zasilania UZ. Układ umożliwia nastawienie i stabilizację żądanej wartości napięcia  $U$  w zakresie od 0 do 2,5 kV (ze względów technicznych nie wytwarzano dotychczas napięcia o większej wartości). Wartości natężenia pola odtwarzane przez wzorzec w środku geometrycznym pomiędzy elektrodami są wskazywane na wyświetlaczu cyfrowym. Na rysunku przedstawiono układ symetrycznego zasilania elektrod. W czasie badań włączono także zasilanie niesymetryczne - uziemiona wtedy była jedna z elektrod.





Rys. 1. Konstrukcja wzorca natężenia pola elektrycznego o częstotliwości przemysłowej

Fig. 1. Construction of electric field intensity standard with a power frequency

### 3. Model matematyczny wzorca

W celu analizy wpływu niektórych parametrów konstrukcyjnych wzorca na rozkład jego pola opracowano model matematyczny wzorca. Dla modelu przyjęto następujące założenia:

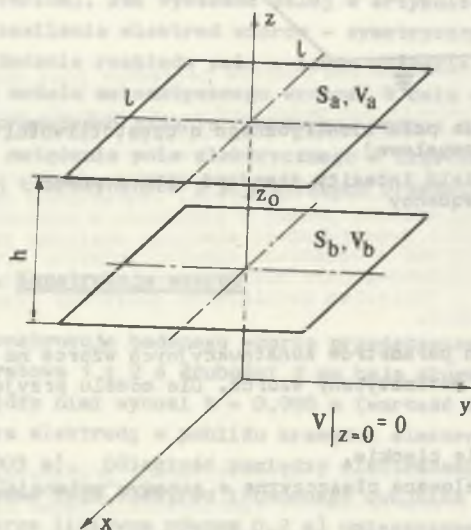
- 1) elektrody wzorca są nieskończenie cienkie,
- 2) podstawa układu wzorca jest modelowana płaszczyzną o zerowym potencjale, zwaną dalej płaszczyzną ziemi,
- 3) elektrody są równoległe do siebie i płaszczyzny ziemi,
- 4) nie uwzględnia się wpływu izolacyjnych elementów wsporczych i elementów otoczenia elektrod wzorca,
- 5) pomiędzy elektrodami istnieje napięcie sinusoidalnie zmienne o częstotliwości, dla której zjawiska polowe w układzie można traktować jako quasi-stacjonarne,
- 6) ośrodek, w którym znajduje się wzorzec, jest liniowy, jednorodny, izotropowy i bezstratny, o przenikalności elektrycznej  $\epsilon$ , a elektrody mają konduktywność nieskończenie dużą.

Założenie 1) oznacza, że w miejsce dwóch ładunków powierzchniowych po obu stronach elektrody przyjmuje się jeden ładunek o symetrycznej gęstości powierzchniowej. Błędy obliczania pola spowodowane tym założeniem są mniejsze w większej odległości od elektrod. Model nie uwzględnia rzeczywistego

kształtu krawędzi elektrod, dlatego obliczony rozkład pola w pobliżu tych krawędzi może być obarczony dużym błędem.

Założenie 2) pozwala zastosować w obliczeniach metodę obrazów. W celu zapewnienia warunków pomiarowych podłoga laboratorium powinna być pokryta materiałem przewodzącym (np. farbą przewodzącą). Jej potencjał powinien być równy potencjałowi punktu uziemienia układu zasilania wzorca.

W badaniach doświadczalnych (przez wprowadzenie dodatkowych wsporników) nie stwierdzono zauważalnego wpływu izolacyjnych elementów wsporczych na rozkład pola w obszarze środkowym pomiędzy elektrodami wzorca. Dla częstotliwości przemysłowej założenie 5) jest spełnione. Słuszność założenia 6) jest zależna od wilgotności powietrza i ewentualnej jego jonizacji w polach o dużych natężeniach.



Rys. 2. Układ geometryczny modelu matematycznego wzorca

Fig. 2. Geometrical system of the mathematical model of the standard

przez ładunki powierzchniowe elektrod o nieznannej gęstości. Trzeci warunek (1) uwzględniono stosując metodę obrazów. Potencjały na powierzchniach elektrod, generowane przez ładunki powierzchniowe  $\sigma$  spełniają zależność:

$$\sum_{\alpha=a,b,a',b'} \int_{S_{\alpha}} \frac{\sigma_{\alpha}(P_{\alpha})}{4\pi\epsilon R_{SA}} dS = V_k, \quad k = a, b, \quad A \in S_k. \quad (2)$$

Powierzchnie  $S_a$  i  $S_b$  pokrywają się z odbiciami zwierciadlanymi powierzchni  $S_a$  i  $S_b$  w płaszczyźnie  $z = 0$ .

Model matematyczny wzorca analizowano w układzie współrzędnych prostokątnych  $x, y, z$  (rys. 2). Płaszczyzna ziemi pokrywa się z płaszczyzną  $z = 0$ , a środek geometryczny układu wzorca ma współrzędne  $(0, 0, z_0)$ . Powierzchnia górnej elektrody  $S_a$  posiada potencjał  $V_a$ , a dolnej  $S_b - V_b$ . Warunki brzegowe dla układu mają więc postać:

$$V|_{S_a} = V_a, \quad V|_{S_b} = V_b, \quad (1)$$

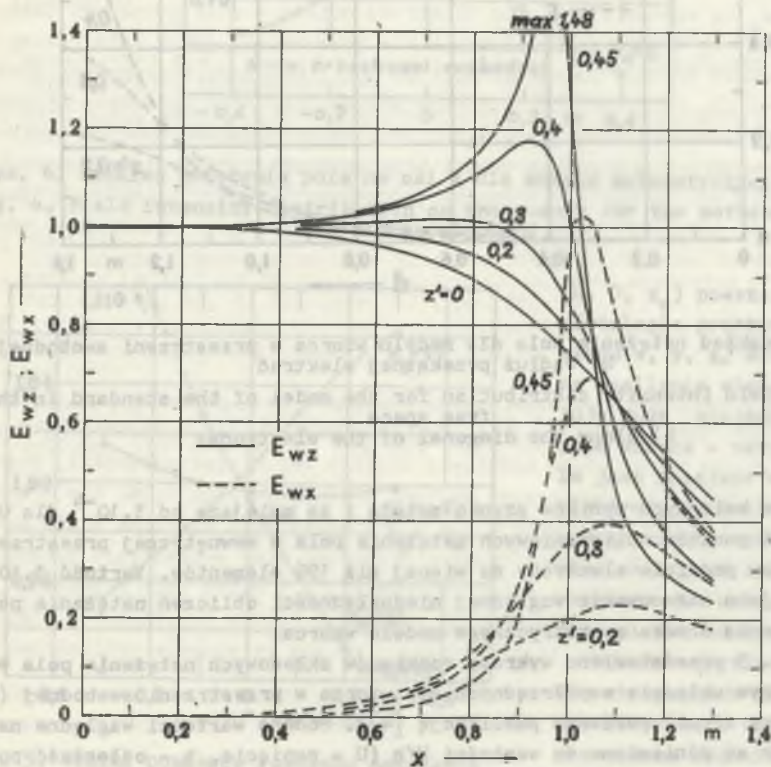
$$V|_{z=0} = 0.$$

Dla obliczenia rozkładu pola wewnątrz modelu wzorca zastosowano metodę równań całkowych. Pole w układzie (dla  $z \geq 0$ ) jest wytwarzane

Przy nieznanymi gęstościach powierzchniowych ładunków równania (2) tworzą układ równań całkowych Fredholma I rodzaju. Zagadnienia istnienia rozwiązania i metody rozwiązywania tego typu równań dla zadań elektrostatyki omawiano w pracach [1], [5]. Przybliżone rozwiązanie równań (2) wyznaczono numerycznie metodą aproksymacji funkcjami [1], [5]. Powierzchnie elektrod podzielono na elementarne prostokąty o stałych gęstościach powierzchniowych ładunków, zagęszczając podział w pobliżu krawędzi elektrod.

#### 4. Wyniki obliczeń i badań doświadczalnych wzorca

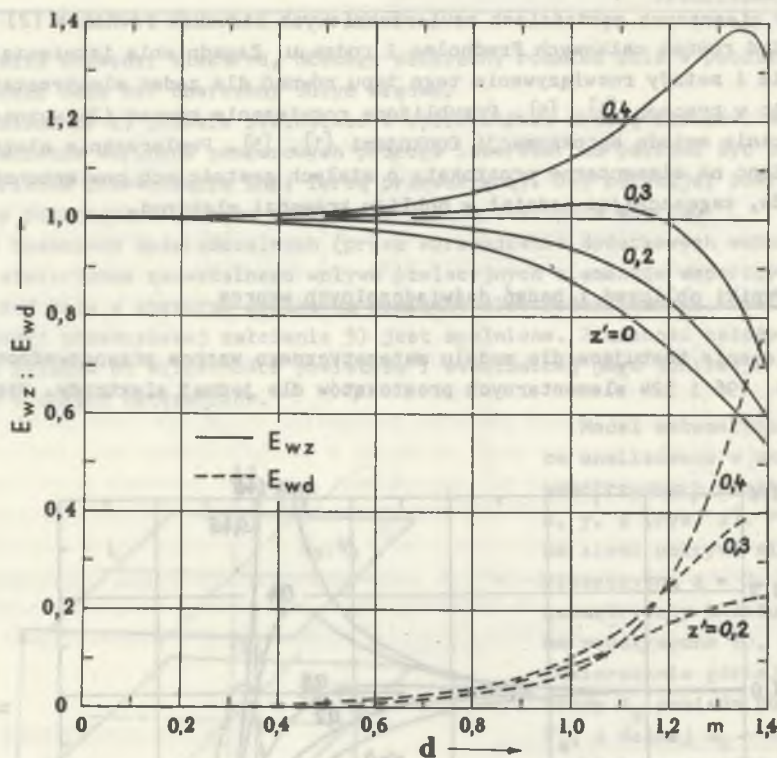
Obliczenia testujące dla modelu matematycznego wzorca przeprowadzono dla 64, 100, 196 i 324 elementarnych prostokątów dla jednej elektrody. Względ-



Rys. 3. Rozkład natężenia pola dla modelu wzorca w przestrzeni swobodnej a) wzdłuż osi x

Fig. 3. Field intensity distribution for the model of the standard in the free space a) along the x-axis





Rys. 3. Rozkład natężenia pola dla modelu wzorca w przestrzeni swobodnej  
b) wzdłuż przekątnej elektrod

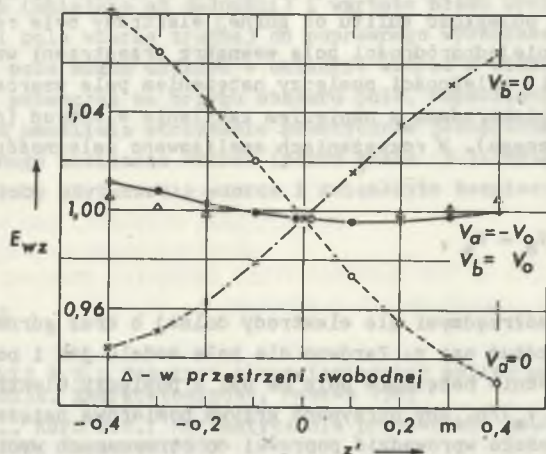
Fig. 3. Field intensity distribution for the model of the standard in the  
free space  
b) along the diagonal of the electrodes

ne różnice kolejnych wyników szybko maleją i są mniejsze od  $3 \cdot 10^{-4}$  dla większości punktów obliczeniowych natężenia pola w wewnętrznej przestrzeni wzorca przy podziale elektrody na więcej niż 196 elementów. Wartość  $3 \cdot 10^{-4}$  przyjęto jako oszacowanie względnej niedokładności obliczeń natężenia pola dla otoczenia środka geometrycznego modelu wzorca.

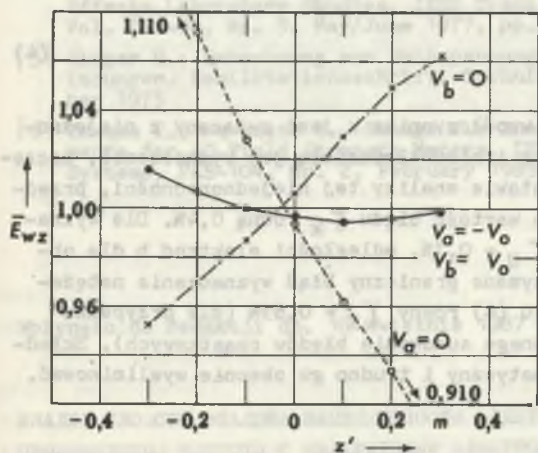
Na rys. 3 przedstawiono wykresy rozkładów składowych natężenia pola w prostokątnym układzie współrzędnych dla wzorca w przestrzeni swobodnej (bez płaszczyzny ziemi, porównaj publikację [4]). Podane wartości względne natężenia pola są odniesione do wartości  $U/h$  ( $U$  - napięcie,  $h$  - odległość pomiędzy elektrodami). Na osi  $z$  układu w odległościach 0; 0,2; 0,4 m od środka wzorca względne wartości natężenia pole wynoszą 0,997; 0,999; 1,003.

Dla układu wzorca umieszczonego nad płaszczyzną przewodzącą (wymiały układu są takie, jak podano w p. 2) obliczono rozkład pola w trzech przypadkach: dla symetrycznego zasilania elektrod względem ziemi ( $V_a = -V_0$ ,  $V_b = V_0$ )

i dla niesymetrycznego zasilania:  $V_a = -2V_0$ ,  $V_b = 0$  oraz  $V_a = 0$ ,  $V_b = 2V_0$ . Wartości względne natężenia pola na osi z układem podano na wykresach rysunku 4.  $z'$  jest współrzędną w lokalnym układzie współrzędnych o środku w punkcie



Rys. 4. Rozkład natężenia pola na osi z dla modelu matematycznego wzorca  
 Fig. 4. Field intensity distribution on the z-axis for the mathematical model of the standard



Rys. 5. Wyniki pomiarów rozkładu natężenia pola na osi z wzorca

Fig. 5. Results of measurements of the field intensity on the standard

natężenia pola miernik z czujnikiem kierunkowym o konstrukcji opisanej w pracy [3]. Dla wyników pomiarów w pobliżu powierzchni elektrod wzorca

( $0, 0, z_0$ ) powstałym przez równoległe przesunięcie układu  $x, y, z$ . Niesymetryczne zasilanie elektrod wywołuje dużą niejednorodność pola wzorca - natężenie pola jest mniejsze w pobliżu elektrody uziemionej. Dla symetrycznego zasilania rozkład pola jest zbliżony do rozkładu dla wzorca w przestrzeni swobodnej.

W celu weryfikacji wyników otrzymanych dla modelu matematycznego wzorca przeprowadzono badania doświadczalne wzorca o danych przedstawionych w p. 2. W badaniach zastosowano do pomiaru

uwzględniono poprawki wynikające z oddziaływania czujnika pomiarowego pola i elektrod wzorca. Wartości względne wyników odniesione do ilorazu  $U/h$  podano na rys. 5. Większa niejednorodność pola w porównaniu z rozkładem teoretycznym jest spowodowana wpływem czynników nie uwzględnianych w modelu matematycznym, przede wszystkim oddziaływania ścian i sufitu laboratorium. Odległość dwóch ścian od krawędzi elektrod wzorca wynosiła 1,5 m, dwóch pozostałych - 2,5 m, a odległość sufitu od górnej elektrody była równa 1,5 m.

Oprócz analizy niejednorodności pola wewnątrz przestrzeni wzorca celem badań było ustalenie zależności pomiędzy natężeniem pola wzorca w punkcie środkowym pomiędzy elektrodami a napięciem zasilania elektrod (dla układu zasilania symetrycznego). W rozważaniach analizowano zależność:

$$\int_{z_b}^{z_a} E_z dz = V_b - V_a, \quad (3)$$

gdzie  $z_b$ ,  $z_a$  są współrzędnymi dla elektrody dolnej b oraz górnej a. Całkowanie odbywa się wzdłuż osi z. Zarówno dla pola modelu jak i pola rzeczywistego wartość średnia natężenia pola na osi z pomiędzy elektrodami powinna być równa  $(V_b - V_a)/h$ . Aby otrzymana krzywa pomiarowa natężenia spełniła zależność (3), należało wprowadzić poprawki do otrzymanych wyników pomiarów, eliminując w ten sposób w części błąd systematyczny miernika stosowanego do pomiarów. Na podstawie analizy otrzymanych danych liczbowych wyznaczono wartość natężenia pola w punkcie środkowym pomiędzy elektrodami równą:

$$E_z = k \frac{U}{h}, \quad k = 0,993. \quad (4)$$

Błąd  $\gamma_k$  wyznaczenia wartości współczynnika k jest związany z niejednorodnością pola wzorca wzdłuż osi z i niedokładnością jej wyznaczenia, szczególnie w pobliżu elektrod. Na podstawie analizy tej niejednorodności, przedstawionej w pracy [3], oszacowano wartość błędów  $\gamma_k$  równą 0,4%. Dla wyznaczonych błędów pomiaru napięcia  $\gamma_U = 0,1\%$ , odległości elektrod h dla obszaru środkowego  $\gamma_h = 0,15\%$  otrzymano graniczny błąd wyznaczania natężenia pola wzorca na podstawie wzoru (4) równy  $\gamma_E = 0,65\%$  (dla przypadku najmniej korzystnego - algebraicznego sumowania błędów cząstkowych). Składnik  $\gamma_k$  błędów ma charakter systematyczny i trudno go obecnie wyeliminować.

## 5. Zakończenie

Analiza modelu matematycznego wzorca i badania doświadczalne wykazują duży wpływ sposobu zasilania elektrod wzorca na rozkład pola w jego przestrzeni wewnętrznej. Zasilanie symetryczne w dużym stopniu ogranicza od-



działywanie równoległej do elektrod płaszczyzny przewodzącej jak również innych elementów otoczenia wzorca. W otrzymanej zależności (5), będącej równaniem przetwarzania wzorca, występuje współczynnik, którego wartość jest obarczona błędem w dużej mierze o charakterze systematycznym. Wartość współczynnika (mniejsza od jedności) i wartość błędów wynikają ogólnie z niejednorodności pola wzorca trudnej do poprawnego wyznaczenia. Mniejszą niejednorodność pola można uzyskać w układzie wzorca z dodatkowymi elektrodami ustalającymi potencjał na brzegu obszaru pola. Odpowiedni dobór potencjałów tych elektrod umożliwi otrzymanie praktycznie jednorodnego pola nawet dla niesymetrycznego zasilania wzorca (patrz praca 3). Uziemienie dolnej elektrody ułatwiłoby użytkowanie wzorca i zwiększyło bezpieczeństwo jego obsługi.

## LITERATURA

- [1] Koleczickij E.S.: Rascziot elektriczeskich poliej ustrojstw vysokowo naprazhenija. Energoatomizdat, Moskwa 1983
- [2] Korn G.A., Korn T.M.: Matematyka dla pracowników naukowych i inżynierów. Cz. II, PWN, Warszawa 1983
- [3] Machnik F.: Analiza właściwości i konstrukcja czujnika pola elektrycznego quasistacjonarnego oraz problemy jego wzorcowania. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1986
- [4] Shih S.H., Plasido I.D.I., Ware B.I.: Analysis of Parallel Plate Simulation of the Transmission Line Electric Field as Related to Biological Effects Laboratory Studies. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-96, No. 3, May/June 1977, pp. 962-968
- [5] Singer H.: Berechnung von Hochspannungsfeldern mit Hilfe von Flächenladungen. Habilitationsschrift, Technischen Universität. München, Oktober 1973
- [6] Takuma T., Kawamoto T., Sunaga Y.: Analysis of Calibration arrangements for AC Field Strength Meters. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, PAS-104, Nr. 2, February 1985, pp. 489-496

Recenzent:

doc. dr hab. inż. Marian Miłek

Wpłynęło do redakcji dn. 10 kwietnia 1987 r.

АНАЛИЗ СВОЙСТВ ЭТАЛОНА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ  
ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ С КВАДРАТНЫМИ ЭЛЕКТРОДАМИ

## Резюме

Эталоны напряженности электрического поля промышленной частоты применяются в основном для эталонирования измерителей напряженности поля. В статье рассматривается конструкция эталона с квадратными электродами.

Разработана математическая модель эталона с учетом воздействия заземленной проводящей плоскости, параллельной электродам эталона.

Анализ распределения поля в модели осуществлен методом интегральных уравнений. Обнаружена большая неоднородность поля при заземлении одного из электродов, и значительно меньшая - при симметричном питании электродов относительно земли.

Теоретические результаты были поверены экспериментальными исследованиями. Определена зависимость между напряженностью поля, воспроизводимой эталоном в средней точке системы, и напряжением питания электродов; определена также предельная погрешность эталона.

#### ANALYSIS OF PROPERTIES OF THE ELECTRIC FIELD INTENSITY STANDARD WITH A POWER FREQUENCY WITH SQUARE-SHAPED ELECTRODES

##### Summary

The main field of application of electric field intensity standards of a power frequency includes the calibration and investigation of field intensity meters. The paper presents the construction of a standard with square-shaped electrodes. A mathematical model of the standard, taking into consideration the reaction of the grounded conducting plane, parallel to the electrodes of the standard, has been elaborated. The field distribution for the model has been analyzed by the method of integral equations. It was found that there existed a large heterogeneity of the field with one of the electrodes being earthed, and a substantially lower one, when the electrodes were fed symmetrically in relation to earth. The theoretical results were verified in the course of the experimental investigations. A relationship between the field intensity, reproduced by the standard in the central point of the system, and the supply voltage of the electrode has been established and the boundary error of the standard has been determined.

Iwona KORBASIEWICZ  
Maciej KORBASIEWICZ

Centrum Mechanizacji Górnictwa KOMAG  
w Gliwicach

## MODYFIKACJA METOD FILTRACJI HARMONICZNYCH PRZEZNACZONYCH DLA CYFROWYCH ZABEZPIECZEŃ RÓŻNICOWO-PRĄDOWYCH TRANSFORMATORÓW

**Streszczenie.** W artykule zaprezentowano dwie metody ekstrakcji harmonicznych istotnych z punktu widzenia zabezpieczenia różnicowego transformatora. Pierwsza z nich, bazująca na dyskretnej transformacie Fouriera, charakteryzuje się stosunkowo długim czasem obliczeń, zapewniając jednak dużą dokładność wyników. Druga metoda wykorzystuje transformację prostokątną i pozwala na zmniejszenie liczby czasochłonnych operacji mnożenia kosztem dokładności wyników.

Porównanie obu metod o różnych własnościach skłania do stworzenia równań filtracji łączących ich istotne cechy. Opracowano dwie modyfikacje metody transformaty prostokątnej. Jedna wyznacza pierwszą i drugą harmoniczną dla różnych częstotliwości próbkowania i szerokości okna danych. Druga wykorzystuje własności transformaty Fouriera wynikające z twierdzenia o przesunięciu w dziedzinie częstotliwości.

Uzyskane sposoby wyznaczenia harmonicznych umożliwiają osiągnięcie kompromisu pomiędzy dwoma najistotniejszymi, z punktu widzenia realizacji komputerowej, parametrami charakteryzującymi pracę algorytmu członu blokowania zabezpieczenia różnicowego transformatorów, to znaczy czasochłonnością obliczeń oraz dokładnością.

### 1. Wprowadzenie

Kryterium pozwalającym wykryć przyczynę wzrostu prądu różnicowego w zabezpieczeniu różnicowym transformatora jest zawartość w tym prądzie wyższych harmonicznych.

Wysoki poziom drugiej harmonicznej jest charakterystyczny dla udarów prądu magnesowania, natomiast przekroczenie indukcji nasycenia transformatora jest przyczyną pojawienia się piątej harmonicznej. Wykorzystanie systemu komputerowego dla celów ochrony transformatora wymaga stworzenia algorytmu filtracji wymienionych harmonicznych. Ze względu na pracę zabezpieczenia w czasie rzeczywistym wykorzystanie do tego celu standardowych filtrów cyfrowych lub metod klasycznej analizy Fouriera sygnałów dyskretnych jest niemożliwe, gdyż wymagają one bardzo czasochłonnych procedur obliczeniowych. Taka sytuacja zrodziła konieczność poszukiwania niestandardowych algorytmów, pozwalających na maksymalną redukcję czasu obliczeń, co z kolei



wpływa na bardziej swobodne tworzenie algorytmu działania pozostałych bloków zabezpieczenia różnicowego, a także na realizację algorytmów innych zabezpieczeń, np. nadprądowych lub ziemnozwarciowych.

Przedstawione w niniejszym artykule algorytmy obliczeń wynikają z porównania dwóch metod:

- pierwsza wynika z modyfikacji dyskretnej transformaty Fouriera (DTF) i pozwala na uzyskanie dokładnych wartości amplitud harmonicznych, lecz wymaga wykonania czasochłonnych operacji mnożenia,
- druga, oparta na transformacie prostokątnej (TP), pozwala na eliminację operacji mnożenia i dzielenia, wymaga jedynie dodawania, odejmowania i przesuwania w prawo, charakteryzuje się jednak znacznie mniejszą dokładnością.

## 2. Metoda oparta na dyskretnej transformacie Fouriera

Dyskretna transformata Fouriera opisana jest poniższym wzorem:

$$\tilde{J}(\omega_k) = \tilde{J}(k) = \sum_{n=1}^N i(t_n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad (1)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

W którym:

$i(t_n)$  - chwilowa wartość badanego przebiegu  $i(t)$  dla

$$t_n = n\Delta t, \quad \Delta t = \frac{1}{f_p},$$

$f_p$  - częstotliwość próbkowania,

$\tilde{J}(\omega_k)$  - wartość transformaty Fouriera dla

$$\omega_k = 2\pi k \cdot \frac{f}{N},$$

$n$  - kolejny numer próbki w dziedzinie czasu,

$k$  - kolejny numer próbki w dziedzinie częstotliwości,

$N$  - szerokość okna danych (liczba próbek dla których obliczane jest widmo).

Rozpisując równanie (1) na część rzeczywistą i urojoną otrzymuje się:

$$\tilde{C}(k) = \sum_{n=1}^N i(n) \cos\left(\frac{2\pi n}{N} k\right), \quad (2)$$

$$\tilde{S}(k) = \sum_{n=1}^N i(n) \sin\left(\frac{2\pi n}{N} k\right). \quad (3)$$

Amplitudy poszczególnych harmonicznych można znaleźć z zależności:

$$J_k = \frac{2}{N} \sqrt{\tilde{C}(k)^2 + \tilde{S}(k)^2} \quad (4)$$

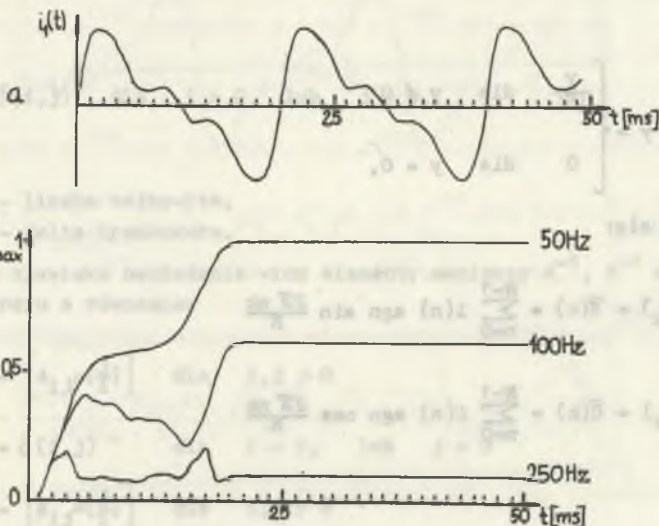
dla  $N = 16$ ,  $f_p = 800$  Hz

$k = 1 \hat{=} 50$  Hz

$k = 2 \hat{=} 100$  Hz

$k = 3 \hat{=} 250$  Hz.

Wykorzystanie wzorów (1) - (4) dla wyznaczenia wartości harmonicznych w czasie rzeczywistym jest niemożliwe, stąd nieodzowne staje się wyeliminowanie funkcji trygonometrycznych oraz redukcja do minimum operacji mnożenia.



Rys. 1. Wykres zmian w czasie amplitud obliczanych harmonicznych dla sygnału  $i_1(t)$  - metoda zmodyfikowanej DFT

Fig. 1. Timing-diagram of amplitudes of harmonics changes for signal  $i_1(t)$  - the method of modified DFT

Dokonując odpowiednich przekształceń możliwe staje się przeprowadzenie obliczeń w sposób rekurencyjny, polegający na uaktualnianiu wyników za pomocą wartości nowej danej. Pozwala to uniknąć wielokrotnego powtarzania wszystkich mnożeń i dodawań [5].

Ostatecznie metoda ta umożliwia wyznaczenie amplitud podstawowej, drugiej i piątej harmonicznej za pomocą 12 mnożeń oraz trzykrotnego obliczenia pierwiastka. W literaturze [6] przedstawiono sposób, który pozwala na bardzo szybkie obliczenie pierwiastka kwadratowego.

Rysunek 1 przedstawia zmiany amplitud harmonicznych w miarę nasuwania się okna danych na przebieg  $i_1(t)$  o stałej wartości amplitud harmonicznych składowych i ograniczonym widmie (rys. 1a). Po wypełnieniu całego okna danych próbkami przebiegu  $i_1(t)$  wyniki obliczeń algorytmu dla wszystkich harmonicznych są poprawne, tzn. identyczne z zadanymi w sygnale wejściowym.

### 3. Metoda oparta na transformacie prostokątnej

Zastępując funkcje  $\sin$  i  $\cos$  w równaniach (2) - (3) odpowiednimi funkcjami prostokątnymi:

$$\sin_{\gamma} t(i) = \operatorname{sgn} \sin(i)$$

$$\cos_{\gamma} t(i) = \operatorname{sgn} \cos(i),$$

gdzie

$$\operatorname{sgn} y = \begin{cases} \frac{Y}{|Y|} & \text{dla } y \neq 0 \\ 0 & \text{dla } y = 0, \end{cases}$$

otrzymuje się:

$$\bar{S}(k) = \bar{S}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \operatorname{sgn} \sin \frac{2\pi nk}{N}$$

$$\bar{C}(k) = \bar{C}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \operatorname{sgn} \cos \frac{2\pi nk}{N}$$

(6)



Związek pomiędzy współczynnikami prostokątnymi  $S$ ,  $C$  i Fouriera  $\bar{S}$ ,  $\bar{C}$  opisuje równanie macierzowe:

$$\bar{S} = A \bar{S} \quad (7)$$

$$\bar{C} = B \bar{C}$$

gdzie:

$S = [S_k]^T$ ,  $C = [C_k]^T$  - wektory współczynników.

Elementy nieskończonych macierzy  $A$  i  $B$  wynikają z rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji  $\sin \gamma t(1)$  oraz  $\cos t(1)$  i są określone wzorami:

$$A = A_{1j} = \frac{4}{\pi} \left[ \delta \left\{ (2m-1), \frac{1}{j} \right\} \frac{1}{j} \right] \text{ dla } 1, j > 0 \quad (8)$$

oraz

$$A = \delta(1, j) \quad \text{dla } i = 0, \text{ lub } j = 0$$

oraz

$$B = [B_{1j}] = \frac{4}{\pi} \left[ (-1)^{m+1} \delta \left\{ (2m-1), \frac{1}{j} \right\} \frac{1}{j} \right] \text{ dla } 1, j > 0 \quad (9)$$

oraz

$$B = \delta(1, j) \quad \text{dla } i = 0 \quad \text{lub } j = 0,$$

gdzie:

$m$  - liczba całkowita,

$\delta(1, j)$  - delta Kroneckera.

Przy braku zjawiska nakładania widm elementy macierzy  $A^{-1}$ ,  $B^{-1}$  można określić w oparciu o równania:

$$[A^{-1} = [A_{1j} \mu(\frac{1}{j})] \quad \text{dla } 1, j > 0 \quad (10)$$

$$A^{-1} = \delta(1, j) \quad \text{dla } i = 0, \quad \text{lub } j = 0$$

$$B^{-1} = [B_{1j} \mu(\frac{1}{j})] \quad \text{dla } 1, j > 0 \quad (11)$$

$$B^{-1} = \delta(1, j) \quad \text{dla } i = 0 \quad \text{lub } j = 0,$$

przy czym  $\mu(1)$  - funkcja Moebiusa.

Przyjmując, że częstotliwość próbkowania  $f_p = 800$  Hz i  $N = 16$ , współczynniki Fouriera  $\bar{S}$ ,  $\bar{C}$  można obliczyć na podstawie współczynników prostokątnych za pomocą uproszczonych wzorów:

$$\bar{S}(1) = \bar{S}(1) - \frac{\bar{S}(3)}{3} - \frac{\bar{S}(5)}{5}$$

$$\bar{C}(1) = \bar{C}(1) + \frac{\bar{S}(3)}{3} - \frac{\bar{S}(5)}{5}$$

$$\bar{S}(2) = \bar{S}(2) \quad (12)$$

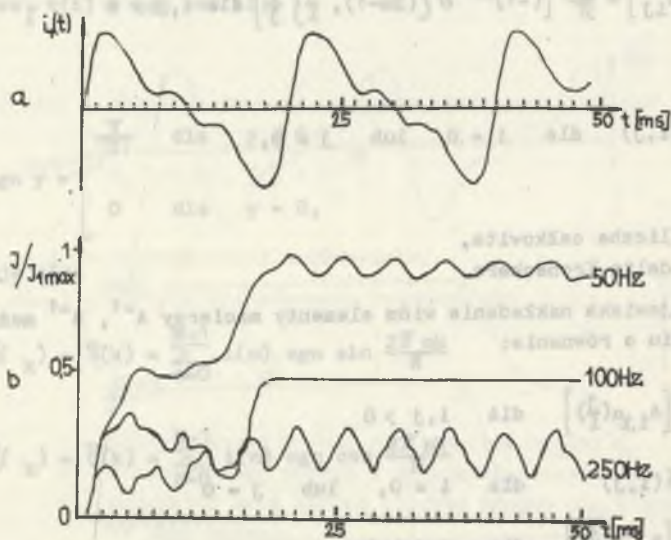
$$\bar{C}(2) = \bar{C}(2)$$

$$\bar{S}(5) = \bar{S}(5)$$

$$\bar{C}(5) = \bar{C}(5).$$

Działania mnożenia w równaniach (12) można zastąpić operacjami przesuwania. Obliczenie wartości  $\bar{S}$  i  $\bar{C}$  wymaga jedynie dodawania i odejmowania.

Na rysunku 2b przedstawiono zmiany amplitud harmonicznych w miarę nasuwania się okna danych na przebieg  $i_1(t)$ , opisany równaniem (13) i przedstawiony na rys. 2a.



Rys. 2. Wykres zmian w czasie amplitud obliczanych harmonicznych dla sygnału  $i_1(t)$  - metoda transformaty prostokątnej

Fig. 2. Timing-diagram of amplitudes of harmonics changes for signal  $i_1(t)$  - the rectangular transform method

Po wypełnieniu okna próbkami prądu  $i_1(t)$  wartości obliczanych harmonicznych są różne od zadanych w sygnale testowym i charakteryzują się wyraźną zmiennością.

Główne przyczyny tego zjawiska wynikają z:

- niepożądanego przebiegu charakterystyki częstotliwościowej filtrów pierwszej i piątej harmonicznej, które posiadają wartości różne od zera w punktach odpowiadających częstotliwościom harmonicznych różnych od filtrowanej,
- wykorzystania uproszczonych wzorów (12) określających zależność pomiędzy współczynnikami  $\bar{S}$  oraz  $\bar{S}$ ,  $\bar{C}$  i  $\bar{C}$ ,
- przyjęcia upraszczającego założenia o nienakładaniu się widm przy wyznaczaniu współczynników nieskończonych macierzy  $A^{-1}$ ,  $B^{-1}$ .

#### 4. Porównanie wyników

Przyjmując sygnały testowe w postaci:

$$\begin{aligned}
 i_1(t) &= 5 \sin 314.t + 3 \sin 2.314.t + 1,5 \sin 3.314.t + \\
 &\quad + 0,5 \sin 5.314.t \\
 i_2(t) &= 5 e^{-5t} \cdot \sin 314.t + 3 e^{-8t} \cdot \sin 2.314.t + \\
 &\quad + 1,5 e^{-10t} \cdot \sin 3.314.t + 0,5 e^{-10t} \cdot \sin 5.314.t \\
 i_3(t) &= 5 e^{-5t} \cdot \sin 314.t + 3 e^{-8t} \cdot \sin (2.314.t + \frac{\pi}{2}) + \\
 &\quad + 1,5 e^{-10t} \cdot \sin 3.314.t + 0,5 e^{-10t} \cdot \sin (5.314.t + \pi) \\
 i_4(t) &= 2,5 e^{-8t} + 5 e^{-5t} \cdot \sin 314.t + 3 e^{-8t} \cdot \sin 2.314.t + \\
 &\quad + 1,5 e^{-10t} \cdot \sin 3.314.t + 0,5 e^{-10t} \cdot \sin 5.314.t
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

obliczono maksymalny błąd względny w stanie ustalonym, opisany zależnością

$$S_{\max\%} = \frac{\max(I_p - I_{obl})}{I_p} 100\%$$

oraz maksymalny rozrzut względny w stanie ustalonym, dany związkami

$$r\% = \frac{I_{obl \max} - I_{obl \min}}{I_p} 100\%$$



Tabela 1  
 Wyniki obliczeń określające dokładność algorytmów filtracji harmonicznych - zmodyfikowana DFT transformata prostokątna (N=16)

The computed results of accuracy of filtering method of harmonics - the modified DFT the rectangular transform (N=16)

Metoda	$i_1(t)$		r%	$i_2(t)$		$i_3(t)$		$i_4(t)$	
	max%	50 Hz		max%	50 Hz	max%	50 Hz	max%	50 Hz
Zmodyfikowana DFT	0,0		0,0	0,0		0,0		0,0	
Transformata prostokątna N=16	17,8 65		17,9 14,7	10,9 46		13,2 26		12,3 52	
Zmodyfikowana DFT	0,0	100 Hz	0,0	0,0	100 Hz	0,0	100 Hz	0,0	100 Hz
Transformata prostokątna N=16	0,0 70		0,0 0,0	0,0 46		0,0 36		0,0 48	
Zmodyfikowana DFT	0,0	250 Hz	0,0	0,0	250 Hz	0,0	250 Hz	0,0	250 Hz
Transformata prostokątna N=16	668,2 622		608 442	685 530		591 454		640 490	

n - transformata prostokątna wykorzystująca macierze nieskończone  
 s - transformata prostokątna wykorzystująca macierze skończone

gdzie:

- $I_{obl}$  - wartość amplitudy harmonicznej obliczona za pomocą rozważanej metody,  
 $I_p$  - wartość obliczona za pomocą dyskretnej transformaty Fouriera (przyjęta za wartość odniesienia).

Przebiegi te pozwalają prześledzić wpływ różnych parametrów występujących w matematycznych modelach prądów transformatora (tłumienie harmonicznych, przesunięcia fazowe, składowa stała) na wyniki obliczeń. Przyjęty zbiór sygnałów opisanych równaniami (13) nie rozwiązuje oczywiście zagadnienia testowania algorytmu, nie jest także próbą symulowania rzeczywistych przebiegów prądu transformatora, jednak z punktu widzenia analizy porównawczej pozwala na ocenę dokładności badanych metod. Wymagania dotyczące dokładności członu blokującego wynikają z warunków pracy zabezpieczenia, które powinno zapewnić poprawne odróżnienie np. prądu udarowego o minimalnej krotności  $I_2$  oraz  $I_1$  równej 0,125 [8], [9] oraz prądu zwarciovego, dla którego krotność  $I_2$  i  $I_1$  osiąga wartość maksymalną. Spełnienie tak określonych warunków wiąże się z zapewnieniem odpowiedniej dokładności nie tylko samego algorytmu obliczeniowego, lecz także toru pomiarowego prądów pierwotnych (wraz z przetwarzaniem A/C). Precyzyjne wyznaczenie granicznego błędu obliczania harmonicznych jest zatem bardzo trudne i wymaga przeprowadzenia dodatkowych badań.

Tabela 1 przedstawia wyniki analizy dokładności obu metod dla pierwszej, drugiej i piątej harmonicznej. Wynika z niej, że przyjmując jako kryterium dokładność obliczeń, wyraźnie lepsze wyniki daje metoda oparta na dyskretnej transformacie Fouriera. Błąd ekstrakcji piątej harmonicznej uzyskany za pomocą metody transformaty prostokątnej jest tak duży, że praktycznie eliminuje możliwość jej wykorzystania w zabezpieczeniu różnicowym.

Przedstawione dalej metody stanowią modyfikację transformaty prostokątnej. Przy ich opracowaniu dążono do kompromisu pomiędzy dokładnością a czasochłonnością obliczeń.

##### 5. Modyfikacja 1 - zmiana szerokości okna danych

Rozważając przypadek szczególny transformaty prostokątnej, dla której  $N = 2^M$  ( $M$  - liczba całkowita), nieskończone macierze  $A$  i  $B$  można wyznaczyć w skończonej formie:

$$\left. \begin{aligned} A_2^k, j &= \frac{2^{k+2}}{N} \cot \frac{\pi j}{N} \\ B_2^k, j &= (-1)^{\frac{1-2^k}{2^{k+1}}} \cdot \frac{2^{k+2}}{N} \cot \frac{\pi j}{N} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

gdzie:

$$k = 0, 1, \dots, M-2 \quad \text{oraz}$$

$$\frac{j}{2^k} = 1, 3, 5, \dots, \frac{N}{2} - 1.$$

Wielkości charakteryzujące poprawność obliczeń za pomocą metody transformaty prostokątnej, wykorzystującej macierze A i B w skończonej formie, umieszczono w tabl. 1 (sygnały testowe opisano równaniami (13)). Jak widać, uzyskano wyraźną poprawę dokładności obliczeń jedynie dla drugiej harmonicznej.

Przy opracowywaniu przedstawionych powyżej algorytmów, opartych na metodzie transformaty prostokątnej, przyjęto częstotliwość próbkowania i szerokość okna danych jako stałe. W nowej wersji drugą harmoniczną obliczono zakładając  $f_p = 800$  Hz i  $N = 32$ , natomiast pierwszą dla  $f_p = 400$  Hz i  $N = 16$ . Odpowiada to sytuacji, gdy na przebieg o długości T nasuwają się dwa okna o różnej szerokości, pierwsze ( $N = 32$ ) wykorzystuje kolejne próbki, drugie ( $N = 16$ ) natomiast wybiera tylko próbki parzyste, rozpoczynając od pierwszej. W rzeczywistości więc sygnał próbkowany jest z jedną częstotliwością równą 800 Hz.

Przyjęcie powyższych zmian pozwala na uzyskanie równań określających współczynniki Fouriera dla pierwszej i drugiej harmonicznych, których realizacja wymaga 8 mnożeń:

$$\tilde{S}(1) = S(2) \cdot 0,853553 - S(6) \cdot 0,146446$$

$$\tilde{C}(1) = C(2) \cdot 0,853553 + C(6) \cdot 0,146446$$

$$\tilde{S}(2) = S(4) \cdot 0,853553 - S(12) \cdot 0,146446$$

$$\tilde{C}(2) = C(4) \cdot 0,853553 + C(12) \cdot 0,146446$$

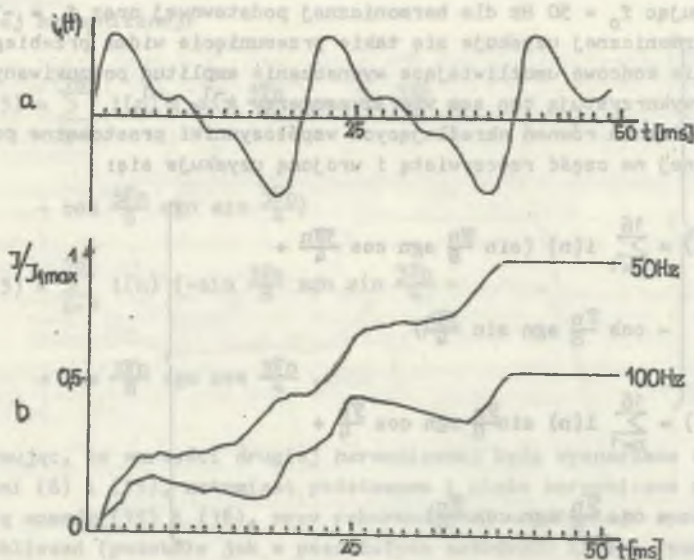
(15)

$$I_1 = \frac{1}{8} \sqrt{\tilde{S}(1)^2 + \tilde{C}(1)^2}$$

$$I_2 = \frac{1}{16} \sqrt{\tilde{S}(2)^2 + \tilde{C}(2)^2}$$

Na rysunku 3b przedstawiono zmiany amplitud harmonicznych wyznaczonych za pomocą tej metody. Widać, że w porównaniu z rys. 2b otrzymane wyniki obliczeń pierwszej i drugiej harmonicznej są znacznie bardziej dokładne. Modyfikacja ta nie zmienia sposobu obliczania piątej harmonicznej.





Rys. 3. Wykres zmian w czasie amplitud obliczanych harmoniczych dla sygnału  $i_1(t)$  - metoda transformaty prostokątnej - modyfikacja 1

Fig. 3. Timing-diagram of amplitudes of harmonics changes for signal  $i_1(t)$  - the rectangular transform method-modification 1

### 6. Modyfikacja 2 - przesunięcie w dziedzinie częstotliwości

Metoda transformaty prostokątnej, wykorzystująca macierze A i B w skończonej formie, pozwala na bardzo dokładne wyznaczenie amplitudy harmonicznej dla  $k = 2$ , która przy częstotliwości próbkowania  $f_p = 800$  Hz i  $N = 16$  odpowiada 100 Hz. Modyfikacja 1, omówiona w punkcie 5, wykorzystuje tę cechę i dzięki zwiększeniu szerokości okna do 32 pozwala na dokładne obliczenie składowych o częstotliwościach 50 Hz i 100 Hz.

Inny sposób wykorzystania tej własności opiera się na twierdzeniu o przesunięciu w dziedzinie częstotliwości, opisanym związkem:

$$\begin{aligned} \mathcal{F} [i(t)e^{j\omega_0 t}] &= \int_{-\infty}^{\infty} i(t)e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega t} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} i(t)e^{-j(\omega-\omega_0)t} dt = \tilde{I}(\omega-\omega_0), \end{aligned}$$

gdzie:

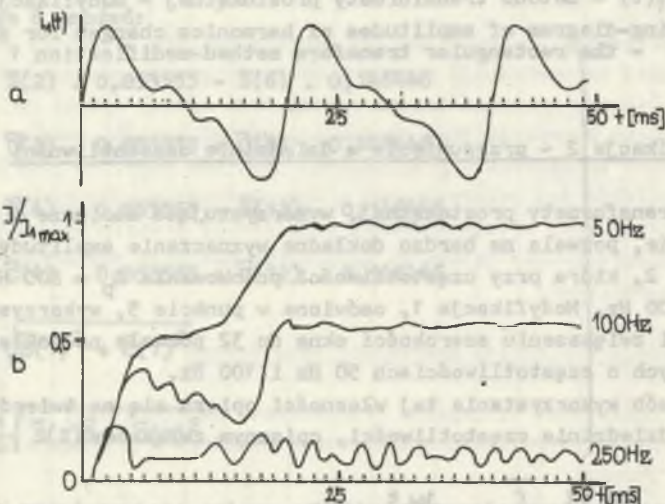
$\mathcal{F}$  - transformata Fouriera,

$\tilde{I}(\omega)$  - widmo przebiegu czasowego  $i(t)$ .

Przyjmując  $f_0 = 50$  Hz dla harmonicznej podstawowej oraz  $f_0 = -150$  Hz dla piątej harmonicznej uzyskuje się takie przesunięcie widma przebiegu  $i(t)$ , że równania końcowe umożliwiające wyznaczenie amplitud poszukiwanych harmonicznych wykorzystują ten sam wiersz macierzy  $A^{-1}$ ,  $B^{-1}$ .

Po rozpisaniu równań określających współczynniki prostokątnej podstawowej harmonicznej na część rzeczywistą i urojoną uzyskuje się:

$$\left. \begin{aligned} \bar{S}(1) &= \sum_{n=1}^{16} i(n) \left( \sin \frac{\pi n}{8} \operatorname{sgn} \cos \frac{\pi n}{4} + \right. \\ &\quad \left. - \cos \frac{\pi n}{8} \operatorname{sgn} \sin \frac{\pi n}{4} \right) \\ \bar{C}(1) &= \sum_{n=1}^{16} i(n) \left( \sin \frac{\pi n}{8} \operatorname{sgn} \cos \frac{\pi n}{4} + \right. \\ &\quad \left. + \cos \frac{\pi n}{8} \operatorname{sgn} \cos \frac{\pi n}{4} \right) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$



Rys. 4. Wykres zmian w czasie amplitud obliczanych harmonicznych dla sygnału  $i_1(t)$  - metoda transformaty prostokątnej - modyfikacja 2

Fig. 4. Timing-diagram of amplitudes of harmonics changes for signal  $i_1(t)$  - the rectangular transform method - modification 2

dla piątej harmonicznej:

$$\begin{aligned} \bar{S}(5) &= \sum_{i=1}^{16} i(n) \left( -\sin \frac{3\pi n}{8} \operatorname{sgn} \cos \frac{3\pi n}{4} + \right. \\ &\quad \left. - \cos \frac{3\pi n}{8} \operatorname{sgn} \sin \frac{3\pi n}{4} \right) \\ \bar{C}(5) &= \sum_{i=1}^{16} i(n) \left( -\sin \frac{3\pi n}{8} \operatorname{sgn} \sin \frac{3\pi n}{4} + \right. \\ &\quad \left. + \cos \frac{3\pi n}{8} \operatorname{sgn} \cos \frac{3\pi n}{4} \right) . \end{aligned} \quad (17)$$

Przyjmując, że wartości drugiej harmonicznej będą wyznaczone zgodnie z równaniami (6) i (15), natomiast podstawowa i piąta harmoniczna odpowiednio za pomocą wzorów (15) i (16), przy rekurencyjnej organizacji sposobu prowadzenia obliczeń (podobnie jak w pozostałych metodach) liczbę wymaganych operacji mnożenia można zredukować do 10.

Na rysunku 4b przedstawiono wyniki obliczeń składowych o częstotliwościach 50 Hz, 100 Hz zawartych w przebiegu  $i_1(t)$  z rys. 4a.

Na rysunku 5 przedstawiono wyniki obliczeń zaprezentowanych metod, uzyskane na podstawie sygnału symulującego uder prądu magnesowania transformatora, utworzonego zgodnie z programem przedstawionym w literaturze [7]. Uzyskane wyniki wskazują, że wprowadzone modyfikacje pozwalają na poprawę dokładności wyznaczania pierwszej i piątej harmonicznej.

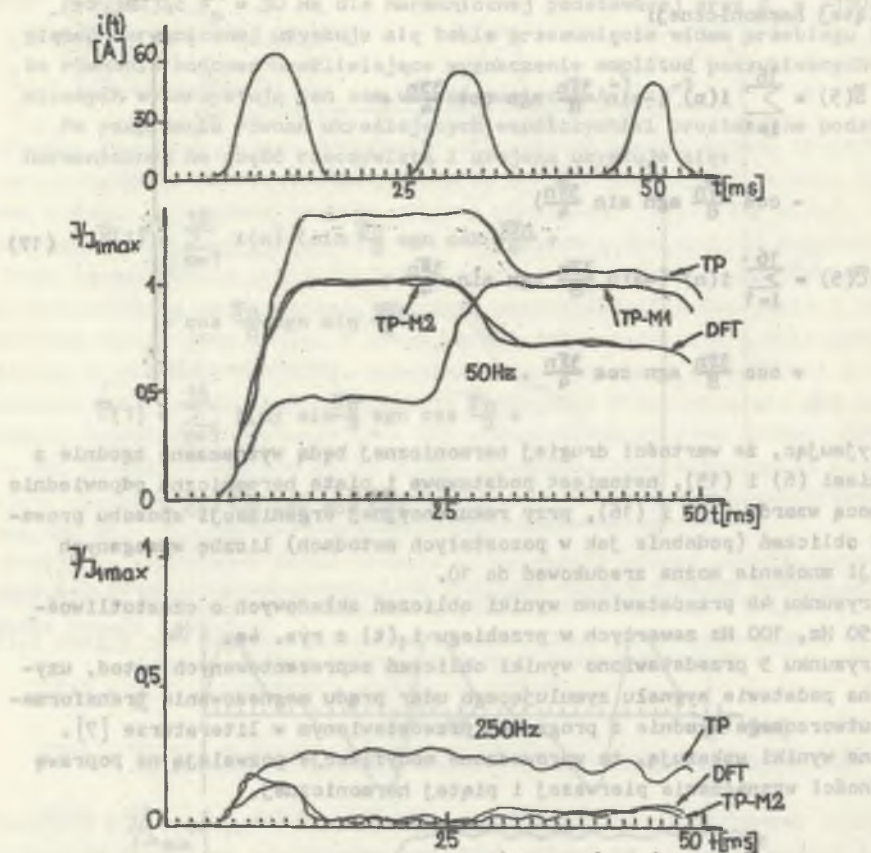
### Wnioski

Z porównania przedstawionych w pierwszej części artykułu metod wynika, że:

- zmodyfikowana dyskretna transformata Fouriera zapewnia dokładne wyznaczenie amplitud harmonicznych, wymaga ona wykonania 12 mnożeń;
- transformata prostokątna dla nieskończonych macierzy A i B wykorzystuje jedynie operacje dodawania, odejmowania i przesuwania w prawo, jednak nie zapewnia wymaganej dokładności; dla przypadku skończonych macierzy A i B przy zwiększeniu czasu obliczeń (20 mnożeń) uzyskuje się zasadniczą poprawę dokładności obliczeń tylko drugiej harmonicznej, natomiast wyniki obliczeń piątej harmonicznej obarczone są znacznymi błędami.

Modyfikacja 1 metody transformaty prostokątnej wymaga wykonania 8 mnożeń, zapewnia wystarczająco dokładne wyniki obliczeń pierwszej i drugiej harmonicznej.





Rys. 5. Wykres zmian w czasie amplitud obliczanych harmonicznych dla udaru prądu hagnesowania

DFT - metoda zmodyfikowanej dyskretnej transformaty Fouriera

TP - metoda transformaty prostokątnej (M1, M2 - modyfikacja 1,2)

Fig. 5. Timing-diagram of amplitudes of harmonics changes for the inrush current:

DFT - method of the modified discrete Fourier transform

TP - method of the rectangular transform (M1, M2 - the modification 1,2)

Modyfikacja 2 metody transformaty prostokątnej pozwala za pomocą 10 mnożeń uzyskać poprawne wyniki obliczeń dla pierwszej i drugiej harmonicznych oraz zmniejszyć o rząd błędy ekstrakcji piątej harmonicznej. W porównaniu ze zmodyfikowaną dyskretną transformatą Fouriera zmniejszono ilość mnożeń o 2, co dla trójfazowego transformatora oznacza uzyskanie dodatkowego czasu na realizację innych algorytmów, odpowiadającego sześciu operacjom mnożenia.

Metoda ta jest konkurencyjna w stosunku do bardziej czasochłonnej zmodyfikowanej dyskretnej transformaty Fouriera.

## LITERATURA

- [1] Rahman M.A., Dash P.K.: Fast algorithm for digital protection of power transformers, IEE PROC., Vol. 129, Pt. 6, No. 2. March 1982
- [2] Gaster M., Roberts J.B.: Rapid method of forming spectra from regularly sampled records by rectangular wave transforms, Proc. IEE 1979, 126(7), pp. 658-663
- [3] d Assumpcao H.A.: Rapid estimation of spectra from irregularly sampled records, Proc. IEE, 1978, 125 (12), pp. 1337-1338
- [4] Oppenheim A.V., Schafer R.W.: Cyfrowe przetwarzenie sygnałów. WKŁ, Warszawa 1979
- [5] Korbasiewicz I., Korbasiewicz M.: Algorytmy cyfrowego zabezpieczenia różnicowego transformatorów dużej mocy. Praca dyplomowa magisterska, Inst. Elektroenergetyki i Sterowania Układów Pol. Śląskiej, 1984
- [6] Schweitzer E.O., Aliaga A.: Digital programmable time - parameter relay offers versatility and accuracy, IEE Trans., Vol. Pas-99, No. 1, Jan./Feb. 1980
- [7] Basu M., Basu K.P.: Computerised evaluation of the magnetising inrush current in transformers, Electr. Power Systems Research 2, 1979, 179-182.
- [8] Dzierzanowski Sowa P., Winkler W., Wiszniewski A.: Wykorzystanie składowych harmonicznych w statycznym zabezpieczeniu różnicowym transformatorów mocy. Raport Instytutu Energoelektroniki Politechniki Wrocławskiej Nr 289, 1984
- [9] Namiotkiewicz M., Magdziarz A., Żagan Z., Myrcha W.: Zawartość harmonicznych w udarowym prądzie magnesującym transformatora. IV Międzynarodowa Konferencja Naukowa, Gliwice - maj 1985, s. 318.

Recenzent

Prof. Andrzej Wiszniewski

Wpłynęło do redakcji 5 stycznia 1987 r.

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ФИЛЬТРАЦИИ ГАРМОНИК ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ  
ДЛЯ ЦИФРОВЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЗАЩИТ ТРАНСФОРМАТОРОВ

## Резюме

В статье оговорены два метода фильтрации гармоник, важных с точки зрения дифференциальной защиты трансформатора. Первый метод, базирующийся на дискретном изображении Фурье, характерен трудоемкостью расчетов, но зато обеспечивает достаточную точность результатов.

Второй метод, базирующийся на прямоугольном изображении, позволяет уменьшить число трудоемких операций умножения за счет точности результатов.

Сравнение обоих методов склоняет к разработке уравнений фильтрации позволяющих объединить самые существенные свойства этих методов.

Разработаны две модификации метода прямоугольного изображения позволяющие получить компромисс между точностью и скоростью расчетов.

MODIFICATION OF FILTERING METHODS OF HARMONICS FOR DIGITAL DIFFERENTIAL PROTECTION OF POWER TRANSFORMERS

Summary

The paper deals with two method of filtering harmonics essential for digital differential protection of power transformer. The first of them based on discrete Fourier transform is characterized by the long time of computing. However it assures high-accuracy of results. The second applies the rectangular transform and decreases the number of time-consuming multiplications. Comparing the two methods of different features the connection of their most important features is very profitable. The two modifications of the rectangular transform have been elaborated. The one of them computes harmonics for different sampling frequencies and data windows, the other applies shift-frequency theorem of fourier transform. The obtained methods allow to achieve the compromise between speed and accuracy of computation.



Fig. 3. Waveform of the signal after filtering harmonics.

Fig. 5. The results of the calculation of the magnitude of the harmonics. The graph shows two curves, one representing the magnitude of the harmonics and the other representing the magnitude of the fundamental component. The x-axis is labeled 'Time' and the y-axis is labeled 'Amplitude'. The curves show a clear separation between the fundamental component and the harmonics, with the harmonics being significantly smaller in magnitude.



Tadeusz KACZMARCZYK

Instytut Elektroenergetyki  
i Sterowania Układów  
Politechniki Śląskiej

## LABORATORYJNY SYSTEM MIKROKOMPUTEROWY INFORMATYCZNO-DORADCZY

**Streszczenie** W artykule przedstawiono założenia funkcjonalne i sprzętowe oraz doświadczenia wynikające z użytkowania laboratoryjnego systemu informatyczno-doradczego. System ten został zaprojektowany i wykonany dla potrzeb dydaktyki w Zakładzie Elektrowni IEISU Politechniki Śląskiej.

System zrealizowano wykorzystując sprzęt krajowy: specjalnie przystosowany mikrokomputer Meritum 1, kanał przemysłowy Inteldigit PI, specjalnie zaprojektowany i wykonany układ sprzęgający komputer z tym urządzeniem, przetworniki pomiarowe itp.

System zbiera i przetwarza na bieżąco (w trybie nadążnym) dane 2- -stanowe i analogowe z obiektu, którym jest model fizyczny układu elektrycznego elektrowni. Oprogramowanie użytkowe, wykonane w języku assembler TRS-80 oraz Microsoft Basic umożliwia realizację 3 wydawnictw (w tym 1 graficzne) oraz funkcji doradczej dotyczącej synchronizacji generatorów z systemem elektroenergetycznym.

Dotychczasowe doświadczenia wykazały pełną przydatność i wystarczającą niezawodność systemu.

### 1. Wstęp

W związku z burzliwym rozwojem zastosowań techniki mikroprocesorowej w energetyce obserwuje się rosnące zapotrzebowanie energetyki na absolwentów specjalności elektroenergetyka z dobrą znajomością tych zagadnień, a w szczególności zasad projektowania i eksploatacji systemów mikrokomputerowych wspomagających dyspozytorów elektroenergetycznych.

Aby sprostać temu zapotrzebowaniu podjęto w Instytucie Elektroenergetyki i Sterowania układów Politechniki Śląskiej prace nad budową laboratoryjnego systemu informatyczno-doradczego spełniającego podstawowe warunki profesjonalnych systemów tego typu. Prace rozpoczęte w roku 1984 i zakończone w roku następnym wykonywane były w ramach dwóch prac dyplomowych [1], [2] przy dużym zaangażowaniu pracowników Zakładu Elektrowni i Gospodarki Elektroenergetycznej IEISU. Od roku 1986 stanowisko laboratoryjne jest wykorzystywane w procesie dydaktycznym w ramach przedmiotu "automatyzacja elektrowni" dla studentów specjalności Elektrownie i Gospodarka Elektroenergetyczna.

System został wykonany praktycznie bez nakładów finansowych, wykorzystano bowiem w maksymalnym stopniu sprzęt posiadany przez Instytut w roku 1984.

## 2. Założenia funkcjonalne systemu

Prezentowany system współpracuje w trybie on-line pod kontrolą zegara czasu rzeczywistego z obiektem w postaci fizycznego modelu węzła elektroenergetycznego znajdującego się w laboratorium eksploatacji elektrowni.

System realizuje następujące zadania:

- Wyświetlanie na ekranie monitora czasu rzeczywistego.
- Bieżące wyświetlanie aktualnej konfiguracji kontrolowanego układu elektroenergetycznego (schemat układu z aktualnymi położeniami 8 wyłączników i 16 odłączników) (rys. 1).
- Bieżące wyświetlanie wartości danych analogowych (na tle schematu):
  - 3 wartości napięcia na poszczególnych sekcjach rozdzielni,
  - 2 wartości napięcia generatorów synchronicznych,
  - 2 wartości mocy czynnej generatorów,
  - 1 wartość częstotliwości.

- Emisja na żądanie "historii zdarzeń" w układzie:
  - czas wystąpienia zdarzenia z dokładnością do 1 s,
  - opis zdarzenia (załączenie lub wyłączenie wyłącznika lub odłącznika).

Obszar zarezerwowanej na ten cel pamięci operacyjnej komputera zapewnia przechowywanie do 30 ostatnich zdarzeń.

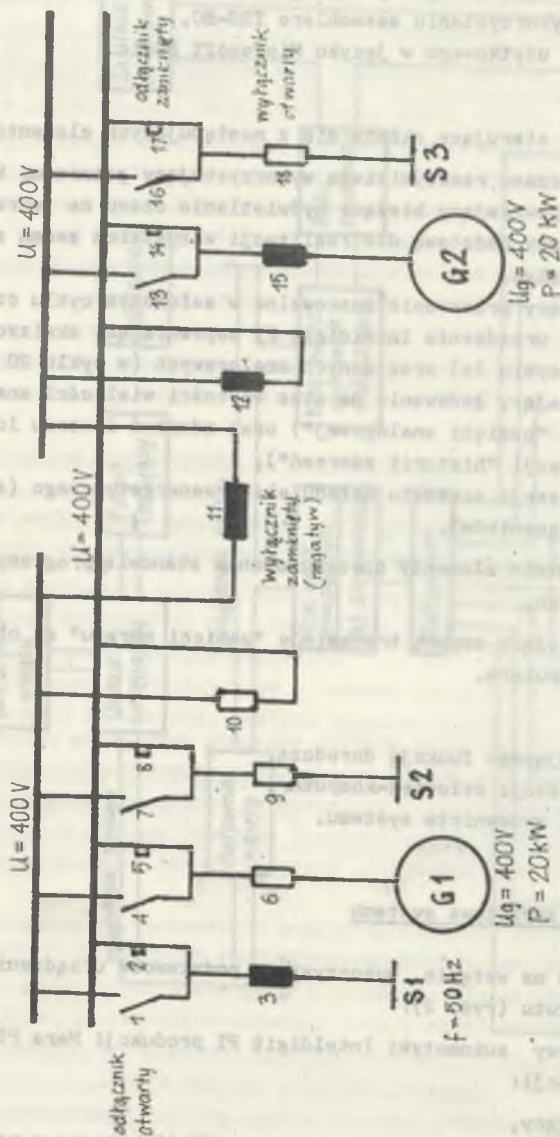
- Emisja na żądanie "pamięci analogowej" w postaci wydawnictwa zawierającego wartości wszystkich kontrolowanych przez system wielkości analogowych w okresie czasu zależnym od ilości wielkości mierzonych oraz okresu ich próbkowania.

Dla przyjętego w systemie okresu próbkowania wielkości analogowych 20 s system zapewnia emisję wszystkich danych analogowych w okresie 5 minut poprzedzających czas bieżący (15 wartości każdej wielkości analogowej wraz z czasem ich wystąpienia).

- Funkcja doradcza systemu przedstawiająca ćwiczącemu sekwencję czynności łączeniowych przygotowujących kontrolowany przez system układ elektroenergetyczny do synchronizacji.

Funkcja ta zapewnia doradztwo przy synchronizacji dowolnych 2 elementów ze zbioru: 2 generatory synchroniczne i 2 linie łączące rozdzielnię z systemem elektroenergetycznym. System realizuje funkcję doradczą dla aktualnej konfiguracji układu elektroenergetycznego, z możliwością pominięcia wybranych przez ćwiczącego elementów łączeniowych, zachowując kryterium minimalizacji ilości czynności łączeniowych oraz zapewniając bieżącą kontrolę wykonanych przez ćwiczącego przełączeń. W przypadku realizacji przełączeń niezgodnych z doradztwem system generuje optymalną sekwencję czynności łączeniowych każdorazowo startując do aktualnego stanu obiektu.

Funkcja doradcza wykonywana jest w trybie konwersacyjnym, przy wkorzystaniu 2 ostatnich (dolnych) linii monitora ekranowego, co umożliwi równoczesną obserwację stanu obiektu na wybranym wydawnictwie.



Rys. 1. Wyświetlenie graficzne systemu. Konfiguracja układu elektroenergetycznego z wartościami wielkości analogowych

Fig. 1. The graphic screen of system. The configuration of electric power system with analog data



### 3. Oprogramowanie systemu

Oprogramowanie systemu składa się z dwóch części:

- a) oprogramowania systemowego wykonanego w kodzie wewnętrznym mikroprocesora Z-80 przy wykorzystaniu assemblera TRS-80,
- b) oprogramowania użytkowego w języku Microsoft Basic.

#### Ad a)

Oprogramowanie sterujące składa się z następujących elementów:

- program zegara czasu rzeczywistego wykorzystujący generator kwarcowy mikrokomputera zapewniający bieżące wyświetlanie czasu na ekranie monitora oraz stanowiący podstawę dla realizacji wszystkich zadań systemu w czasie rzeczywistym,
- program generujący przerwania maskowalne w założonym cyklu czasowym,
- program obsługi urządzenia Inteldigit PI zapewniający akwizycję danych 2-stanowych (w cyklu 1s) oraz danych analogowych (w cyklu 20 s),
- program zapewniający ładowanie na stos wartości wielkości analogowych (dla realizacji "pamięci analogowej") oraz zdarzeń i czasu ich wystąpienia (dla realizacji "historii zdarzeń"),
- program aktualizacji schematu układu elektroenergetycznego (symbole wyłączników i odłączników).

Wymienione 3 ostatnie elementy oprogramowania stanowią programy obsługi przerwania zegarowych.

- program zapewniający szybką transmisję "pamięci obrazu" do obszaru wideo-strony mikrokomputera.

#### Ad b)

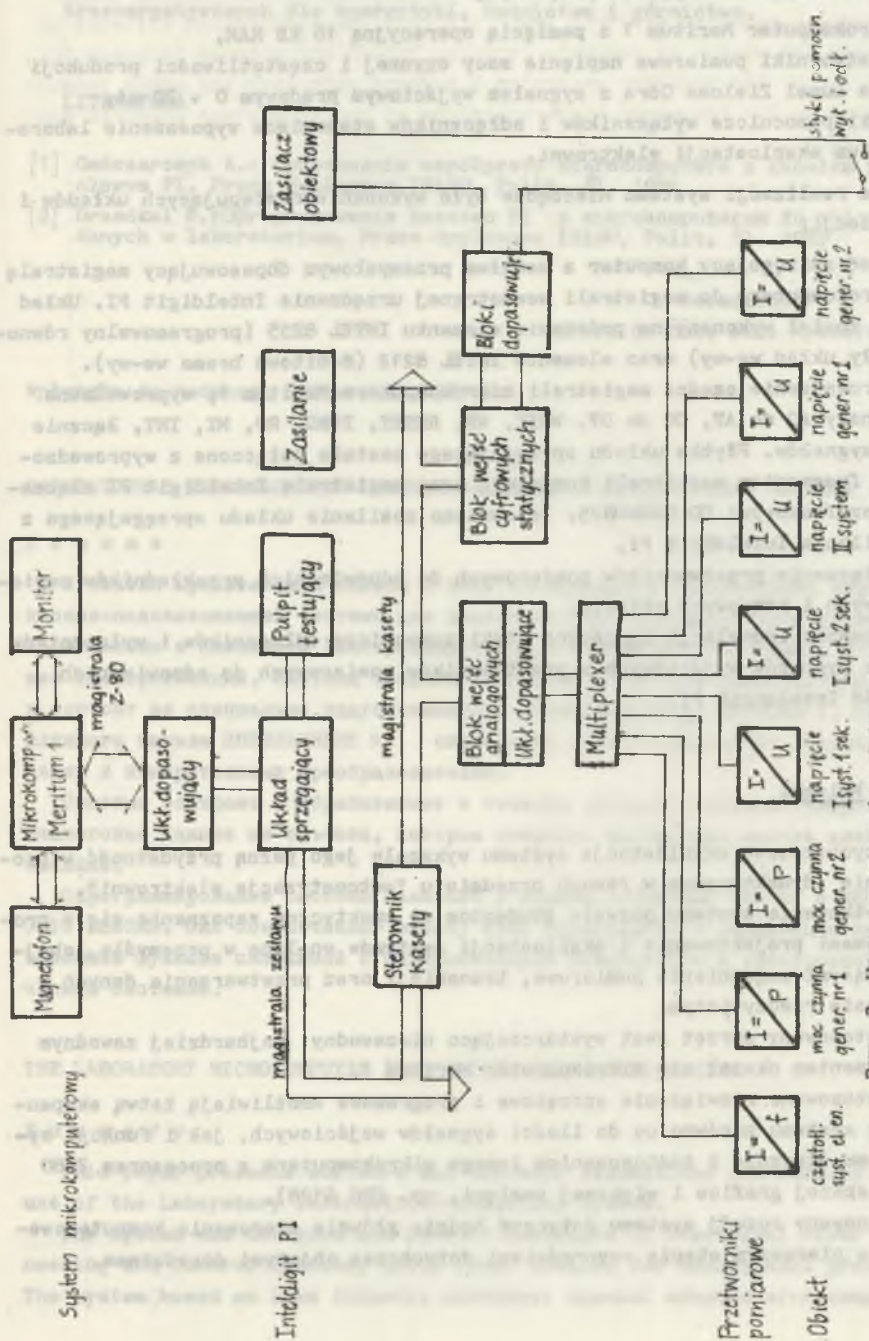
- program realizującego funkcję doradczą,
- programu komunikacji człowiek-komputer,
- programu emisji wydawnictw systemu.

### 4. Realizacja sprzętowa systemu

Jak zaznaczono na wstępie, wykorzystano podstawowe urządzenia będące w osiadaniu Instytutu (rys. 2):

kanał przemysłowy automatyki Inteldigit PI produkcji Mera PIAP w Warszawie w konfiguracji:

- blok sprzęgający,
- blok wejść analogowych z przetwornikiem A/C 12-bitowym z podwójną integracją,
- blok wejść cyfrowych statycznych,
- blok wejść cyfrowych przerywających,



Rys. 2. Uproszczony schemat konfiguracji sprzetowej systemu  
 Fig. 2. The simplified block diagram of hardware configuration of system

- blok wejść licznikowych,
- bloki sygnałów wyjściowych, itp.,
- mikrokomputer Meritum 1 z pamięcią operacyjną 16 kB RAM,
- przetworniki pomiarowe napięcia mocy czynnej i częstotliwości produkcji Mera Lumel Zielona Góra z sygnałem wyjściowym prądowym 0 + 20 mA,
- styki pomocnicze wyłączników i odłączników stanowiące wyposażenie laboratorium eksploatacji elektrowni.

Dla realizacji systemu niezbędne było wykonanie następujących układów i instalacji:

- Układ sprzęgający komputer z kanałem przemysłowym dopasowujący magistralę mikrokomputera do magistrali wewnętrznej urządzenia Inteldigit PI. Układ ten został wykonany na podstawie elementu INTEL 8255 (programowalny równoległy układ we-wy) oraz elementu INTEL 8212 (8-bitowa brama we-wy).
- Wyprowadzenie części magistrali mikrokomputera Meritum 1; wyprowadzono sygnały AO do A7, DO do D7. WAIT, WR, RESET, IORQ, RO, MI, INT, łącznie 25 sygnałów. Płytkę układu sprzęgającego została połączona z wyprowadzonym fragmentem magistrali komputera oraz magistralą Inteldigit PI złączami szufladowymi DD CANNON25. Zapewniono zasilanie układu sprzęgającego z zasilacza Inteldigit PI.
- Podłączenie przetworników pomiarowych do odpowiednich przekładników napięciowych i prądowych obiektu.
- Wykonanie instalacji łączących styki pomocnicze odłączników i wyłączników oraz sygnałów wyjściowych z przetworników pomiarowych do odpowiednich wejść Inteldigit PI.

## 5. Wnioski

1. Dotychczasowa eksploatacja systemu wykazała jego pełną przydatność w procesie dydaktycznym w ramach przedmiotu "automatyzacja elektrowni".
2. Użytkowanie systemu pozwala studentom na praktyczne zapoznanie się z problemami projektowania i eksploatacji systemów on-line w przemyśle, obejmującymi zagadnienia pomiarowe, transmisji oraz przetwarzania danych w czasie rzeczywistym.
3. Zastosowany sprzęt jest wystarczająco niezawodny; najbardziej zawodnym elementem okazał się mikrokomputer Meritum 1.
4. Zastosowane rozwiązania sprzętowe i programowe umożliwiają łatwą ekspansję systemu zarówno co do ilości sygnałów wejściowych, jak i funkcji systemu (łącznie z zastosowaniem innego mikrokomputera z procesorem Z-80 o lepszej grafice i większej pamięci, np. CPC 6128).
5. Planowany rozwój systemu dotyczyć będzie głównie sterowania komputerowego w pierwszym etapie czynnościami dotychczas objętymi doradztwem.



6. Doświadczenia zdobyte podczas realizacji systemu pozwoliły na podjęcie w IEISU prac nad realizacją szeregu systemów wspomagania dyspozytorów elektroenergetycznych dla energetyki, hutnictwa i górnictwa.

## LITERATURA

- [1] Gańczarczyk A.: Opracowanie współpracy mikrokomputera z kanałem przemysłowym PI. Praca dyplomowa IEISU, Polit. Śl. 1984
- [2] Drosdzol M.: Oprogramowanie zestawu PI z mikrokomputerem do zbiornika danych w laboratorium. Praca dyplomowa IEISU, Polit. Śl. 1985

Recenzent:

prof. dr hab. inż. Ryszard Matla

Wpłynęło do redakcji 5 stycznia 1987 r.

## ЛАБОРАТОРНАЯ ИНФОРМАЦИОННО-ПОДСКАЗЫВАЮЩАЯ МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА

## Р е з ю м е

В статье представлены основы и опыт обслуживания лабораторной информационно-подсказывающей системы для дидактики. Эта система спроектирована и изготовлена в Институте Электроэнергетики и Управления Системами, Отделение Электростанции. Система создана на основе устройств производимых в ПНР и состоит из специально подготовленного микрокомпьютера МЕРИТУМ 1, промышленного канала ИНТЕЛДИГИТ PI, специально спроектированного устройства связи и измерительных преобразователей.

Система собирает и обрабатывает в течении реального времени цифровые и аналоговые данные из объекта, которым является физическая модель электростанции.

Опрограммирование системы написано в языках АССЕМБЛЕР TRC-80 и МИКРО-СОФТ ВЭЙЗИК. Оно обеспечивает выдачу трёх издательств и реализацию подсказывающей функции связанной с синхронизацией генераторов и электроenerгетической системой.

## THE LABORATORY MICROCOMPUTER INFORMATION-CONSULTING SYSTEM

## S u m m a r y

This paper presents software and hardware assumptions and results of the use of the Laboratory Information-Consulting System.

The system was designed and made in Institute of Electrical Power Engineering and Control Systems, Group Power Station for educational process. The system based on home industry hardware: special adapted microcomputer

Meritum 1, data channel Inteldigit PI, special designed and made coupling unit and measurement converters.

The system acquires in real time and process digital and analog data from physical model of electric power station. The application software of the system was wraten in assembly language TRS-80 and program language Microsoft Basic. The software generates 3 screens with data and makes consulting function for frequency synchronization of generators and electric power system.