

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

FOLIA SCIENTIARUM
UNIVERSITATIS TECHNICAЕ RESOVIENSIS

NR 287

ELEKTROTECHNIKA

zeszyt 32



WYDZIAŁ
ELEKTROTECHNIKI
I INFORMATYKI
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

Wydano za zgodą Rektora

Redaktor naczelny
Wydawnictw Politechniki Rzeszowskiej
prof. dr hab. inż. Leonard ZIEMIAŃSKI

Rada Naukowa
prof. Stanisław APANAŚEWICZ (Polska)
prof. Lúbomir BEŃA (Słowacja)
prof. Stanisław GRZYBOWSKI (USA)
prof. Michał KOLCUN (Słowacja)
prof. Stefan KULIG (Niemcy)
prof. Stanisław PIRÓG (Polska)

Komitet Redakcyjny
redaktor naczelny
dr hab. inż. Jerzy BAJOREK, prof. PRz
redaktorzy tematyczni (naukowi)
dr hab. inż. Adam BRAŃSKI, prof. PRz
dr hab. inż. Marek GOTFRYD, prof. PRz
dr hab. inż. Stanisław PAWŁOWSKI, prof. PRz
dr hab. inż. Zbigniew ŚWIDER, prof. PRz

redaktor statystyczny
dr inż. Wiesława MAŁSKA

sekretarz redakcji
dr inż. Robert ZIEMBA

członkowie
dr inż. Robert HANUS
dr inż. Mariusz MAĆZKA

Redaktorzy językowi
Piotr CZERWIŃSKI
Marta JAGIEŁOWICZ

Przygotowanie matryc
Joanna MIKUŁA

p-ISSN 0209-2662
e-ISSN 2300-6358

Wersja drukowana Zeszytu jest wersją pierwotną

Recenzenci współpracujący – 2012 r. – s. 57

Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej
al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów

Nakład 100 egz. Ark. wyd. 3,54. Ark. druk. 3,75. Papier offset. 70g B1.
Oddano do druku w grudniu 2012 r. Wydrukowano w grudniu 2012 r.
Drukarnia Oficyny Wydawniczej, al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów
Zam. nr 143/13

SPIS TREŚCI

Grzegorz KARNAS, Grzegorz MASŁOWSKI, Robert ZIEMBA, Stanisław WYDERKA, Kamil FILIK Analysis of a simple grounding system installed in a multilayer soil	5
Lucjan PELC Komunikacja w niewielkich systemach kontrolno-pomiarowych	17
Adam POWRÓZEK Badania laboratoryjne reluktancyjnej maszyny przełączalnej pracującej w zakresie pracy generatorowej	31
Adam POWRÓZEK Model symulacyjny maszyny reluktancyjnej przełączalnej	45
Recenzenci współpracujący – 2012 r.	57

Grzegorz KARNAS, Grzegorz MASŁOWSKI
Robert ZIEMBA, Stanisław WYDERKA, Kamil FILIK
Rzeszow University of Technology

ANALYSIS OF A SIMPLE GROUNDING SYSTEM INSTALLED IN A MULTILAYER SOIL

The aim of the paper is to analyze the influence of selected geoelectrical models on the correctness of a simple grounding system performance estimation. A comparison of different multilayer soil models used to compute grounding system resistance was made as an alternative to typical uniform and two-layer soil conceptions. Experimental tests of a simple grounding system are described. Preliminary measurements were conducted at the new open-air laboratory belonging to Rzeszow University of Technology (RUT), Poland. Finally, measurements of soil resistivity with the use of different methods and at the same time, the ground resistance measurements of simple grounding system were performed. Using the experimental data, a different multilayer soil models were proposed and the grounding resistances of the same grounding system were computed. In case of impact excitations characteristic for lightning currents, the potential distributions around the analyzed grounding system are shown for the selected multilayer soil, and then, the obtained simulation results were compared with the case of the corresponding uniform soil.

1. Introduction

Proper measurement and interpretation of soil characteristics are important for the designing and monitoring of grounding systems, usually done for over-voltage protection purposes. In accordance with [1], the total resistance and potential distribution estimation is necessary to determine hazardous step and touch voltages and potential at different points of installation. It is indispensable to find equivalent geoelectrical representation of soil in any computer simulation. Resistivity measurement is a primary task in determination of geoelectrical models. The parameter is strongly dependent on many factors as changeable weather conditions (temperature, moisture, season), soil type and measurement method. Because of that, it is important to approach each data set individually and take possible impacts into consideration [2]. At present, grounding system studies are based on uniform or two-layer soil models. Precise analyses of complex lightning protection systems (LPS) require more accurate estimation

of grounding resistance for low and high frequency components of the lightning current waveform. In the paper different multilayer soil models are investigated and compared considering the grounding system resistance. Measurements of grounding system resistances were conducted at the new test site of lightning protection belonging to Rzeszow University of Technology (RUT), Poland [3]. The open test site was built basing on experience obtained during cooperation with the lightning research group from University of Florida, Gainesville [4]. The area was divided in two parts (Fig. 1). The more complex part is equipped with a transformer station, a power line and a test house model. The house model is connected with the transformer by an underground cable. Intentionally it was designed to conduct research of current distribution in LPS of a typical real scale building and interaction with power system, mainly for usage of over-voltage protection [4]. The results of already done measurements and analysis have shown new technical capabilities in lightning current distribution studies.

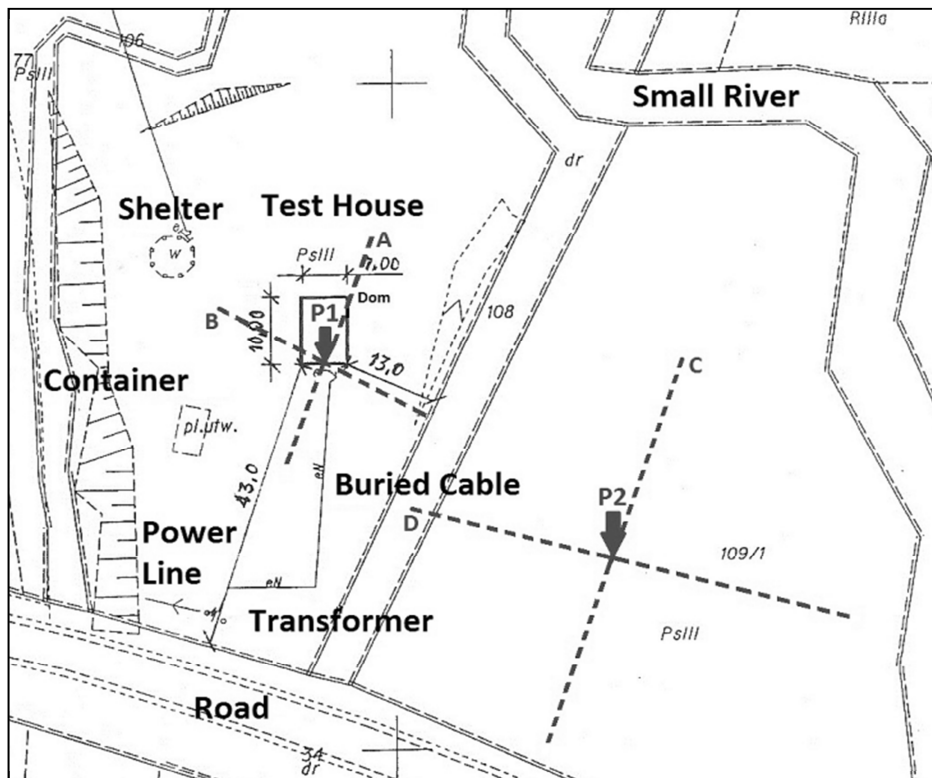


Fig. 1. Top view of the test site of RUT with indicated soil resistivity and grounding resistance measurement profiles (dashed lines)

Another application of the test site is investigation of the nature and physics of typical grounding systems. The terrain with profiles C and D is situated in non-urbanized area (Fig. 1). Neither buried metallic structures nor power system facilities exist there. Preliminary measurements showed no influence of nearby groundings. The experimental data were compared to simulation results regarding resistance and potential distribution around the grounding system in one of typical configurations used practically. Note that the size of the above mentioned zone is about 45 m in the diameter, so the currents flowing around Point P2 (Fig. 1) were not disturbed. More detailed information on the configuration and features of the facilities at the test site in Huta Poreby can be found in [5].

2. Measurement setup

Presently, resistivity characteristics of typical soils are well known. Unfortunately, there is lack of data obtained with application of several measurement methods simultaneously (Fig. 2). Therefore, different variations of the four-electrode method of measuring soil resistivity were examined. The method is based on the voltage and current ratio obtained from measurements with probes buried in the ground at specific spacings. In case of Wenner method, as the most practical approach, the spacings between probes are the same. Schlumberger proposed an arrangement where distances of adjacent current and voltage probes are equal. This modification is useful when sensitivity for large probe-spacing should be increased. This method was applied to penetrate soil volumes at different depths for several particular current probe spacings. Moreover, further generalization of the method was done as shown in Fig. 2. It should be emphasized that each data set consists of several individual measurements obtained for different probe spacings along both lines C and D (Fig. 1). The measurement results were used for computer simulation.

The above-mentioned resistivity measurement methods were described more precisely in [6]. Moreover, some practical problems of Wenner and Schlumberger methods were presented including error minimization techniques.

In case of grounding system resistance estimation the fall-of-potential method was applied. An arrangement of experimental setup is presented in Fig. 3. Resistance measurements were conducted for several grounding rod depths varied from 0.1 m to 1.5 m. Also potential characteristics were collected indirectly for this configuration. The potential was measured at the ground surface by changing the position of the inner probe from 0.1 m to almost 40 m. During this measurement the grounding rod depth was 1.5 m. Additionally, the potential measurement was done in four perpendicular directions but no differences were observed.

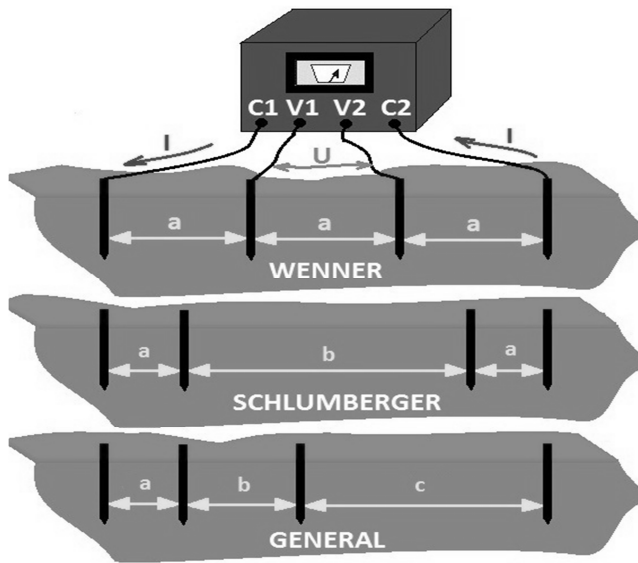


Fig. 2. Resistivity measurement methods used in order to obtain various soil characteristics

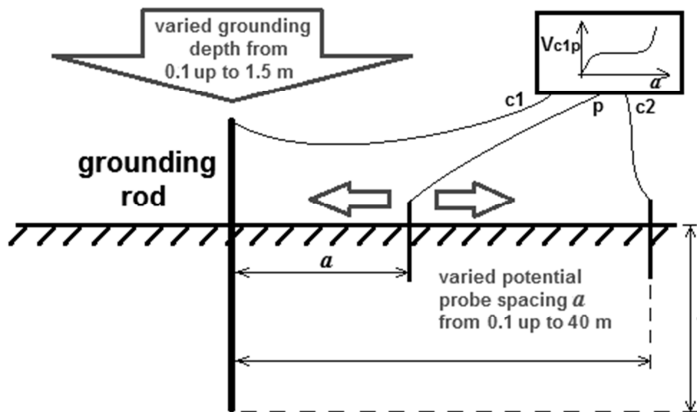


Fig. 3. Grounding resistance and potential measurement procedure. Note that grounding depth l as well as potential probe spacing a were varied

3. Geoelectrical soil model selection

A comparison of different multilayer soil models with a typical uniform and horizontal two-layer approach was the general purpose of the entire simulation.

Computer analysis was conducted in CDEGS. The packet is a powerful set of integrated engineering software tools designed to analyze accurately the problems involving grounding, electromagnetic fields and cathodic protection. Three CDEGS interfaces were used: RESAP, MALZ and HIFREQ [7]. RESAP module was applied to the interpretation of measured soil resistivity data and determination of equivalent ground structure models. In [8] the module and its computation algorithms were presented in detail also for the multilayer approach. As an alternative to RESAP, Matlab program dedicated to geoelectrical ground model estimation was prepared. At present, the interface is able to determine structure consisting of horizontal layers of non-limited thickness and resistivity factor. The layers are grouped in volumes called zones. The number of layers in each zone and the zone depth should be defined by the user. These features give good opportunity to adjust the density of layers to the particular grounding system configuration. The already obtained results show that the multilayer conception can be more accurate than uniform or two-layer models in grounding system resistance estimation [5, 9].

Considering ground resistivity measurement, corresponding data sets obtained for profiles C and D differ insignificantly. Therefore, the results were averaged, which implies no horizontal resistivity variation. In order to obtain more credible geoelectrical models, especially for the upper soil layers, the Wenner method, the Schlumberger method and the General method data was combined. Consequently, in case of the Schlumberger-based simulation also the Wenner measurement was taken into account. The general method-based models were computed with the application of all data sets as input. The simulation proceeded without any external restrictions. Both resistivity as well as layer thickness were determined by CDEGS module completely. The results relative to the uniform and horizontal two-layer conception are presented in Fig. 4, and various multilayer models were compared in Fig. 5. Matlab simulations of twenty-layer soil structures were also included in the same axis.

The simulation results show that on the basis of the same input data different geoelectrical models can be computed independently. The models obtained from CDEGS with the application of the Wenner, Schlumberger and General theoretical rules are varied regarding both resistivity and layers thickness. It can be easily seen from Figs. 4 and 5 that there is no simple relation between inter-electrode spacing (average spacing between current and potential probes) and computed resistivity profiles. Especially, in case of General two-layer model the curve shape and the measurement data vary considerably. The uniform and two-layer horizontal models are not diversified as much as the multilayer models. The results from the Schlumberger and General method are very close. Considering the two-layer models, the main difference is the top layer thickness, which is greater in case of the Wenner method and less for General method. It should be emphasized that the resistivity of the top layer is about six times

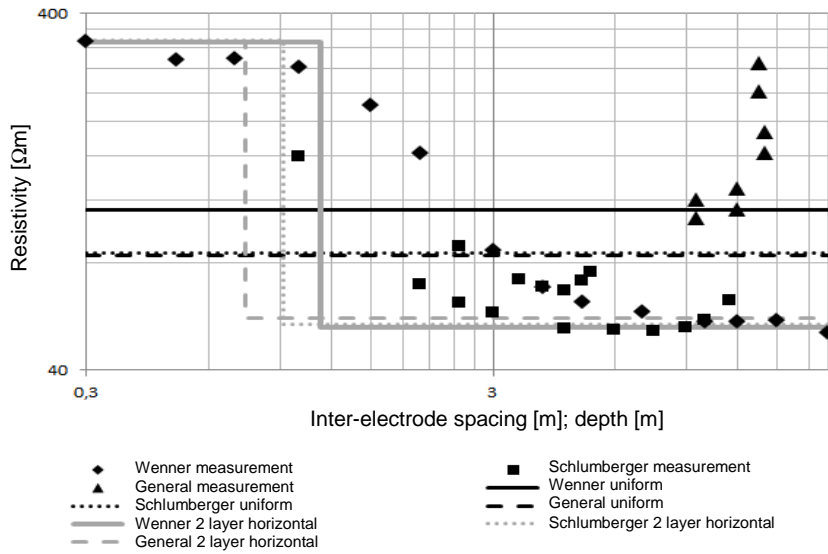


Fig. 4. Typical uniform and horizontal two-layer geoelectrical soil models obtained from CDEGS. Notice logarithmic scale of both axes

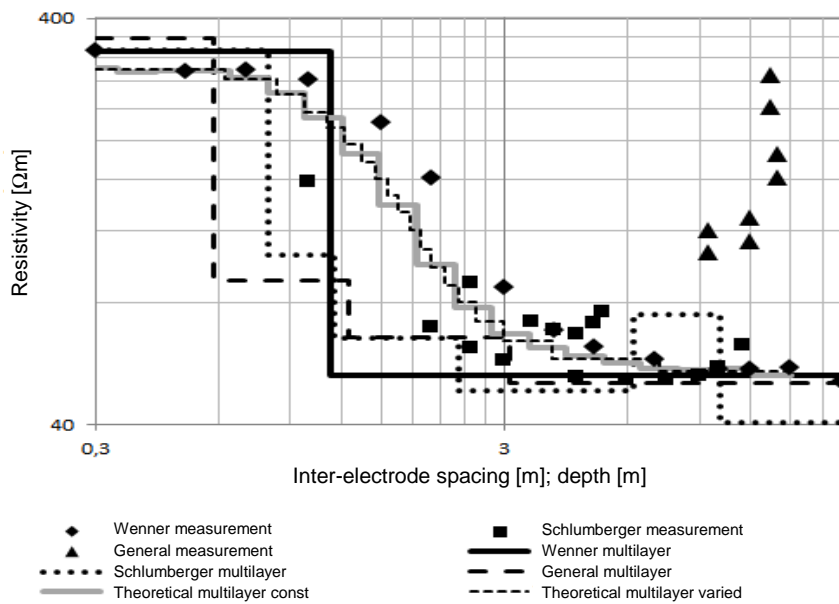


Fig. 5. Comparison of multilayer geoelectrical soil models done using RESAP and dedicated Matlab program. Horizontal axis: inter-electrode spacing for measurement data, depth for geoelectrical models

greater than the bottom one. The disproportion may have influence on grounding system resistance reduction. An interesting result was obtained from the comparison of models based on the Wenner method of computation (Figs. 4 and 5). Despite the technical capability of maximum twenty-layer fit only two-layer model was proposed. Moreover, the error, defined by CDEGS as the maximum acceptable root mean square between the measured data and the corresponding values generated from the computed soil model [7], was about 4.5%. It means that this was decidedly the most accurate simulation. More complex geoelectrical structures were obtained using the Schlumberger and the General data. Some similarities are observed between the models. In each case the order of resistivity is comparable, for Schlumberger deep conductance variations are present. Theoretical multilayer curves were computed with the application of Matlab. Two cases are considered in respect of logarithmic depth scale: equal and varied layer thickness. The next assumption was the Wenner coefficient $k = 0.75$ which means that the resistivity computed for particular electrode spacing a is present at the depth of $ka = 0.75a$ [10]. The models were both exported to CDEGS as twenty-layer and used for the grounding system performance simulation.

4. Grounding system resistance and potential distribution analysis

Further simulation was conducted in another CDEGS module, MALZ. The obtained geoelectrical models were imported to the module. Typically MALZ is used to analyze and design grounding systems for HVAC and HVDC power stations, substations, transmission line towers or to design anode beds for cathodic protection installations up to 3 MHz. Grounding system resistance was computed for all geoelectrical models individually and then compared with measurements (Fig. 6). In order to obtain grounding resistance special procedure was used. The fall-of-potential method was implemented as shown in Fig. 3. The resulting measurement curve was identified as resistance between the grounding and a specified point at the ground surface. For distances between 20 and 25 m resistance become constant and the value is defined as grounding resistance. The curve can be directly rescaled by the current to potential relationship with the application of Ohm's law. A similar operation was performed in theoretical simulation done in MALZ where the measurement setup configuration of the fall-of-potential method was implemented. The outer electrodes were simulated as 1 A current source at 128 Hz. The potential probes were defined by profile points where potential should be computed. This current value was selected to get the simplest scaling factor between potential and resistance. Grounding system resistance based on typical uniform and two-layer models are strongly underestimated. The use of simple models can cause serious problems during a grounding system design process. Moreover, overvoltage protection levels could not be determined properly. More complex twenty-layer models fit better but still some

discrepancy is observed, especially near the ground surface. In Figure 6 two additional models are shown: the uniform structure with the resistivity of $195 \Omega\text{m}$ and twenty-layer soil with the Wenner coefficient of $k = 0.63$. The total resistance computed with the application of the models was equal to the measured one.

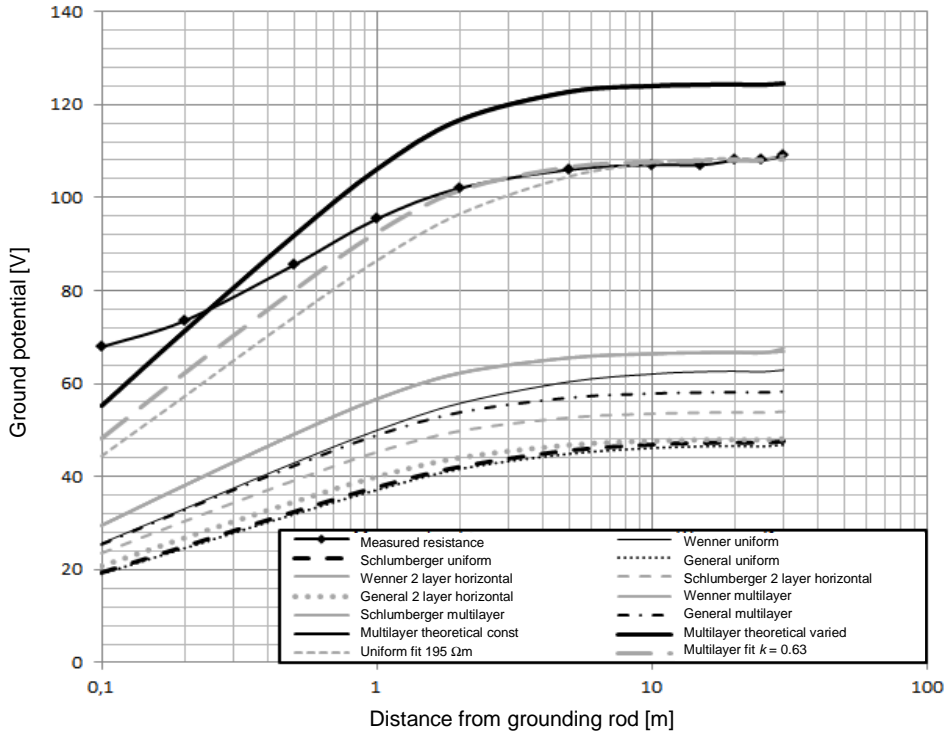


Fig. 6. Potential distribution at the ground surface in low-frequency range. Ground potential is considered under assumption of zero potential of the grounding system. Therefore, potential values at distance of 25 m can be considered directly as grounding resistance

The following simulation was based on the same measurement setup as the one above-mentioned but the length of buried grounding rod was changing (Fig. 3). The measurement results were presented in Fig. 7. Due to better conductance of the bottom layer the grounding resistance decreases with depth. Generally multilayer models are closer to the real function than the uniform soil ones, especially when the grounding system length is relatively short. Some differences are observed at the depths corresponding to the boundaries of layers. When the rod reached the soil volume of better conductance then grounding resistance decreased immediately. It is clearly visible for two layer models with extremely high resistivity difference.

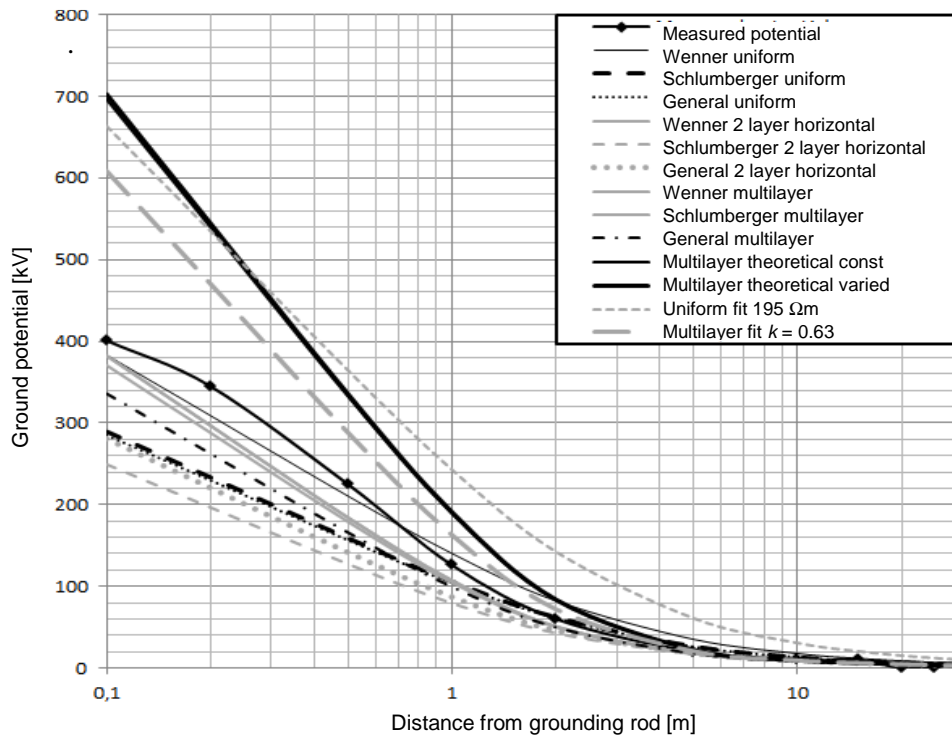


Fig. 7. Influence of varied multilayer soil models on the change of grounding system resistance with depth

Finally, the proposed models were tested for lightning current distribution using the HIFREQ. Typical current waveform defined in the CDEGS was injected to the grounding system. The potential distribution was analyzed at the time point of $5 \mu\text{s}$ after stroke origin when the maximum value is reached (Fig. 8). Additionally, the measured potential scaled up linearly by 10 kA low-frequency current was presented. The conducted simulations show that the dependence of grounding system resistance on the frequency is less than 1% for the bandwidth up to several megahertz. The potential function is different for various geoelectrical models. For this particular instance, in contrast to the low-frequency range, the simple soil structures as the Wenner uniform or the two-layer are most accurate. The simulation results are comparable with the measurements. Despite the conformity with grounding resistance (Fig. 6), the fitted uniform $195 \Omega\text{m}$ and the multilayer $k = 0.63$ models give considerably overestimated results. The values at the ground surface close to the buried rod are almost two times greater than the corresponding result for low-frequency. Theoretical multilayer structures also give overestimated values. The reason is the relatively high resistivity of several simulated top layers increasing soil resistance just above the grounding system.

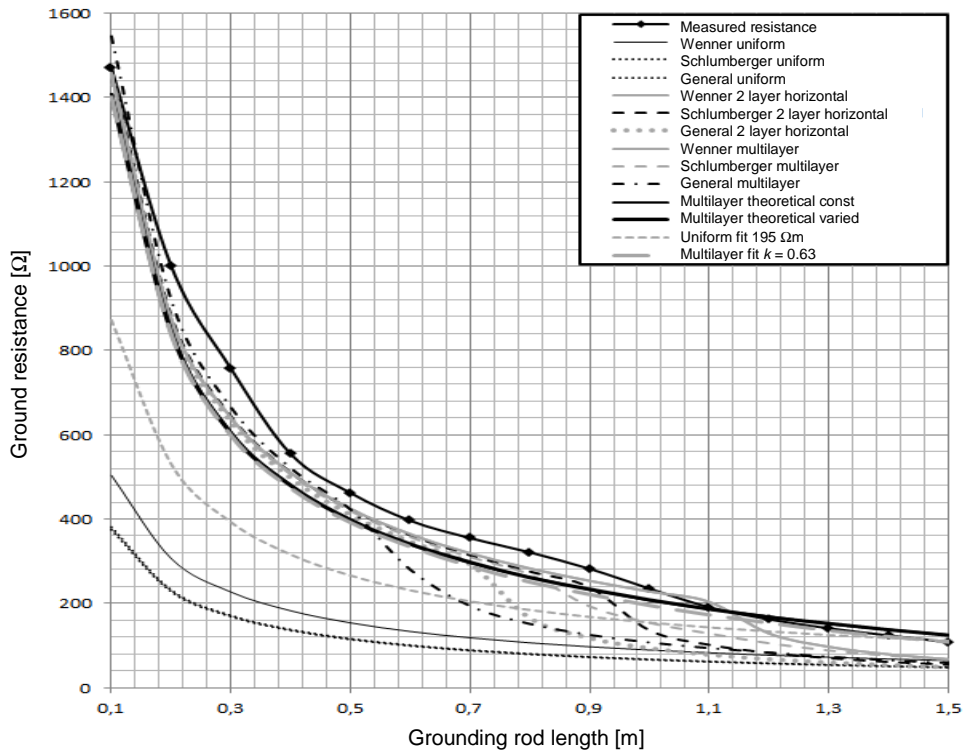


Fig. 8. Potential distribution at the ground surface for $5/20 \mu\text{s}$ 10 kA lightning current surge injected directly to the grounding system

5. Conclusions

The research done at the test site provided opportunity for comparison of the simulation results with the measurements. The performed simulation allowed to check the influence of different geoelectrical models on the resistance and potential distribution of typical grounding system. Considering lightning conditions, the uniform, the two-layer and the multilayer approach were used for grounding system resistance estimation and potential distribution computation. Under certain conditions, the two-layer horizontal model is a reasonable compromise between precision and simplicity of soil structure. The results for both slow- and fast-current sources show significant influence of the assumed geoelectrical model on performance of the entire grounding system.

References

- [1] IEEE Power Engineering Society, „IEEE guide for measuring earth resistivity, ground impedance, and earth surface potentials of a ground system”, ANSI/IEEE Std 81-1983, USA 1983.

- [2] Summary Technical Reference, „Soil resistivity measurement and interpretation”, Safe Engineering Services & Technologies Ltd, Montreal 1996.
- [3] Masłowski G., Bajorek J., Wyderka S., Developing of lightning research center in south-east part of Poland, Asia-Pacific International Conference on Lightning, Chengdu, Nov. 1-4, China 2011.
- [4] Masłowski G., Wyderka S., Rakov V.A., DeCarlo B.A., Li L., Bajorek J., Ziembra R., Experimental investigation and numerical modeling of surge currents in lightning protection system of a small residential structure, Journal of Lightning Research (in press).
- [5] Karnas G., Application of geoelectrical method to ground structure analysis, MS Diploma, Rzeszow, Poland 2011 (in Polish) (unpublished).
- [6] SES, Soil resistivity measurements, Safe Engineering Services & Technologies Ltd, Montreal 2001.
- [7] CDEGS Engineering Guide, A simple substation grounding grid analysis, Safe Engineering Services & Technologies Ltd, Montreal 2006.
- [8] SES, „RESAP user’s manual”, Safe Engineering Services & Technologies Ltd, Montreal 2002.
- [9] Karnas G., Application of modern methods computing geoelectrical models to complex ground structure analysis, Electrical Review, 2011 (in press).
- [10] Jabłonski W., Electric shock prevention applied to the high voltage electroenergetic devices, WNT, Warszawa, Poland 1992 (in Polish).

The project was founded by the National Science Center, Poland.

ANALIZA PROSTEGO UKŁADU UZIEMIENIA POGRAŻONEGO W GLEBIE WIELOWARSTWOWEJ

Streszczenie

Celem artykułu jest analiza wpływu wybranych modeli geoelektrycznych gruntu na poprawność symulacji prostego układu uziemienia. Szczegółowej analizie poddano typowe modele jednorodne oraz dwuwarstwowe, a następnie porównano je ze znacznie bardziej złożonymi koncepcjami gruntu wielowarstwowego. Uzyskane rezultaty odniesiono do wyników eksperymentalnych. Pomiarów wykonano na poligonie badawczym w Hucie Poręby należącym do Politechniki Rzeszowskiej. Rezystywność gruntu na terenie poligonu uzyskano trzema metodami: Wennera, Schlumbergera oraz ogólną czteroelektrodową. Jednocześnie zmierzono rezystancję oraz rozkład potencjału wokół badanego układu uziemiającego. Na podstawie zebranych wyników zaproponowano kilka modeli geoelektrycznych gruntu, dla których odpowiednio wyznaczono rezystancje uziemienia. Dokonano również analizy obejmującej rozkład potencjału generowanego rozplywem prądu udarowego typowego dla wyładowań piorunowych. Uzyskane rezultaty porównano z wynikami dla gruntu jednorodnego.

DOI: 10.7862/re.2012.1

Lucjan PELC

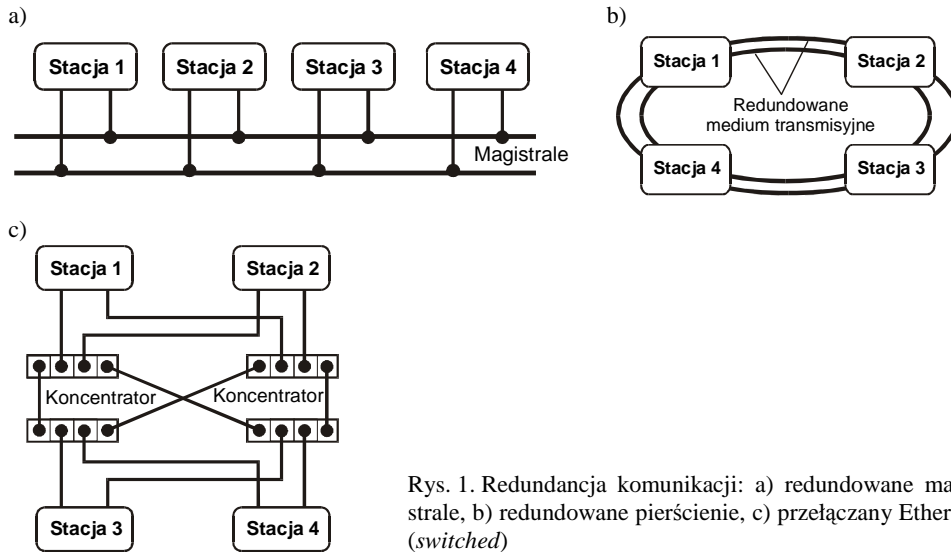
Politechnika Rzeszowska

KOMUNIKACJA W NIEWIELKICH SYSTEMACH KONTROLNO-POMIAROWYCH

W artykule przedstawiono zagadnienie wymiany danych w ramach niewielkiej sieci urządzeń aparaturowych, realizujących zadania związane z cyklicznym pomiarem, sterowaniem czy regulacją. Komunikacja w takim systemie musi uwzględniać ograniczenia czasowe na terminowość wymiany danych. Ponadto, ze względu na zadania takiego systemu, komunikacja bywa cykliczna lub wyzwalana. W związku z tym zaproponowano protokół komunikacyjny, który łączy zalety obu tych rodzajów komunikacji, gwarantując jednocześnie zachowanie stałego cyklu komunikacyjnego. Warstwa fizyczna przedstawionego protokołu może być oparta na ciągle bardzo popularnym w zastosowaniach przemysłowych standardzie RS-485 albo CAN. W artykule wskazano także globalne parametry komunikacyjne, które pozwalają określić ograniczenia czasowe niesione przez dany protokół. Zaprezentowano praktyczne obliczenia dla protokołów typu *master-slave*, wchodzących w skład proponowanego protokołu z przepływem.

1. Wprowadzenie

Systemy sterowania instalowane w przemyśle są z reguły systemami rozproszonymi. Standardowe protokoły komunikacyjne dla magistral polowych (*fieldbus*) stosowanych w systemach znanych firm, takie jak Profibus DP, ControlNet, Foundation Fieldbus (FF) czy Factory Information Protocol (FIP) [1-3], zapewniają wymagany poziom determinizmu czasowego i otwartość na urządzenia innych producentów. Jednocześnie w większych zastosowaniach, np. w energetyce, wobec systemów sterowania stawia się znacznie wyższe wymagania dotyczące dyspozycyjności (*availability*). Sprowadzają się one przede wszystkim do redundancji (podwojenia) jednostek centralnych i podsystemu komunikacyjnego [4-6]. W przemyśle dominują jednak systemy małe i średnie (do 1000 sygnałów). Ograniczone możliwości sprzętowe małych systemów zmuszają do opracowania własnych, specjalizowanych protokołów komunikacyjnych, zapewniających wymaganą efektywność, mimo mniej zaawansowanego sprzętu. Otwartość systemu posługującego się własnym protokołem polowym powinny umożliwiać odpowiednie konwertery komunikacyjne.



Rys. 1. Redundancja komunikacji: a) redundowane magistrale, b) redundowane pierścienie, c) przełączany Ethernet (*switched*)

Coraz większe wymagania odnośnie dyspozycyjności nakładają również na małe systemy potrzebę przynajmniej ograniczonej redundancji. Na rysunku 1. pokazano typowe rozwiązania redundancji w obszarze zwielokrotnienia medium transmisyjnego.

2. Globalne parametry komunikacji

Chcąc dokonać oceny właściwości czasowych komunikacji prowadzonej według danego protokołu, należy wcześniej zdefiniować odpowiednie parametry. Dalej wskazano kilka z nich, które posłużą do oceny porównawczej dwu protokołów.

Czas transakcji. Określa się go odmiennie dla różnych mechanizmów dostępu do medium. W uproszczeniu można jednak powiedzieć, że jest to czas potrzebny na zrealizowanie sekwencji *wysłanie polecenia – odebranie odpowiedzi*. Ponieważ parametr ten ma podstawowe znaczenie podczas określania charakterystyki czasowej systemu z protokołem magistrali polowej, metoda jego wyznaczania zostanie dokładniej omówiona. Przykładowo rozważono komunikację *Master-Slave*. Transakcja przebiega wówczas w następujących krokach, z czasami podanymi po pauzie:

- stacja *Master* przygotowuje polecenie (*query*) – T_{PFQ} ,
- ramka polecenia jest transmitowana za pośrednictwem magistrali – T_{TFQ} ,
- stacja *Slave* odbiera i analizuje polecenie – T_{AFQ} ,

- *Slave* przygotowuje odpowiedź (*response*) – T_{PFR} ,
- transmisja odpowiedzi – T_{TFR} ,
- stacja *Master* odbiera i analizuje odpowiedź – T_{AFR} .

Suma czasów z tych kroków daje czas trwania transakcji:

$$T_T = T_{PFQ} + T_{TFQ} + T_{AFQ} + T_{PFR} + T_{TFR} + T_{AFR} \quad (1)$$

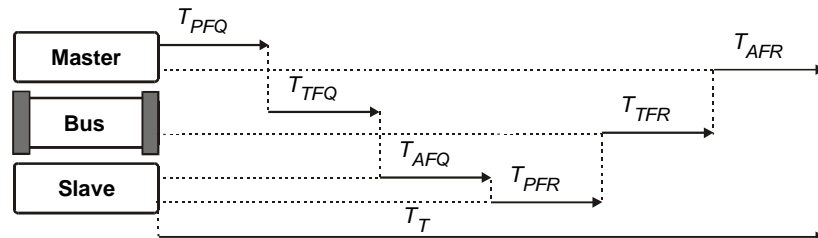
Graficznie przedstawia go rys. 2.

Należy dodać, że *czas analizy ramki* zapytania T_{AFQ} i odpowiedzi T_{AFR} obejmuje *detekcję ramki*, jej *rozpoznanie* (analizę) i dodatkowo, w zależności od konkretnej realizacji, *czas cyklu programu automatu komunikacyjnego*. Przyjęto, że czas analizy ramki jest to czas, jaki upływa od chwili jej odebrania do momentu przygotowania danych dla wyższej warstwy oprogramowania.

Czas cyklu. Podobnie jak dla czasu transakcji, określenie *czasu cyklu* zależy od przyjętego mechanizmu dostępu. Ogólnie *czas cyklu* należy rozumieć jako czas, który upływa do uzyskania przez daną stację kolejnego dostępu do medium. Jeśli założyć, że w systemie w każdym cyklu komunikacyjnym realizowane jest N transakcji, wówczas czas cyklu T_C wyraża wzór:

$$T_C = \sum_{i=1}^N T_{Ti} \quad (2)$$

gdzie T_{Ti} jest czasem trwania i -tej transakcji.



Rys. 2. Czas trwania pojedynczej transakcji w komunikacji *Master-Slave*

Sprawność sieci. Definiuje się ją odmiennie dla różnych sieci oraz celu, któremu mają służyć. Przykładowo w sieciach z protokołem FIP sprawność określa się jako stosunek całkowitego czasu trwania transmisji danych¹ do cał-

¹ Chodzi tu o dane użytkowe, np. stan wejść i wyjść obiektowych danej stacji procesowej.

kwitego czasu transakcji wymiany danych. Jeśli przyjąć, że spośród wszystkich transakcji tylko K dostarcza danych, to sprawność będzie wyrażana wzorem:

$$\eta_{(1)} = \frac{\sum_{i=1}^K T_{TData,i}}{\sum_{i=1}^K T_{Ti}} 100\% \quad (3)$$

gdzie $T_{TData,i}$ – czas transmisji danych w j -tej transakcji.

Tak określona sprawność informuje, jak szybko jest realizowany cykl wymiany ogółu danych. W przypadku gdy transmisja danych odbywa się w każdej transakcji, całkowity czas transakcji jest równy czasowi cyklu sieci:

$$\sum_{j=1}^N T_{TData,j} = T_C.$$

Prostszym określeniem sprawności jest wzór [7]:

$$\eta_{(2)} = \frac{T_{TData}}{T_T} 100\% \quad (4)$$

gdzie T_T ma postać z równania (1).

Bardzo często można spotkać sprawność określoną jako:

$$\eta_{(3)} = \frac{T_{TData}}{T_{TFData}} 100\% \quad (5)$$

gdzie T_{TFData} oznacza czas transmisji ramki z danymi w pojedynczej transakcji.

Ponieważ $T_{TFData} = T_{TFQ} + T_{TFR}$, więc $T_T > T_{TFData}$ (zob. wzór (1)), $\eta_{(3)} > \eta_{(2)}$. Producenci najchętniej podają sprawność w formie $\eta_{(3)}$. Taka definicja czasami może wprowadzać w błąd, informuje bowiem jedynie o narzucie czasowym warstwy łącza.

Przepustowość sieci. Definicja jest powiązana ze sprawnością. Przykładowo dla $\eta_{(2)}$ (jak w równaniu (4)) przepustowość określa się wzorem:

$$P_{(2)} = \frac{L_{Data} L_U}{T_{Ti}} \text{ [kb/s]} \quad (6)$$

gdzie: L_{Data} – liczba znaków danych, L_U – liczba bitów znaku, T_T – czas transakcji.

Dla $\eta_{(3)}$ z równania (5) przepustowość ma postać:

$$P_{(3)} = \frac{L_{Data} L_U}{T_{TF_Data}} \text{ [kb/s]} \quad (7)$$

gdzie: L_{Data} – liczba znaków danych, L_U – liczba bitów znaku, T_{TFData} – czas transmisji ramki z danymi.

Podobnie jak w przypadku sprawności, również dla przepustowości zachodzi relacja $P_{(3)} > P_{(2)}$.

W celu poprawy parametrów czasowych komunikacji stosuje się *grupowanie* i *szeregowanie* komunikatów, a w systemach rozległych dodatkowo podział na podsieci. Grupowanie kilku komunikatów w jeden zmniejsza obciążenie systemu, a odpowiednie szeregowanie pozwala dochować reżimy czasowe podczas przeciążenia. W systemach małych i średnich wystarcza na ogół grupowanie komunikatów przez stację, z której pochodzą dane. Szeregowanie może być naturalne, tzn. zgodne z kolejnością pojawiania się pytań, albo priorytetowe.

3. Obliczenia dla protokołów Modbus i Trans

Jednym z najbardziej popularnych protokołów jest protokół Modbus w wersji RTU. Można go spotkać w większości urządzeń aparaturowych. W proponowanym protokole TMI komunikacja wyzwolana (*Master-Slave*) może odbywać się według zmodyfikowanego Modbusa RTU lub protokołu Trans [8, 9]. Zasadne jest zatem porównanie obu tych protokołów. Dalej rozważono przypadek cyklicznego odczytywania z urządzenia kontrolno-pomiarowego 6 wejść i 2 wyjść analogowych oraz 16 wejść i 16 wyjść binarnych.

Modbus RTU. Wprowadzona modyfikacja polega na tym, że wejścia i wyjścia analogowe wyrażane jako 4-bajtowe liczby zmiennoprzecinkowe (*float*) są reprezentowane przez 2-bajtowe rejestry. Ponadto grupowanie dostępne jest tylko dla danych tego samego typu (bitów lub rejestrów), a to oznacza, że potrzebne są 4 transakcje, aby odczytać wszystkie wejścia i wyjścia urządzenia. Odczyt wejść i wyjść binarnych (bitów) umożliwiają odpowiednio funkcje Modbusa 01 i 02 hex, wejść i wyjść analogowych (w artykule „rejestrów”) – funkcje 03, 04 hex. Ze względu na popularność Modbusa dodatkowe informacje dotyczące ramki zostaną pominięte. Znaczenia kolejnych bajtów ramki dla wymienionych funkcji podano w tab. 1.

Tabela 1. Zawartość ramki dla funkcji 01, 02, 03 i 04 hex w protokole Modbus

Funkcje: 01, 02 hex				03, 04 hex			
Pytanie		odpowieź		pytanie		odpowieź	
Bajt	opis	bajt	opis	bajt	opis	bajt	opis
1	adres sterownika	1	adres sterownika	1	adres sterownika	1	adres sterownika
2	nr funkcji	2	nr funkcji	2	nr funkcji	2	nr funkcji
3, 4	adres bitu	3	liczba bajtów	3, 4	adres rejestru	3	liczba bajtów
5, 6	liczba bitów	4 do n	zgrupowane bity	5, 6	liczba rejestrów	4 do n	2-bajtowe rejestry
7, 8	suma CRC	$n+1$, $n+2$	suma CRC	7, 8	suma CRC	$n+1$, $n+2$	suma CRC

Trans. Ramkę protokołu przedstawia rys. 3., gdzie kolejne pola oznaczają: SOH – znak początku komunikatu (7E hex), CNO – kod komunikatu i numer sterownika (starsza i młodsza część bajtu), DATA – bajty danych, CRC suma kontrolna.

SOH	Adres	CNO	DATA ...	CRC
8 b	8 b	8 b	$n \times 8$ b	16 b

Rys. 3. Ramka niestandardowego protokołu Trans (b≡bit)

Możliwy jest grupowy odczyt danych różnego typu. Pozwala na to funkcja (usługa) DSP (60 hex) w trybie IOV (30 hex). Wymiana danych rozważanych w przykładzie odbywa się więc w jednej transakcji, co zilustrowano w tab. 2.

Tabela 2. Zawartość ramki dla funkcji DSP, tryb IOV – protokół Trans

Funkcja: DSP (60 hex) dla trybu IOV (30 hex)					
Pytanie		odpowieź			
Bajt	opis	bajt	opis	bajt	opis
1	SOH	1	SOH	35, 36	16 wejść binarnych
2	DSP + nr	2	DSP + nr	37, 38	16 wyjść binarnych
3	rodzaj trybu – IOV	3 do 26	8 wejść analogowych	39, 40	suma kontrolna
4, 5	suma CRC	27 do 34	2 wyjścia analogowe	Dane analogowe są 4-bajtowymi liczbami <i>float</i> .	

W celu porównania obu protokołów założono, że komunikacja odbywa się w systemie złożonym z komputera nadrzędnego i $N = 9$ stacji procesowych.

Ponadto każdy znak ramki jest kodowany na $L_U = 11$ bitów (typowa wartość), a prędkość komunikacji wynosi $V = 4800$ b/s. W tabeli 3. zebrano wyniki obliczeń czasu transakcji T_T , cyklu T_C , sprawności $\eta_{(2)}$ i $\eta_{(3)}$ oraz przepustowości $P_{(2)}$ i $P_{(3)}$. W obliczeniach wykorzystano wzory (1)-(7). W celu jednolitości założono dla obu protokołów $T_{PFQ} + T_{AFR} = 5$ ms (czas przygotowania zapytania przez komputer + czas analizy odebranej odpowiedzi) i $T_{AFQ} + T_{PFR} = 10$ ms (czas analizy zapytania przez stację + czas przygotowania odpowiedzi).

Podane sprawności i przepustowości wykazują przewagę niestandardowego protokołu Trans nad Modbusem. Trans pozwolił na prawie dwukrotne skrócenie cyklu komunikacji, mimo większej precyzji transmitowanych danych analogowych (*float* zamiast *integer*). Sprawność i przepustowość zwiększyła się średnio półtora raza.

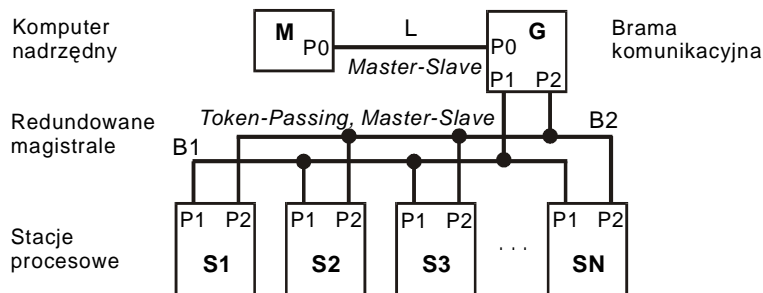
Tabela 3. Wyniki obliczeń dla protokołów Modbus i Trans

Protokół	Funkcja [hex]	L_{Data} [bajt]	$L_Q + L_R$ [bajt]	T_T [ms]	T_C [s]	$\eta_{(2)}$ [%]	$P_{(2)}$ [kb/s]	$\eta_{(3)}$ [%]	$P_{(3)}$ [kb/s]	
Modbus	01 i 02	$4 + 3 = 7$	$8 + 7 = 15$	49.4	221	1.99	33	1.6	47	2.2
	03	$4 + 13 = 17$	$8 + 17 = 25$	72.3			54	2.6	68	3.3
	04	$4 + 5 = 9$	$8 + 9 = 17$	54			38	1.8	53	2.5
Trans	60	$1 + 36 = 37$	45	118	1.06	72	3.5	82	4	

4. Protokół z przeplotem mechanizmów dostępu do magistrali

Opracowany przez autora protokół TMI (*Token-Passing and Master-Slave Interleaving Protocol*) jest przeznaczony dla niewielkiego systemu sterowania, gdzie dyspozycyjność komunikacji ma istotne znaczenie [10]. Cecha ta jest niezbędna podczas obsługi tych procesów technologicznych, w których usterka systemu komunikacyjnego może prowadzić do zatrzymania pracy całej instalacji. W protokole TMI dyspozycyjność osiągnięto przez wprowadzenie redundancji magistrali z automatycznie przełączanym trybem pracy, co pozwala na realizację *stopniowanej degradacji*. TMI wykorzystuje redundowaną magistralę połową (*fieldbus*) oraz *przeplatany dostęp* do medium (*interleaving*), łączący mechanizmy *Token-Passing* i *Master-Slave*. Rysunek 4. przedstawia system rozproszony komunikujący się według TMI, którego elementami składowymi są:

- komputer nadrzędny M (*Master*) z portem P0 (*Port*) i linią L (*Line*),
- brama G (*Gate*) z redundowanymi magistralami B1, B2 (*Bus*) oraz portami P0, 1 i 2,
- stacje procesowe S (*Station*), każda z dwoma portami P1, P2.



Rys. 4. System z protokołem TMI

W zależności od dostępnych w danej chwili zasobów sprzętowych komunikacja w TMI odbywa się w jednym z czterech podstawowych trybów:

- praca normalna – wszystkie elementy systemu są sprawne,
- odłączenie jednej magistrali – druga pełni rolę magistrali wiodącej,
- odłączenie bramy komunikacyjnej – trwa jedynie komunikacja *Token-Passing*,
- odłączenie bramy i magistrali – *Token-Passing* za pośrednictwem magistrali wiodącej.

W artykule zostanie omówiony jedynie tryb pracy normalnej sieci komunikującej się wg TMI [11].

Podstawowe cechy. Zakłada się, że w systemie są sprawne wszystkie elementy, a rolę magistrali wiodącej pełni B1, rezerwowej zaś B2 (por. rys. 4.). Za pośrednictwem magistrali B1 jest prowadzona zarówno komunikacja między stacjami procesowymi S1,...,SN, jak i komunikacja między nimi a komputerem nadrzędnym M (przeplatanie). Magistrala rezerwowa służy do przesyłania komunikatów testowych. Komunikaty w obu magistralach są przesyłane synchronicznie. Brama G pośredniczy między komputerem i stacjami, przez co dla komputera M cały system przyjmuje postać typu *Master-Slave*. W ramach linii L łączącej komputer z bramą komunikacja odbywa się według protokołu Modbus RTU. Komunikacja komputer – stacja kontrolno-pomiarowa będzie nazywana *pionową (vertical)*, a między równorzędnymi stacjami – *poziomą (horizontal)* [8].

Transakcja normalna. Na rysunku 5. pokazano wymianę komunikatów dla linii L i magistral B1, B2, wprowadzając następujące oznaczenia:

1) komunikaty

- $q(i)$ – zapytanie *Mastera* skierowane do stacji i (*query*),
- $r(i)$ – odpowiedź ze stacji i do *Mastera* (*response*),
- $m(i,j)$ – dane oraz znacznik ze stacji i do j (*message*),
- $t(i,j)$ – komunikat testowy ze znacznikiem ze stacji i do j (*test frame*),

2) czasy

- T_{TH} – transakcja komunikacji poziomej,
- T_{TV} – transakcja komunikacji pionowej,
- T_{SV} – odstęp pomiędzy $m(i,j)$ a $q(i)$ lub $r(i)$ (cisza – *silence*).

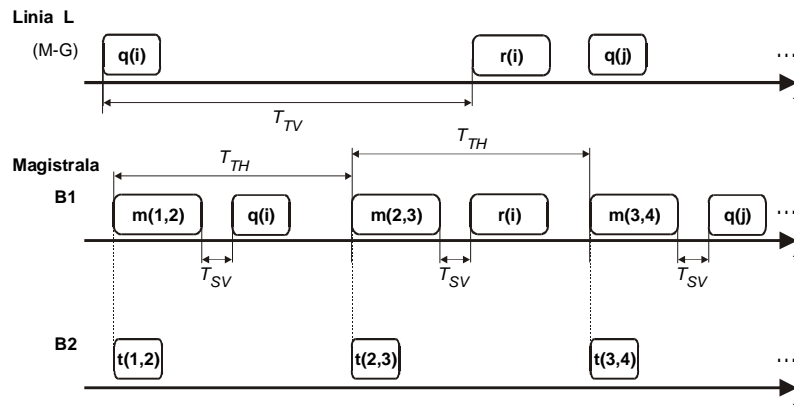
Zakłada się, że czas transakcji komunikacji poziomej T_{TH} jest stały. Za-chodzi zatem związek:

$$\max T_{Tm(i,j)} + 2T_{SV} + \max T_{T\{q(i),r(i)\}} \leq T_{TH} \quad (8)$$

gdzie: $\max T_{Tm(i,j)}$ – maksymalny czas transmisji ramki komunikatu poziomego,

$\max T_{T\{q(i),r(i)\}}$ – maksymalny czas transmisji komunikatu pionowego.

W protokole TMI zrezygnowano z odrębnych komunikatów wysyłania znacznika i potwierdzania odbioru. Przyjęto, że komunikat z danymi zawiera również znacznik, a potwierdzeniem jest wysłanie własnego komunikatu przez stację wskazaną znacznikiem. Zmniejsza to ruch generowany na magistrali.



Rys. 5. Normalna wymiana komunikatów za pośrednictwem linii L i magistral B1, B2

Na podstawie analizy transakcji komputer nadrzędny M – stacja procesowa Si (rys. 5.) można wyróżnić jej cztery etapy:

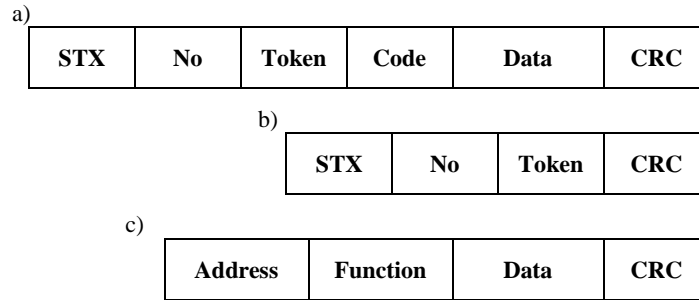
1. Do bramy G za pośrednictwem linii L trafia zapytanie $q(i)$ skierowane z komputera M do stacji Si. Brama nie może od razu przekazać go na magistralę wiodącą B1, obowiązuje bowiem zasada przeplotu *Token-Passing* i *Master-Slave*.
2. Odczekawszy, aż na magistrali B1 zakończy się komunikat poziomy, brama G po dodatkowym czasie ciszy T_{SV} przekazuje magistralą zapytanie $q(i)$ do stacji Si. Komunikat $m(1,2)$ zawiera znacznik przeznaczony dla stacji S2.
3. Stacja Si wstrzymuje się z udzieleniem odpowiedzi, oczekując na pojawienie się na magistrali B1 komunikatu poziomego (przeplot). Ponieważ znacznik jest obecnie w posiadaniu stacji S2, po upływie czasu T_{TH} od momentu pojawienia się komunikatu $m(1,2)$ wysyła ona własny komunikat $m(2,3)$, przekazując znacznik do S3. Równocześnie S2 przesyła magistralą rezerwową B2 komunikat testowy $t(2,3)$. Dopiero po nim oraz po upływie czasu T_{SV} stacja Si przystępuje do wysłania odpowiedzi $r(i)$ na zapytanie $q(i)$.
4. Odebrawszy komunikat $r(i)$ z odpowiedzią stacji Si brama G niezwłocznie przekazuje go do komputera. Jest to zakończenie transakcji.

Jak widać, komunikaty pionowe (*Master-Slave*) pojawiają się na magistrali wiodącej pomiędzy komunikatami poziomymi (*Token-Passing*), realizując przeplatanie mechanizmów dostępu do medium. Ponieważ czas T_{TH} jest dłuższy od czasów transmisji komunikatów poziomych i pionowych ($m(i,j)$, $q(i)$, $r(i)$), czas transakcji komunikacji poziomej jest stały. Dodatkowo ze wzoru (2) opisującego czas cyklu jako sumę czasów transakcji wynika, że dla tej komunikacji również czas cyklu T_{CH} nie ulega zmianie.

5. Ramki komunikatów TMI dla standardów RS-485 i CAN

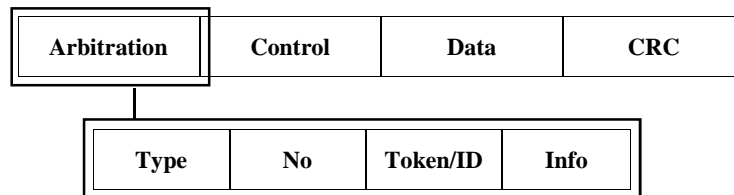
RS-485. Jest to standard komunikacji szeregowej od lat stosowany w przemysłowych protokołach komunikacyjnych (Modbus, Profibus) [2, 5]. Na rysunku 6a przedstawiono zawartość ramki protokołu TMI dla komunikatów poziomych, a na rys. 6b dla testowych. Przyjęto następujące oznaczenia: STX – znak początku, No – numer stacji procesowej – nadawca, Token – znacznik – adres wskazanej stacji, Code – kod interpretacji danych, Data – przesyłane dane, CRC – suma kontrolna.

Komunikacja pionowa wykorzystuje protokół Modbus RTU lub protokół Trans (por. pkt 2.). Uproszczoną ramkę komunikatów pokazano na rys. 6c, pomijając czas ciszy na magistrali pełniący rolę znacznika początku i końca. Address jest adresem odpytywanej stacji (*Slave*), a Function określa funkcję protokołu (usługę). Przykłady omówiono w tab. 1. Data zawiera przekazywane dane, CRC jest zaś sumą kontrolną.



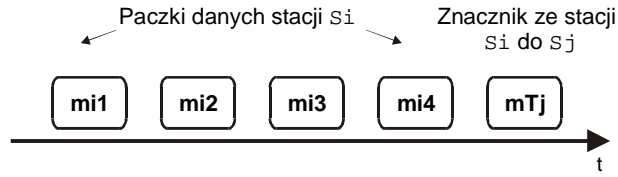
Rys. 6. Ramki komunikatów protokołu TMI: a) poziomy $m(i,j)$, b) testowy $t(i,j)$, c) pionowy $q(i)$, $r(i)$

CAN. Standard ten, oprócz fizycznych parametrów komunikacji, określa także mechanizm dostępu do medium [12]. Protokół TMI wprowadza determinizm co do kolejności nadawania komunikatów przez stacje, uzupełniając w ten sposób CAN-owskie *porównanie binarne*. Na rysunku 7. podano ramkę CAN-a, rozwijając obszar arbitrażu (*arbitration*), najistotniejszy z punktu widzenia wprowadzanego przez protokół TMI mechanizmu dostępu. Nowe oznaczenia są następujące: Arbitration – arbitraż, Control – obszar kontrolny, Type – typ komunikatu, Token/ID – znacznik/adres stacji dla Modbusa, Info – uzupełnienie typu komunikatu.



Rys. 7. Wspólna ramka komunikatów protokołu TMI – poziomy $m(i,j)$, testowy $t(i,j)$ i pionowy $q(i)$, $r(i)$ – dla standardu CAN z rozwiniętym obszarem arbitrażu

Ze względu na ograniczenie rozmiaru pola danych CAN-a do 8 bajtów protokół TMI wyjątkowo dopuszcza odrębne komunikaty dla znacznika i danych. W jednej transakcji może być przekazane do 4 ramek z danymi, jako tzw. paczki danych. Stacja po otrzymaniu znacznika wysyła własne dane pogrupowane w paczki, a po nich komunikat ze znacznikiem wskazującym na kolejną stację w systemie. Dotychczasowy komunikat $m(i,j)$ składa się więc teraz z ramek danych $mi1$ do $mi4$ oraz ramki mTj ze znacznikiem dla stacji następnej, co obrazuje rys. 8. Komunikatom testowym $t(i,j)$ i pionowym $q(i)$, $r(i)$ nadal odpowiadają pojedyncze ramki.



Rys. 8. Komunikat poziomy $m(i,j)$ do realizacji w standardzie CAN

Symboliczny sposób kodowania komunikatów TMI w obszarze arbitrażu CAN-a podano w tab. 4., przy czym pominięto pole No, w którym jest zawsze podawany adres nadawcy. Pola arbitrażu z rys. 7. dla kolejnych ramek komunikatu $m(i,j)$ z rys. 8. będą następujące:

mi1. Pole Type informuje, że w ramce są przesyłane dane, Token/ID zawiera numer paczki (tutaj 1), No określa adres nadawcy i , Info mówi o rodzaju danych (binarne, analogowe – *float*).

mi1, mi2, mi3, mi4. Znaczenie pól ramek jest analogicznie jak dla $mi1$, z tym że Token/ID zawiera odpowiednio numery 2, 3, 4 (numery ramki w paczce danych).

mTj. Jest to komunikat ze znacznikiem, o czym informuje zawartość pola Type = znacznik. Wartość znacznika jest umieszczona w polu Token/ID = j . Ponieważ ten rodzaj komunikatu nie przekazuje danych, Info = brak danych.

Tabela 4. Zawartość obszaru arbitrażu dla komunikatów poziomych, pionowych i testowych

Komunikacja	Pole arbitrażu (<i>arbitration</i>)		
	Type	Token/ID	Info
Pozioma	dane	nr paczki	rodzaj danych
	znacznik	znacznik	brak danych
Pionowa	zapytanie	adres stacji	–
	odpowiedź	adres bramy	–
Test	test	adres testowanej stacji	test poziomy

O wyborze standardu CAN jako drugiej realizacji protokołu TMI zdecydowała jego relatywnie duża prędkość transmisji. W typowych zastosowaniach wynosi ona 500 kb/s, maksymalną zaś prędkością w standardzie RS-585 jest 19,2 kb/s. Ponad 25-krotne przyspieszenie ułatwia dotrzymanie czasu transakcji T_{TH} zarówno w trakcie przepłotu, jak i podczas przełączania magistral (por. rys. 5.).

6. Podsumowanie

W artykule rozpatrzono problem specyfikacji niestandardowego protokołu komunikacyjnego przeznaczonego dla niewielkich systemów kontrolno-pomiarowych, gdzie zasadniczą rolę odgrywa terminowość komunikacji oraz stabilny cykl. Dla ilościowego określenia właściwości czasowych danego protokołu wskazano globalne parametry komunikacyjne, a następnie wykorzystano je praktycznie do porównania i oceny dwu protokołów klasy *Master-Slave*, które wchodzi w skład proponowanego rozwiązania. Proponowany protokół TMI łączy w ramach przepływu dwa mechanizmy dostępu do medium transmisyjnego: *Token-Passing* i *Master-Slave*. Omówiono implementację TMI w ramach standardu RS-485 oraz CAN, podając odpowiednie ramki komunikatów.

Literatura

- [1] FIP Toolbox. General Introduction. Reference Manual. WorldFIP, Nancy 1995.
- [2] EXPERION PKS CEE-based Controller Specifications and Models, Honeywell, January 2003.
- [3] Kwiecień A.: Analiza przepływu informacji w komputerowych sieciach przemysłowych. Wydawnictwo Pracowni Komputerowej, Gliwice 2001.
- [4] Lawrenz W.: CAN System Engineering. Springer, Berlin 1997.
- [5] Pelc L.: Drivery komunikacyjne FIX-PSW/WWT. Protokoły Trans i Modbus. Raport z prac badawczo-wdrożeniowych. KAI PRz, Rzeszów 1996.
- [6] Pelc L., Trybus L.: Specyfikacja formalna prostych protokołów magistral polowych. Pomiary Automatyka Kontrola, no 1, 2005, 14-17.
- [7] Pimentel J.R.: Communication networks for manufacturing. Prentice-Hall Int., 1990.
- [8] Sacha K.: Sieci miejscowe PROFIBUS. Wydawnictwo MIKOM, Warszawa 1998.
- [9] SIEMENS: TELEPERM XP. The process control system for economic power plant control. Catalog LT 600, May 2002.
- [10] Storey N.: Safety-Critical Computer Systems. Addison-Wesley, New York 1996.
- [11] Teleperm XP. The process control system for economic power plant control. Cat. LT 600, Siemens, 2002.
- [12] Trybus L.: Regulatory wielofunkcyjne. WNT, Warszawa 1998.

COMMUNICATION IN SMALL-SCALE CONTROL AND MEASUREMENT SYSTEMS

Summary

This paper presents the problem of data exchange within a small network. Each node in the network performs the task of cyclic measurement and control. Communication in the system must take into account the time constraints on timeliness of data exchange. Furthermore, due to the task of such a system, communication is sometimes cyclic or triggered. Therefore, the proposed communication protocol, which combines the advantages of both of these types of communications,

while guaranteeing to maintain constant communication cycle. The paper also indicated global communication parameters that allow to set time limits carried by the protocol. Practical calculations are presented for master-slave protocols, which are used in the proposed protocol.

DOI: 10.7862/re.2012.2

Adam POWRÓZEK
Politechnika Rzeszowska

BADANIA LABORATORYJNE RELUKTANCYJNEJ MASZYNY PRZEŁĄCZALNEJ PRACUJĄCEJ W ZAKRESIE PRACY GENERATOROWEJ

W artykule przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych maszyny reluktancyjnej przełączalnej SRM (ang. *Switched Reluctance Machine*) trójfazowej 6/4, pracującej w zakresie pracy generatorowej przy sterowaniu jednopulsowym. Na podstawie wyników badań laboratoryjnych pokazano wpływ parametrów sterowania, tj. kąta załączenia i kąta wyłączenia, na kształt prądów generatora oraz parametry maszyny.

1. Wprowadzenie

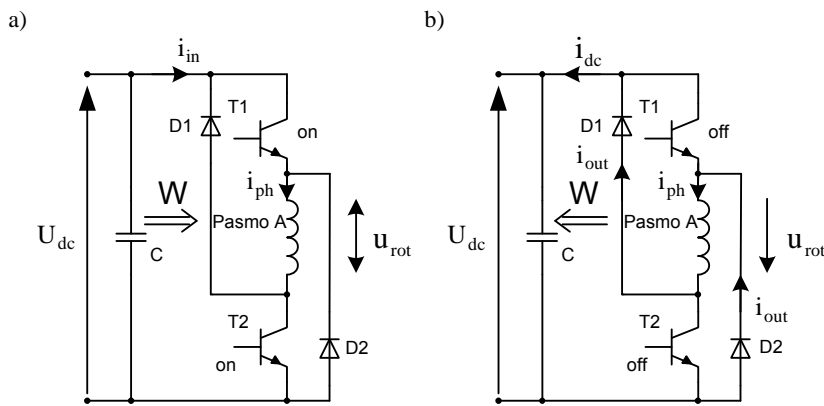
Maszyny reluktancyjne przełączalne SRM (ang. *Switched Reluctance Motors*) ze względu na prostotę budowy, możliwość pracy w dużym zakresie prędkości mają coraz większe zastosowanie w przemyśle. Wynika to także z niższych cen elektroniki i podzespołów mocy. Maszyny te są alternatywą dla napędów o regulowanej prędkości obrotowej. Charakteryzuje je duża niezawodność oraz pewność pracy.

W napędach o regulowanej prędkości istnieją zastosowania, w których występuje hamowanie generatorowe, np. napędy pojazdów elektrycznych, lub też typowy stan pracy generatorowej, np. zintegrowany system rozrusznik–generator [1] lub elektrownia wiatrowa [2]. Aby możliwe było zastosowanie maszyny SRM w tego typu układach, musi ona spełniać wiele wymagań. Jednym z nich jest warunek, który określa szerokość zakresu stałej mocy. Wskazane jest, aby zakres pracy maszyny ze stałą mocą pokrywał się z zakresem regulacji prędkości obrotowej.

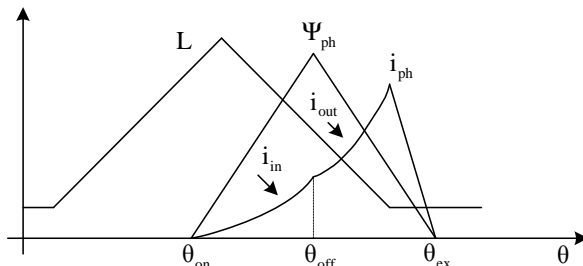
Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie wyników badań eksperymentalnych trójfazowej maszyny SRM 6/4 pracującej w zakresie pracy generatorowej przy sterowaniu jednopulsowym. Na podstawie wyników badań omówiono wpływ kątów sterowania zarówno na kształt prądów, jak i na podstawowe parametry eksploatacyjne maszyny.

2. Praca generatorowa maszyny SRM

Maszyna SRM może pracować w trybie pracy silnikowej i generatorowej. Dobór kątów sterujących, tj. kąta załączenia θ_{on} oraz kąta wyłączenia θ_{off} , dostosowuje się do trybu pracy maszyny. Podczas pracy generatorowej kąt załączenia θ_{on} jest tak dobierany, aby prąd pasma płynął, gdy pochodna $dL/d\theta < 0$, w przypadku zaś pracy silnikowej – aby pochodna $dL/d\theta > 0$. Podczas pracy generatorowej napięcie rotacji u_{rot} ma wartość ujemną. Dzięki temu możliwy jest wzrost prądu pasma przy dużej prędkości obrotowej. Amplituda napięcia rotacji jest proporcjonalna do prędkości wirnika i napięcie to wpływa na kształt prądu pasmowego. Na rysunku 1a pokazano przepływ energii dla stanu wzbudzenia maszyny, natomiast na rys. 1b przepływ energii dla stanu generacji. Na rysunku 2. pokazano zaś prąd pasma, strumień sprzężony na tle wyidealizowanej indukcyjności własnej pasma (L).



Rys. 1. Kierunek przepływu energii dla jednego pasma maszyny SRM: a) dla stanu wzbudzenia, b) dla stanu generacji



Rys. 2. Prąd pasma (i_{ph}), strumień sprzężony (Ψ_{ph}) na tle wyidealizowanej indukcyjności własnej pasma (L)

W przedziale od θ_{on} do θ_{off} pasmo jest zasilane ze źródła i w tym przedziale jest gromadzona energia w polu magnetycznym. Po wyłączeniu tranzystorów (θ_{off}) prąd wciąż płynie przez diody D1, D2, zwracając zgromadzoną energię do źródła zasilania, aż do momentu zaniku prądu (θ_{ex}). Gdy ilość energii zwróconej jest większa niż pobranej, występuje tryb pracy generatorowej, natomiast gdy ilość energii pobranej jest większa niż zwróconej, występuje tryb pracy hamulcowej.

Sterowanie maszyną SRM pracującą jako generator

Zakładając analogię do pracy silnikowej, można przyjąć, że maszyna SRM może być sterowana w zakresie pracy generatorowej [3]:

- prądowo,
- napięciowo z regulacją współczynnika wypełnienia,
- jednopulsowo.

Zasadniczą różnicą jest praca przy opadającym zboczu indukcyjności własnej pasma. Sterowanie jednopulsowe jest szczególnym przypadkiem sterowania napięciowego, gdy współczynnik wypełnienia sygnału PWM wynosi 1. W przypadku pracy generatorowej ma ono szczególne znaczenie. Maszynę SRM pracującą jako generator projektuje się najczęściej tak, aby sterowanie jednopulsowe pokrywało cały zakres zmian prędkości obrotowej powyżej prędkości bazowej. Kąty sterowania są tak dobierane, aby otrzymać wymaganą średnią moc wyjściową P_{outav} lub średni prąd I_{dcav} . Jednak jednocześnie należy kontrolować napięcie na zaciskach maszyny U_{dc} , dlatego też kąty sterowania muszą być nie tylko uzależnione od prędkości n , ale także od wartości napięcia na zaciskach maszyny U_{dc} [4].

3. Sposoby konfiguracji uzwojeń biegunów pasma fazowego

W zależności od liczby biegunów (N_a) przypadających na jedno pasmo uzwojenia biegunów maszyny SRM mogą być konfigurowane na kilka sposobów. W przypadku badanej maszyny SRM 6/4, gdzie dwa bieguny przypadają na jedno pasmo ($N_a = 2$), uzwojenia były łączone:

- szeregowo,
- równoległe.

Połączenie szeregowe jest najpowszechniej stosowanym rozwiązaniem i w tym przypadku prąd uzwojenia bieguna jest jednocześnie prądem pasma. Stosowane jest głównie w rozwiązaniach niskoobrotowych. W przypadku połączenia równoległego uzwojeń biegunów pasma prąd pasmowy jest sumą prądów pochodzących od uzwojeń biegunów tworzących pasmo i ma zastosowanie głównie w rozwiązaniach wysokoobrotowych. Ponieważ prąd pasmowy jest sumą prądów pochodzących od obu uzwojeń biegunów, stwarza to większe wymagania prądowe dla źródła zasilania, i dlatego też jest rzadko stosowane w praktyce.

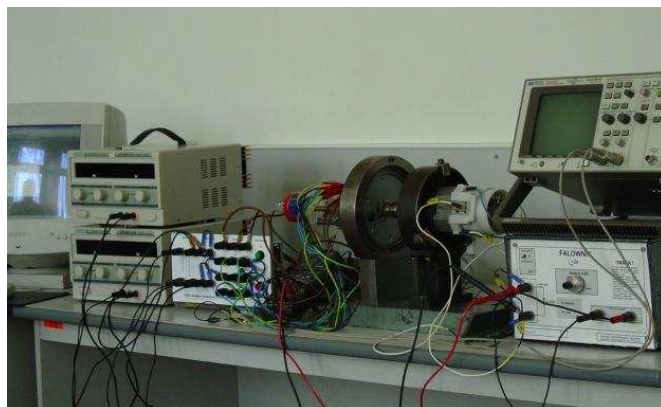
4. Wyniki badań laboratoryjnych

4.1. Stanowisko pomiarowe

W tabeli 1. przedstawiono wybrane parametry oraz wymiary geometryczne badanej maszyny SRM. Na rysunku 3. pokazano stanowisko do badań laboratoryjnych badanej trójfazowej maszyny SRM 8/6.

Tabela 1. Wymiary geometryczne i parametry modelu maszyny SRM 6/4

Konfiguracja N_s/N_r	6/4
Liczba pasm m	3
Liczba biegunów przypadających na jedno pasmo N_s	2
Kąt szerokości bieguna stojana β_s	30°
Kąt szerokości zęba wirnika β_r	34°
Średnica zewnętrzna stojana d_{se} [m]	0,094
Długość pakietu żelaza l_{Fe} [m]	0,032
Minimalna grubość szczeliny powietrznej g [m]	0,0003
Indukcyjność L_a [mH @2A]	21,2
Indukcyjność L_{ll} [mH @2A]	4,2
Rezystancja pasma R_{ph} [Ω @20°C]	1,2



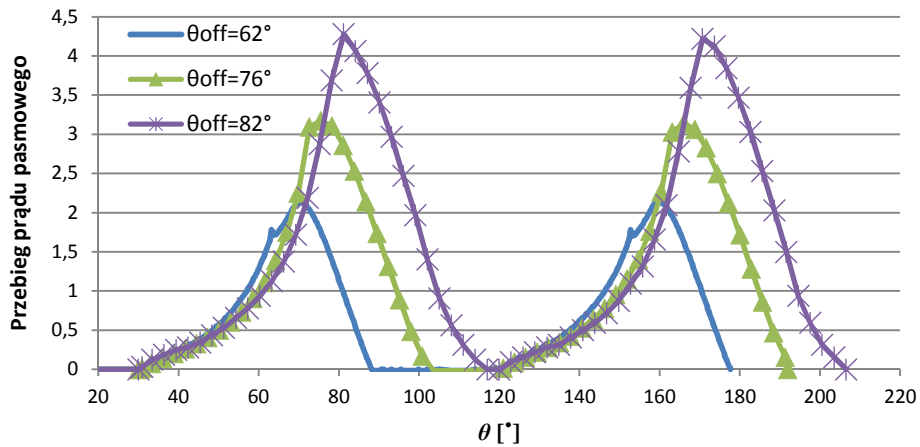
Rys. 3. Stanowisko do badań laboratoryjnych

Jako układ zasilający zastosowano półmostek asymetryczny typu H z bardzo szybkimi, wysokonapięciowymi tranzystorami IGBT. Układ sterowania oparto na mikrokontrolerze 8-bitowym, umożliwiającym implementację prostych algorytmów sterowania pracą maszyny. Maszyna SRM została sprzęgnięta z maszyną komutatorową. Zastosowanie maszyny komutatorowej umożliwia realizację zarówno pracy silnikowej, jak i generatorowej maszyny SRM. Pod-

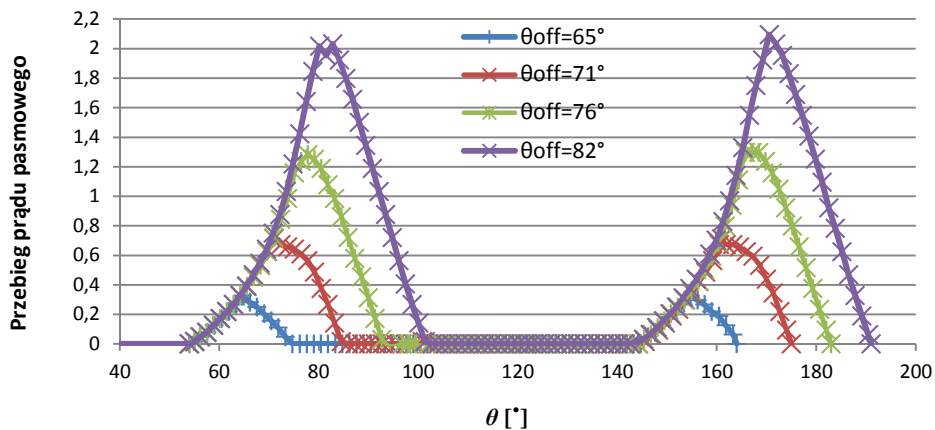
czas pracy generatorowej przełączalna maszyna reluktancyjna była obciążana baterią akumulatorów o napięciu 24 V z dołączonym równolegle rezystorem.

4.2. Wpływ kątów sterowania na kształt prądu pasmowego

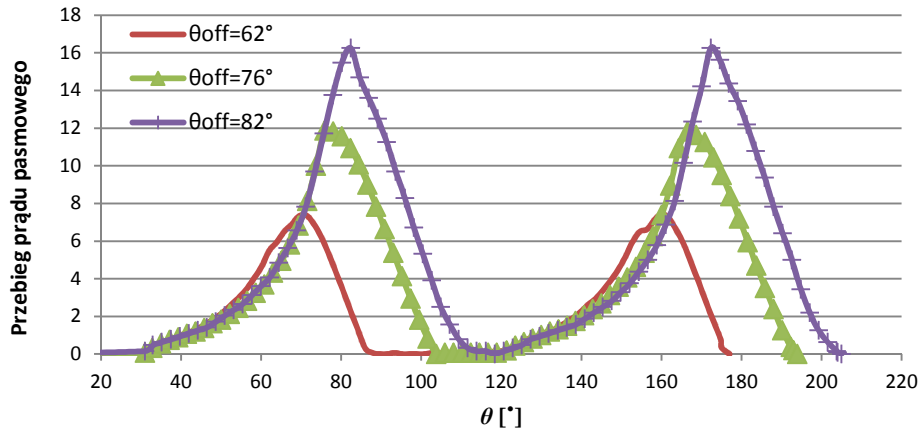
Rysunki 4-7. przedstawiają wykresy prądu pasma w połączeniu szeregowym i równoległym uzwojeń biegunów dla różnych wartości kąta wyłączenia θ_{off} przy stałym kącie załączenia θ_{on} i prędkości obrotowej n .



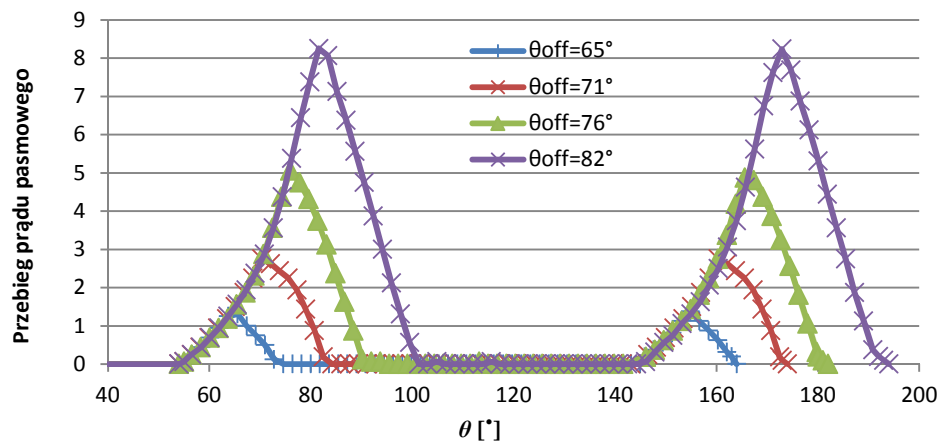
Rys. 4. Wykresy prądów pasma dla pracy generatorowej w przypadku szeregowego połączenia uzwojeń biegunów w funkcji kąta położenia wirnika dla różnych kątów wyłączenia θ_{off} przy $\theta_{on} = 31^\circ$ i $n = 9000$ obr/min



Rys. 5. Wykresy prądów pasma dla pracy generatorowej w przypadku szeregowego połączenia uzwojeń biegunów w funkcji kąta położenia wirnika dla różnych kątów wyłączenia θ_{off} przy $\theta_{on} = 55^\circ$ i $n = 9000$ obr/min

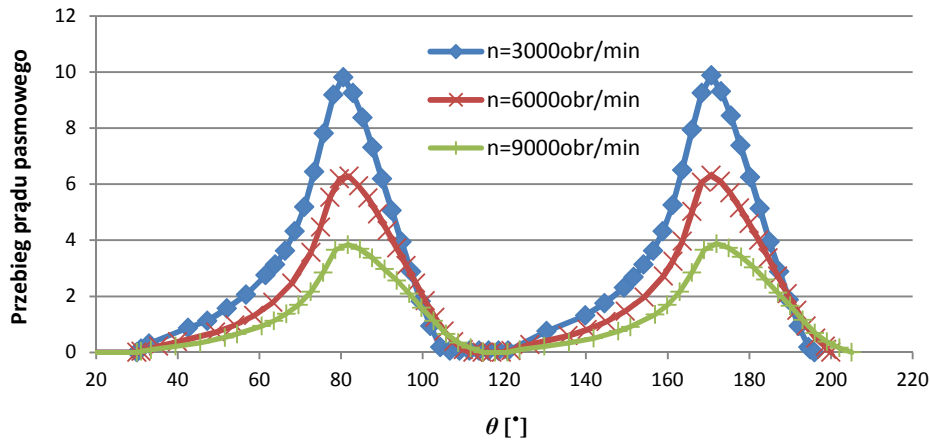


Rys. 6. Wykresy prądów pasma dla pracy generatorowej w przypadku równoległego połączenia uzwojeń biegunów w funkcji kąta położenia wirnika dla różnych kątów wyłączenia θ_{off} przy $\theta_{on} = 31^\circ$ i $n = 9000$ obr/min

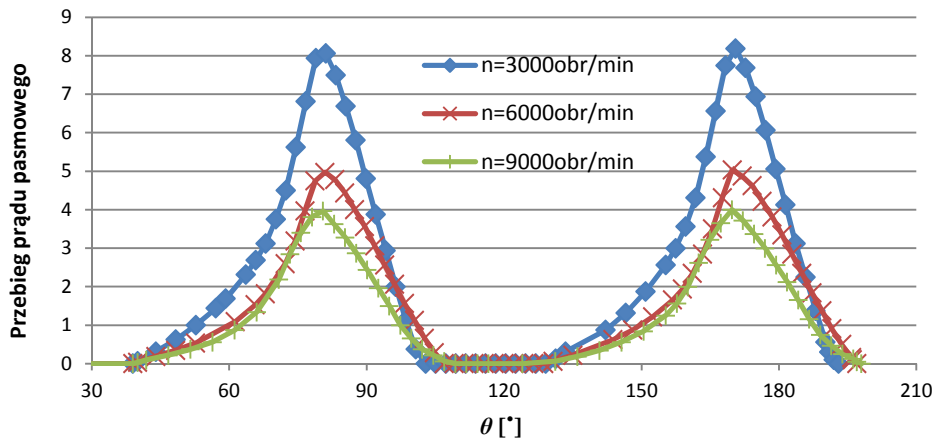


Rys. 7. Wykresy prądów pasma dla pracy generatorowej w przypadku równoległego połączenia uzwojeń biegunów w funkcji kąta położenia wirnika dla różnych kątów wyłączenia θ_{off} przy $\theta_{on} = 55^\circ$ i $n = 9000$ obr/min

Na rysunkach 8. i 9. pokazano wykresy prądu pasma przy połączeniu szeregowym uzwojeń biegunów dla różnych wartości prędkości obrotowej n przy stałym kącie załączenia θ_{on} i kącie wyłączenia θ_{off} .



Rys. 8. Wykresy prądów pasma dla pracy generatorowej w przypadku szeregowego połączenia uzwojeń biegunów w funkcji kąta położenia wirnika dla różnych prędkości obrotowych n przy $\theta_{on} = 31^\circ$ i $\theta_{off} = 80^\circ$

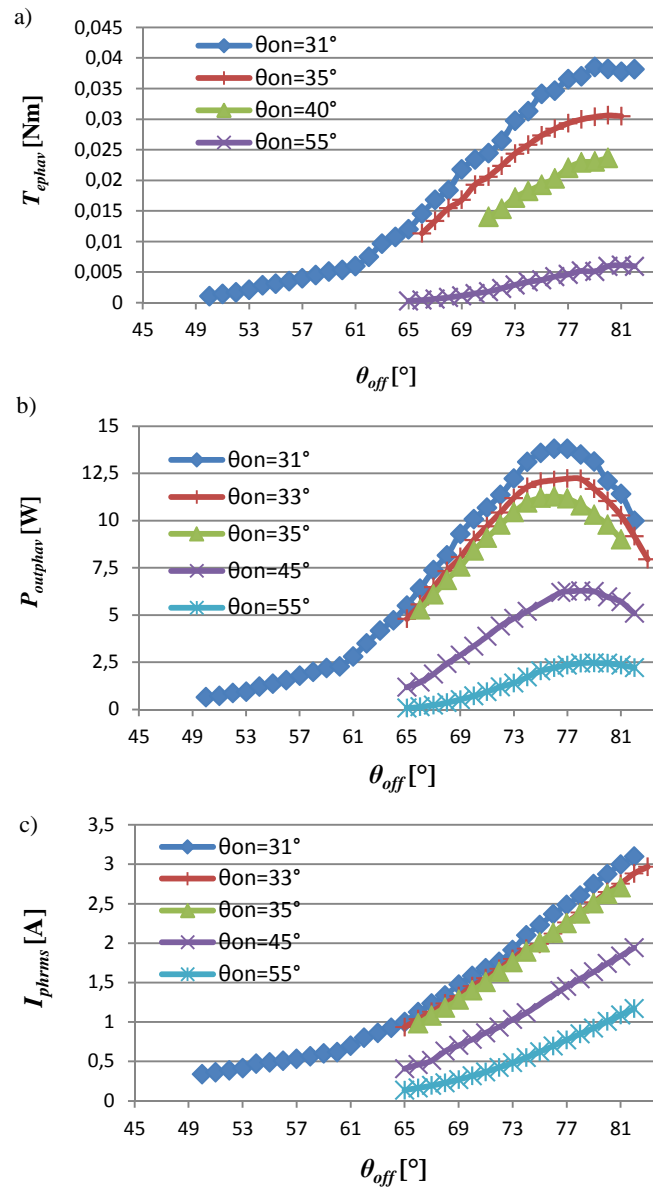


Rys. 9. Wykresy prądów pasma dla pracy generatorowej w przypadku szeregowego połączenia uzwojeń biegunów w funkcji kąta położenia wirnika dla różnych prędkości obrotowych n przy $\theta_{on} = 40^\circ$ i $\theta_{off} = 80^\circ$

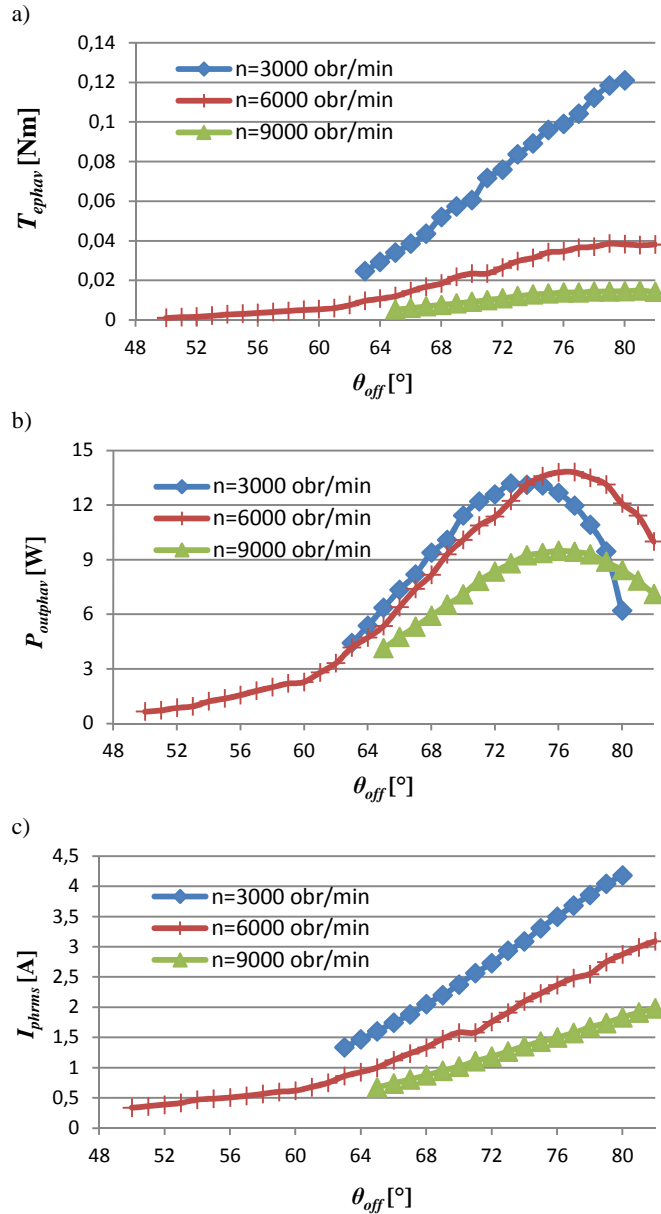
4.3. Wpływ kątów sterowania na właściwości maszyny SRM

Badania eksperymentalne maszyny SRM wykonywano dla połączeń szeregowego i równoległego uzwojeń biegunów pasma. Na podstawie zarejestrowanych przebiegów czasowych pasm obliczano wartości skuteczne I_{phrms} prądu pasma i_{ph} , średnią moc oddawaną przez pasmo $P_{outphav}$, wytwarzany średni moment elektromagnetyczny T_{ephav} . Na rysunkach 10-14. przedstawiono przykładowe wyniki badań eksperymentalnych. Na rysunku 10. zilustrowano zależności średniego momentu elektromagnetycznego jednego pasma T_{ephav} , średniej

mocy wyjściowej pasma $P_{outphav}$ oraz wartości skutecznej prądu pasma I_{phrms} w funkcji kąta wyłączenia θ_{off} przy różnych wartościach kąta załączenia θ_{on} .



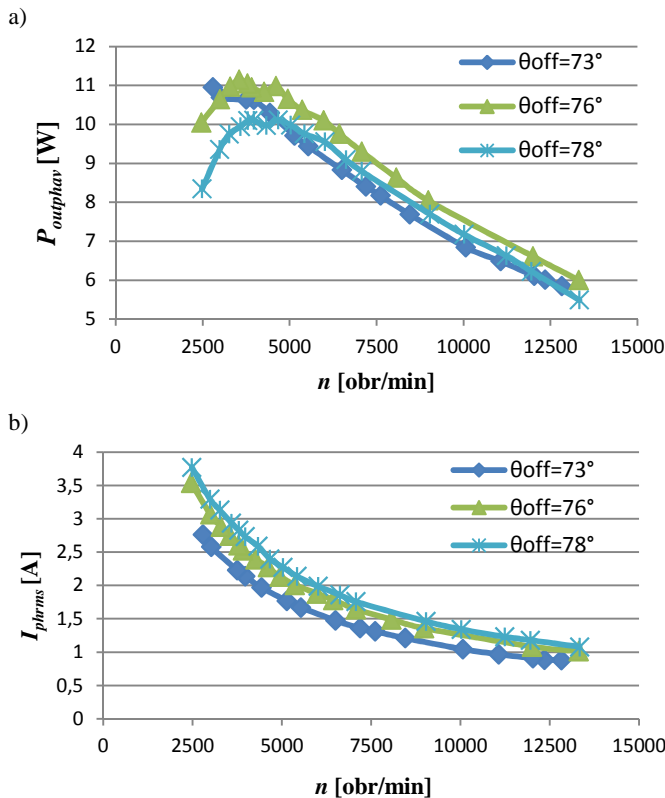
Rys. 10. Zależność: a) średniego momentu elektromagnetycznego T_{ephav} , b) średniej mocy wyjściowej $P_{outphav}$, c) prądu I_{phrms} pasma w funkcji kąta wyłączenia θ_{off} dla różnych wartości kąta załączenia θ_{on} i $n = 6000$ obr/min



Rys. 11. Zależność: a) średniego momentu elektromagnetycznego T_{ephav} , b) średniej mocy wyjściowej $P_{outphav}$, c) prądu I_{phrms} pasma w funkcji kąta wyłączenia θ_{off} dla różnych prędkości i $\theta_{on} = 31^\circ$

Na rysunku 10b widać, że dla każdego kąta załączenia θ_{on} istnieje taka wartość kąta wyłączenia θ_{off} , przy której moc wyjściowa maszyny $P_{outphav}$ osiąga

wartość maksymalną. Po przekroczeniu tej wartości kąta wyłączenia następuje spadek mocy. Są to maksymalne wartości kąta wyłączenia w zakresie pracy generatorowej. Zwiększanie kąta wyłączenia zwiększało przedział wzbudzenia, czyli więcej energii mogło być zgromadzone w polu magnetycznym. Kąty sterowania zapewniające maksymalizację mocy wyjściowej nie są stałe. Są funkcją zmieniającej się prędkości obrotowej. Na rysunku 11b pokazano wpływ prędkości obrotowej na przesuwanie się maksimum mocy wyjściowej przy kącie załączenia $\theta_{on} = 31^\circ$. Wraz ze wzrostem wartości kąta wyłączenia zwiększał się również średni moment elektromagnetyczny pasma T_{ephav} (rys. 11a) i prąd pasma I_{phrms} (rys. 11c).

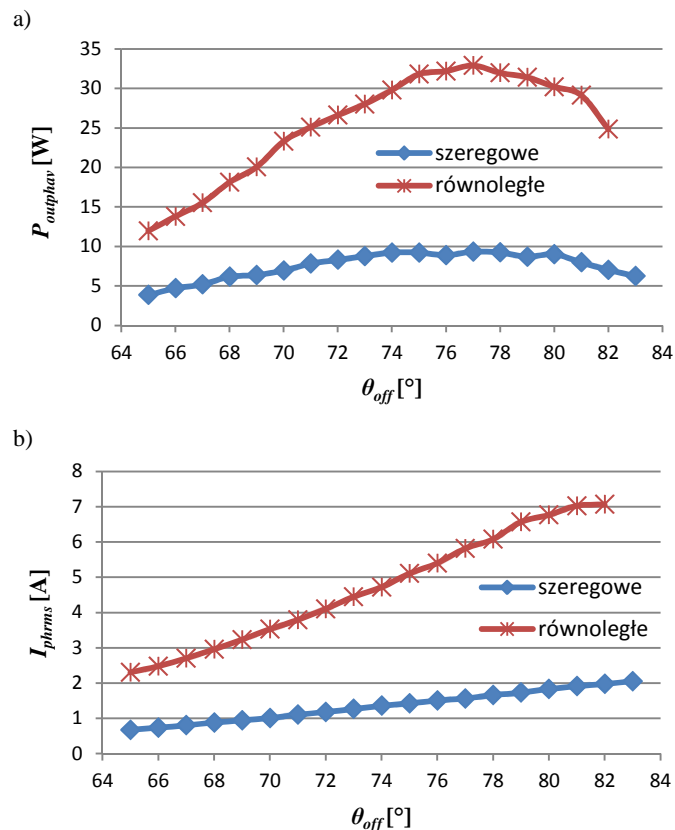


Rys. 12. Zależność: a) średniej mocy wyjściowej $P_{outphav}$, b) prądu I_{phrms} pasma w funkcji prędkości dla różnych kątów wyłączenia θ_{off} i $\theta_{on} = 35^\circ$

Rysunki 10. i 11. pokazują, że każdemu kątowi załączenia można przyporządkować taką wartość kąta wyłączenia, przy której uzyskuje się punkt maksymalnej mocy wyjściowej maszyny. Wartość tego kąta ulega jednak zmianie wraz

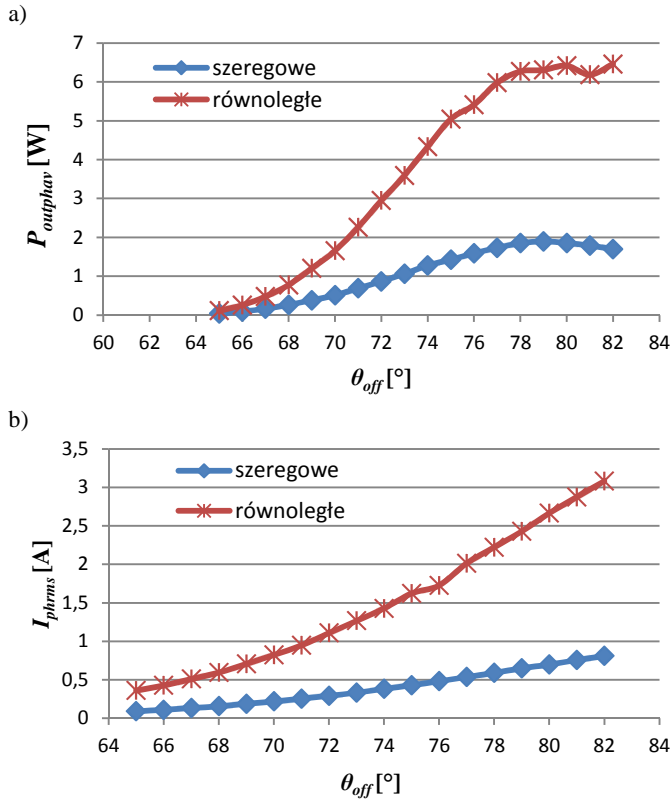
ze zmianą prędkości obrotowej. Podczas pracy ze stałymi kątami sterowania po przekroczeniu pewnej prędkości obrotowej n (około 4500 obr/min) (rys. 12.) prąd pasma się zmniejsza, a co za tym idzie – moc wyjściowa maszyny również ulega zmniejszeniu (rys. 12a).

Po przełączeniu uzwojeń biegunów pasma z konfiguracji szeregowej na równoległą następuje wzrost mocy wyjściowej pasma. Na rysunku 13. pokazano zależność średniej mocy wyjściowej pasma i wartości skutecznej prądu pasma w funkcji kąta wyłączenia dla prędkości obrotowej równej 9000 obr/min i przy kącie załączenia 31° . Widać wyraźnie wzrost mocy wyjściowej maszyny. Jednak ze względu na to, że prąd jest sumą prądów pochodzących od uzwojeń biegunów, to rozwiązanie stwarza większe wymagania prądowe dla źródła zasilania.



Rys. 13. Zależność: a) średniej mocy wyjściowej $P_{outphav}$, b) prądu I_{phrms} pasma w funkcji kąta wyłączenia θ_{off} dla $n = 9000$ obr/min i $\theta_{on} = 31^\circ$

Na rysunku 14. pokazano te same zależności, co na rys. 13., ale przy zmianie wartości kąta załączenia na 55° , co tylko potwierdziło wcześniejsze spostrzeżenia.



Rys. 14. Zależność: a) średniej mocy wyjściowej $P_{outphav}$, b) prądu I_{phrms} pasma w funkcji kąta wyłączenia θ_{off} dla $n = 9000$ obr/min i $\theta_{on} = 55^\circ$

5. Podsumowanie

Wyniki badań eksperymentalnych potwierdziły, że dla każdego kąta załączenia istnieje taka wartość kąta wyłączenia, przy której występuje maksymalizacja średniej mocy wyjściowej maszyny w przypadku pracy generatorowej. Wraz ze zmianą prędkości obrotowej wartość tego kąta ulegała zmianie. Po przełączeniu uzwojeń biegunów z konfiguracji szeregowej na równoległą uzyskano ponad dwukrotne zwiększenie wartości średniej mocy wyjściowej maszyny. Jednak konfiguracja ta wymusza większy pobór prądu ze źródła zasilania ze

względu na fakt, że prąd pasmowy jest sumą prądów pochodzących od uzwojeń biegunów. Stwarza to konieczność dostosowania podzespołów mocy (tranzystorów, diod) układu zasilającego do wymaganego prądu, co zwiększa koszt całego układu. Jednak w połączeniu równoległym występuje naturalna kompensacja nierównomiernego naciągu magnetycznego [4].

Literatura

- [1] Viorel I.A., Szabo L., Lowenstein L., Stet C.: Integrated starter-generators for automotive applications. *Acta Electrotechnica*, vol. 45, no 3, 2004.
- [2] Nassereddine M., Rizk J., Nagrial M.: Switched reluctance generators for wind power applications. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, no 41, 2008.
- [3] Bogusz P.: Silnik reluktancyjny przełączalny sterowany z procesora sygnałowego. Warszawa 2003 (rozprawa doktorska).
- [4] Korkosz M.: Praca silnikowo-generatorowa przełączalnej maszyny reluktancyjnej. Gliwice 2003 (rozprawa doktorska).

LABORATORY TESTS OF SWITCHED RELUCTANCE MACHINE IN GENERATING MODE

Abstract

The paper presents the laboratory test results of the three-phase 6/4 switched reluctance machine in generating mode with single-pulse control. The influence of control parameters i.e. switching angles on the generator currents shape and the machine parameters was shown.

DOI: 10.7862/re.2012.3

Adam POWRÓZEK
Politechnika Rzeszowska

MODEL SYMULACYJNY MASZyny RELUKTANCYJNEJ PRZEŁĄCZALNEJ

W artykule przedstawiono statyczny model symulacyjny czteropasmowej maszyny reluktancyjnej przełączalnej SRM 8/6 (ang. *Switched Reluctance Machine*) w systemie Matlab/Simulink, z uwzględnieniem zjawiska nieliniowości obwodu magnetycznego. Na podstawie opracowanego modelu przeprowadzono badania symulacyjne dla różnych punktów pracy silnika przy sterowaniu jednopulsowym. Dokonano analizy wpływu zmiany punktu pracy silnika na przebieg momentu elektromagnetycznego.

1. Wprowadzenie

Maszyny SRM (ang. *Switched Reluctance Machine*) ze względu na prostą budowę (brak uzwojeń na wirniku) oraz prostą strukturę konwerterów zasilających w wielu dziedzinach życia zaczynają coraz częściej zastępować inne rodzaje silników. Wynika to także z gwałtownego rozwoju elementów energoelektronicznych oraz spadków cen podzespołów mocy. Sprawność silników SRM w porównaniu z innymi typami maszyn (indukcyjnych, prądu stałego) jest większa. Charakteryzują się one także małymi stratami wirnika, małą bezwładnością wirnika, pracą w wysokiej temperaturze otoczenia. Maszyny SRM mogą pracować w szerokim zakresie prędkości oraz z bardzo dużą prędkością.

Do budowy modelu symulacyjnego, jak i w układzie rzeczywistym do estymacji momentu konieczne są charakterystyki strumieniowe $\psi(\theta, i)$ i momentowe $T(\theta, i)$. Do ich wyznaczenia stosuje się metody obliczeniowe (polowe) oraz pomiarowe (pośrednie, bezpośrednie).

Celem niniejszej pracy jest prezentacja metodyki budowy nieliniowego, statycznego modelu symulacyjnego maszyny reluktancyjnej przełączalnej 8/6. W niniejszym modelu metody obliczeniowe polowe połączono z metodami obwodowymi. Charakterystyki strumieniowo-kątowo-prądowe oraz momentowo-kątowo-prądowe uzyskane na podstawie obliczeń opartych na metodzie elementów skończonych (FEM) zostały stabilizowane i podstawione do modelu obwodowego. Model symulacyjny maszyny SRM zrealizowano za pomocą podstawowej biblioteki Simulink, natomiast układ mocy – biblioteki SimPowerSys-

tems. Na podstawie otrzymanego modelu przeprowadzono badania symulacyjne wpływu zmian punktu pracy maszyny na moment elektromagnetyczny.

2. Model matematyczny maszyny SRM

Pomijając prądy wirowe w rdzeniu stojana, wirnika i zakładając, że w przypadku nieliniowości obwodu magnetycznego wektor strumieni skojarzonych ψ zależy od kąta obrotu wirnika i N prądów w poszczególnych pasmach, według definicji [1, 2]:

$$\psi(\theta, i) \stackrel{\text{def}}{=} [\psi_1(\theta, i_1, \dots, i_N), \dots, \psi_1(\theta, i_1, \dots, i_N)]^T \quad (1)$$

równania napięciowe N -pasmowej maszyny SRM przyjmują postać:

$$u = Ri + \frac{d}{dt} \psi(\theta, i) \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L = T_e \quad (3)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (4)$$

$$T_e = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\delta}{\delta \theta} \int_0^{i_i} \psi_1(\theta, i_1, \dots, \bar{i}_i, 0, \dots, 0) d\bar{i}_i \right) \quad (5)$$

przy czym:

$$\mathbf{u} = [u_1, \dots, u_N]^T, \quad \mathbf{i} = [i_1, \dots, i_N]^T, \quad \mathbf{R} = \text{diag}(R_1, \dots, R_N).$$

W równaniach (1)-(5) zastosowano następujące oznaczenia: θ – kąt położenia wirnika, J – moment bezwładności wirnika, D – współczynnik tarcia lepkiego, T_L – moment obciążenia, T_e – moment elektromagnetyczny silnika.

Po pominięciu sprzężeń między poszczególnymi pasmami i rezygnacji z zapisu macierzowego równanie (2) silnika dla $k = 1, \dots, N$ można zapisać w postaci:

$$u_k = R_k i_k + \frac{d}{dt} \psi_{kk}(\theta, i_k) \quad (6)$$

a wyrażenie na moment elektromagnetyczny (7):

$$T_e = \sum_{k=1}^N \left(\frac{\delta}{\delta\theta} \int_0^{i_k} \psi_{kk}(\theta, \bar{i}_k) d\bar{i}_k \right) \quad (7)$$

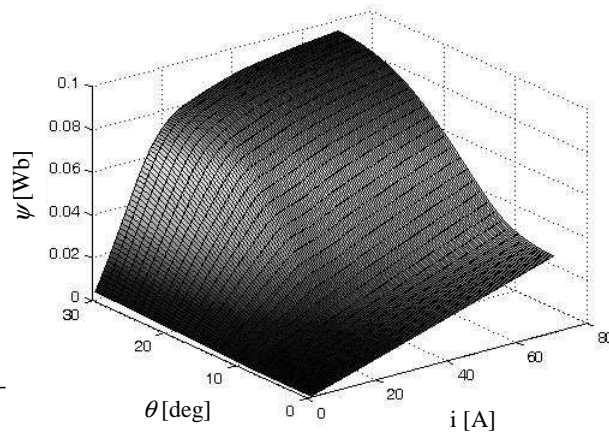
Zastosowanie pełnego modelu razem ze sprzężeniami między poszczególnymi pasmami z powodu dużego stopnia złożoności ma sens tylko w przypadkach, gdy mają one istotny wpływ na wytwarzany przez maszynę moment elektromagnetyczny [1]. Na podstawie uproszczonego modelu matematycznego w pkt 3. niniejszej pracy zostanie opracowany model symulacyjny maszyny SRM.

3. Model symulacyjny maszyny SRM 8/6

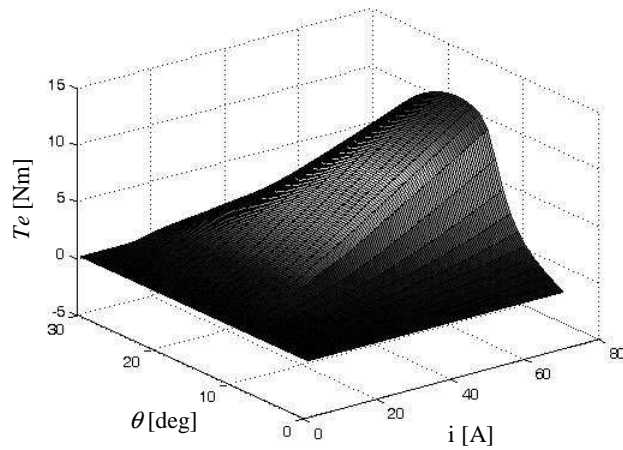
Podczas realizacji modelu symulacyjnego maszyny SRM przyjęto następujące założenia:

- sprzężenia międzypasmowe są pomijalnie małe,
- obwód magnetyczny może pracować przy nasyceniu,
- straty w rdzeniu silnika są pomijalne.

Podstawowe charakterystyki statyczne maszyny SRM 8/6, czyli charakterystyki strumieniowo-kątowo-prądowe oraz momentowo-kątowo-prądowe, można wyznaczyć, stosując obliczenia polowe lub metody pomiarowe [3]. Na potrzeby niniejszej pracy charakterystyki zostały wyznaczone za pomocą obliczeń polowych. Na rysunkach 1. i 2. pokazano uzyskane charakterystyki.

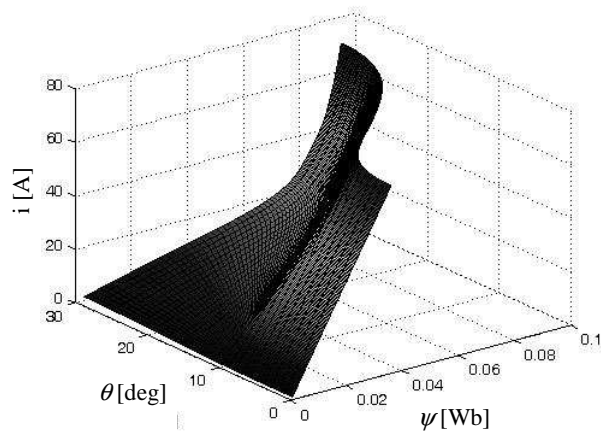


Rys. 1. Charakterystyki strumieniowo-kątowo-prądowe



Rys. 2. Charakterystyki momentowo-kątowo-prądowe

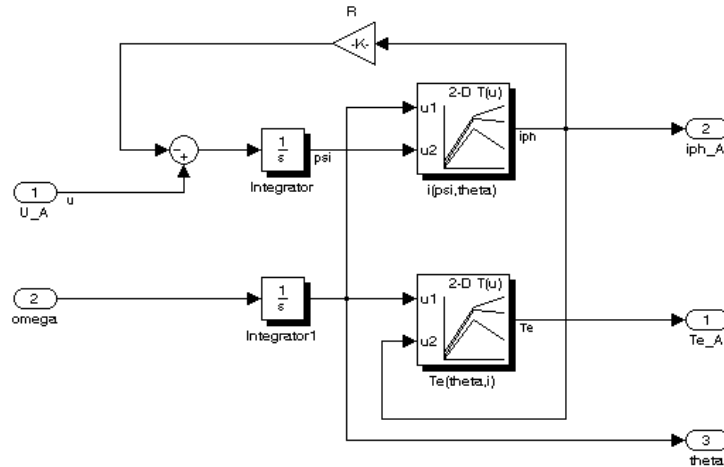
W celu rozwiązania równania (6) należy przekształcić charakterystyki $\psi(\theta, i)$ do postaci $i(\theta, \psi)$. Na rysunku 3. przedstawiono przekształconą postać funkcji.



Rys. 3. Zależność $i = f(\theta, \psi)$

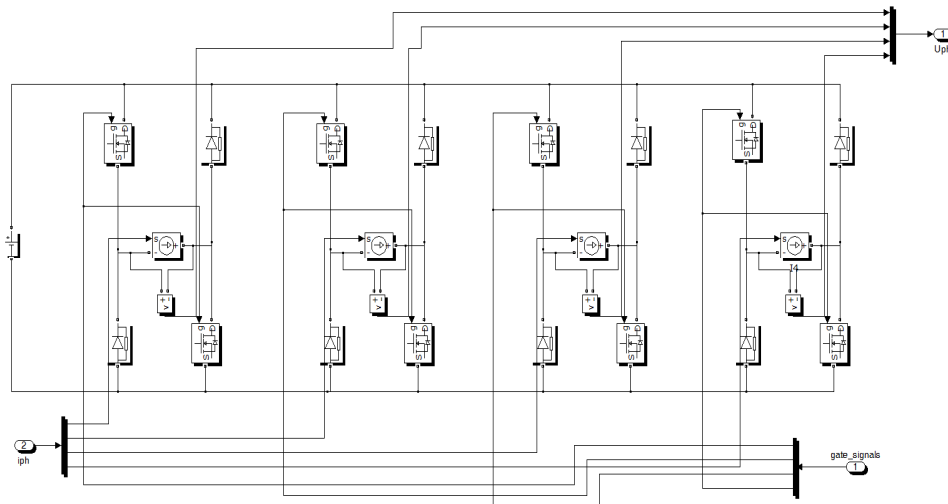
Strukturę blokową modelu pasma pierwszego zbudowanego w systemie Matlab/Simulink pokazano na rys. 4. Model pasma pierwszego składa się z:

- rezystancji pasma R ,
- tablicy $i(\psi, \theta)$ do wyznaczania prądów pasmowych,
- tablicy $T_e(\theta, i)$ zawierającej wyznaczoną drogą obliczeń polowych charakterystykę momentowo-kątowo-prądową.



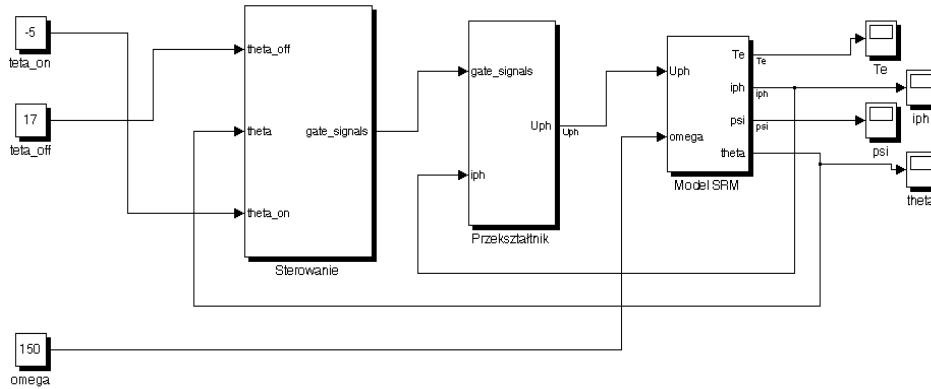
Rys. 4. Model pasma pierwszego maszyny SRM 8/6

Do zasilania silnika wykorzystano układ zbudowany na podstawie półmostka typu H. Na rysunku 5. zaprezentowano model układu zasilającego silnik utworzony w systemie Matlab/Simulink. Do budowy modelu układu zasilania wykorzystano bibliotekę SimPowerSystems, która zawiera m.in. gotowe modele elementów półprzewodnikowych oraz źródeł zasilania. Wykorzystano również źródła prądowe sterowane oraz bloki do pomiaru napięcia.



Rys. 5. Schemat układu przekształtnika SRM

Sygnałami wejściowymi falownika są sygnały bramkowe tranzystorów MOSFET (*gate_signals*) oraz sygnały sterujące źródłami prądowymi (*iph*). Sygnały U_{ph} są zmierzonymi napięciami pasmowymi i są dostarczane do modelu SRM. Układ zasilany jest stałym napięciem $U_{dc} = 24$ V. Na rysunku 6. pokazano końcowy model silnika SRM do badania stanów statycznych.

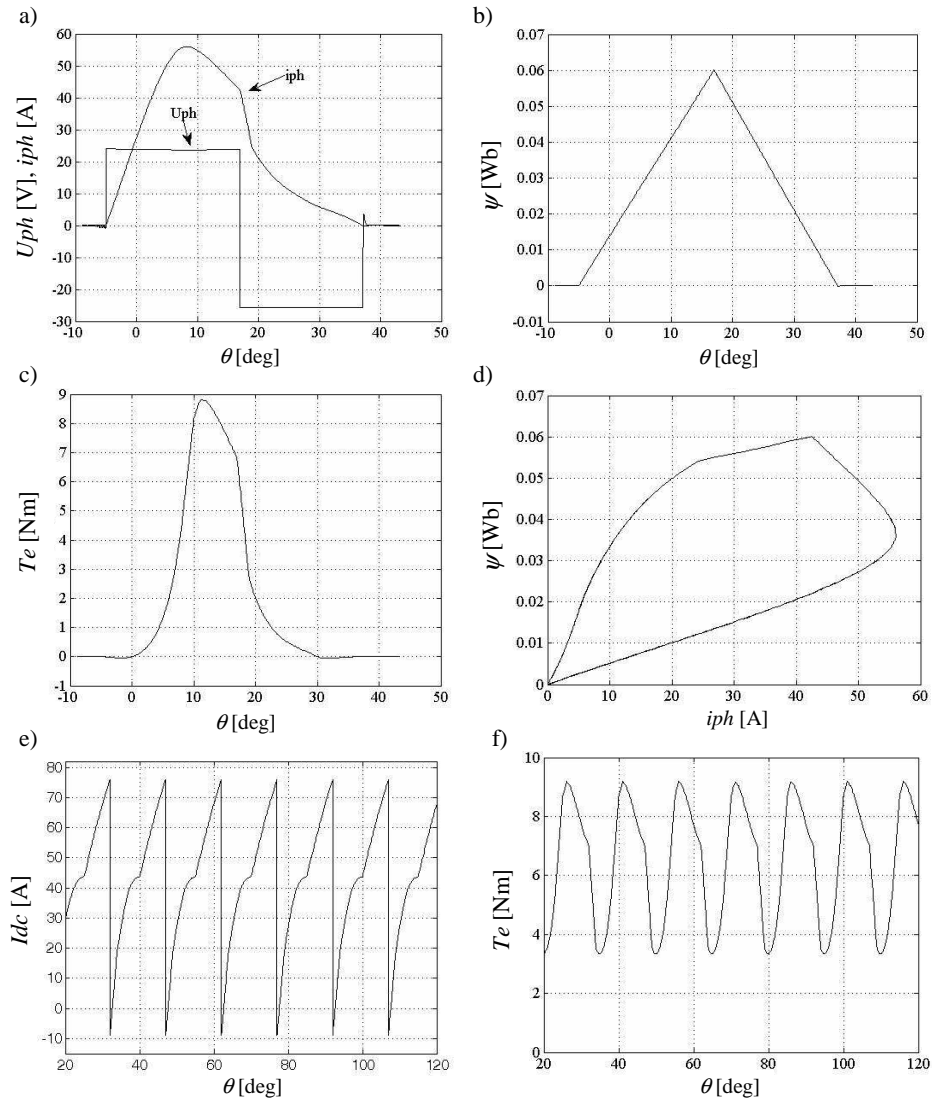


Rys. 6. Schemat systemu sterowania SRM dla stanu ustalonego pracy silnika

Parametrami zadawanymi w tym modelu są kąty sterujące θ_{on} i θ_{off} oraz prędkość kątowna wirnika ω . Blok *Sterowanie* stanowi realizację sterowania jednopulsowego silnika SRM z możliwością wprowadzania stanu zerowego napięcia.

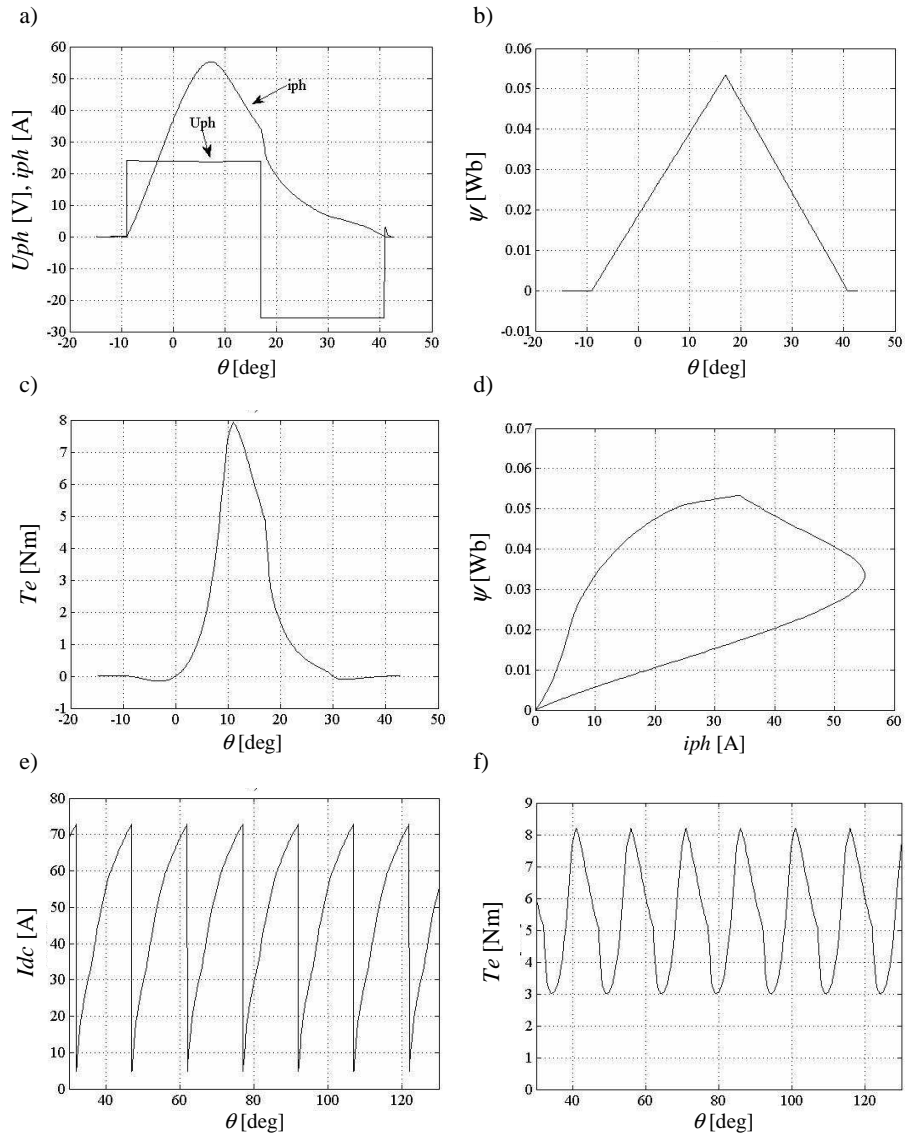
4. Wyniki badań symulacyjnych

Badania symulacyjne przeprowadzono dla maszyny czteropasmowej SRM 8/6 dla pracy silnikowej w stanach statycznych przy sterowaniu jednopulsowym. Rysunki 7-9. przedstawiają wykresy prądu pasmowego i_{ph} , napięcia pasmowego U_{ph} , strumienia ψ w funkcji kąta obrotu wirnika θ , momentu elektromagnetycznego T_e jednego pasma, strumienia sprzężonego ψ w funkcji prądu pasma i_{ph} , prądu pobieranego ze źródła zasilania I_{dc} oraz momentu elektromagnetycznego T_e silnika dla trzech różnych punktów pracy silnika z zachowaniem amplitudy prądu pasmowego na tym samym poziomie. Tę samą amplitudę prądu pasmowego uzyskano przez rozszerzanie przedziału przewodzenia z zachowaniem stałego kąta wyłączenia. Założono, że punkt 0° występuje w położeniu, gdzie indukcyjność uzwojenia pasma osiąga minimum.



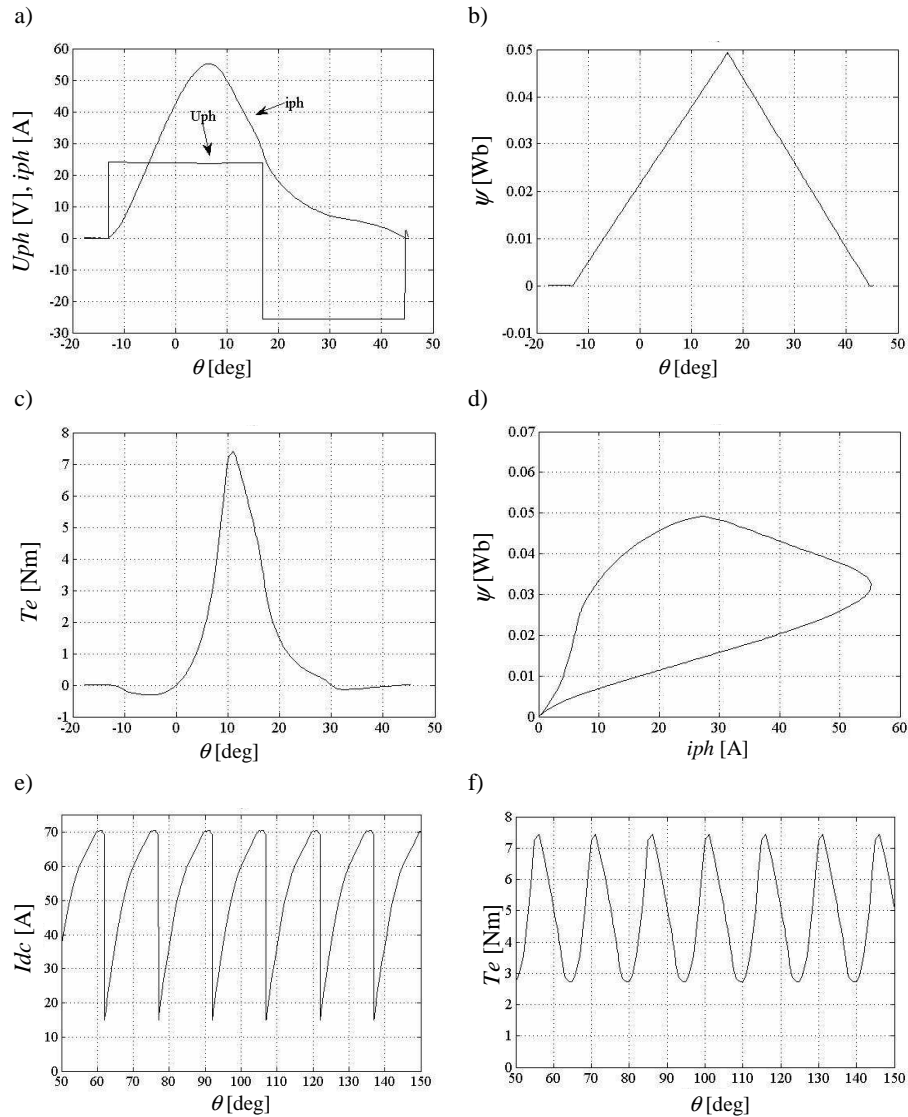
Rys. 7. Wykresy dla pracy silnikowej przy sterowaniu jednopulsowym dla $n = 1432$ obr/min przy $\theta_{on} = -5^\circ$ i $\theta_{off} = 17^\circ$

Wraz ze wzrostem prędkości zwiększa się również napięcie rotacji u_{rot} , które powyżej tzw. prędkości bazowej powoduje spadek wartości prądu pasmowego, ponieważ di/dt staje się ujemne (rys. 7a, 8a, 9a) [4]. Im większa prędkość, tym prąd pasma szybciej maleje, a co za tym idzie – moment elektromagnetyczny również szybciej maleje (rys. 7c, 8c, 9c).



Rys. 8. Wykresy dla pracy silnikowej przy sterowaniu jednopulsowym dla $n = 1910$ obr/min przy $\theta_{on} = -9^\circ$ i $\theta_{off} = 17^\circ$

Na rysunkach 7e, 8e, 9e pokazano wykresy prądów pobieranych ze źródła zasilania, a na rys. 7f, 8f, 9f wykresy momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik. Widać wyraźnie, że wraz ze wzrostem prędkości maleje średnia wartość momentu elektromagnetycznego. W sterowaniu jednopul-

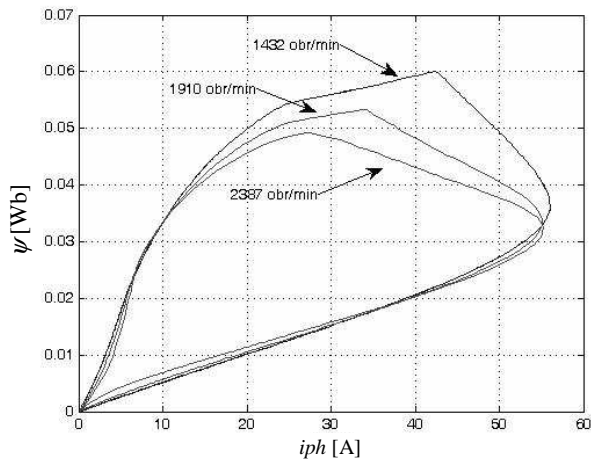


Rys. 9. Wykresy dla pracy silnikowej przy sterowaniu jednopulsowym dla $n = 2387$ obr/min przy $\theta_{on} = -13^\circ$ i $\theta_{off} = 17^\circ$

sowym ma się do czynienia ze znacznymi pulsacjami momentu, które dla tego sposobu sterowania minimalizuje się przez odpowiedni dobór kątów załączenia θ_{on} i wyłączenia θ_{off} . Pulsacje momentu wpływają na zawartość wyższych harmonicznych w przebiegu momentu elektromagnetycznego [5]. Jest to niekorzystne w takich układach napędowych, jak serwomechanizmy, pojazdy z napę-

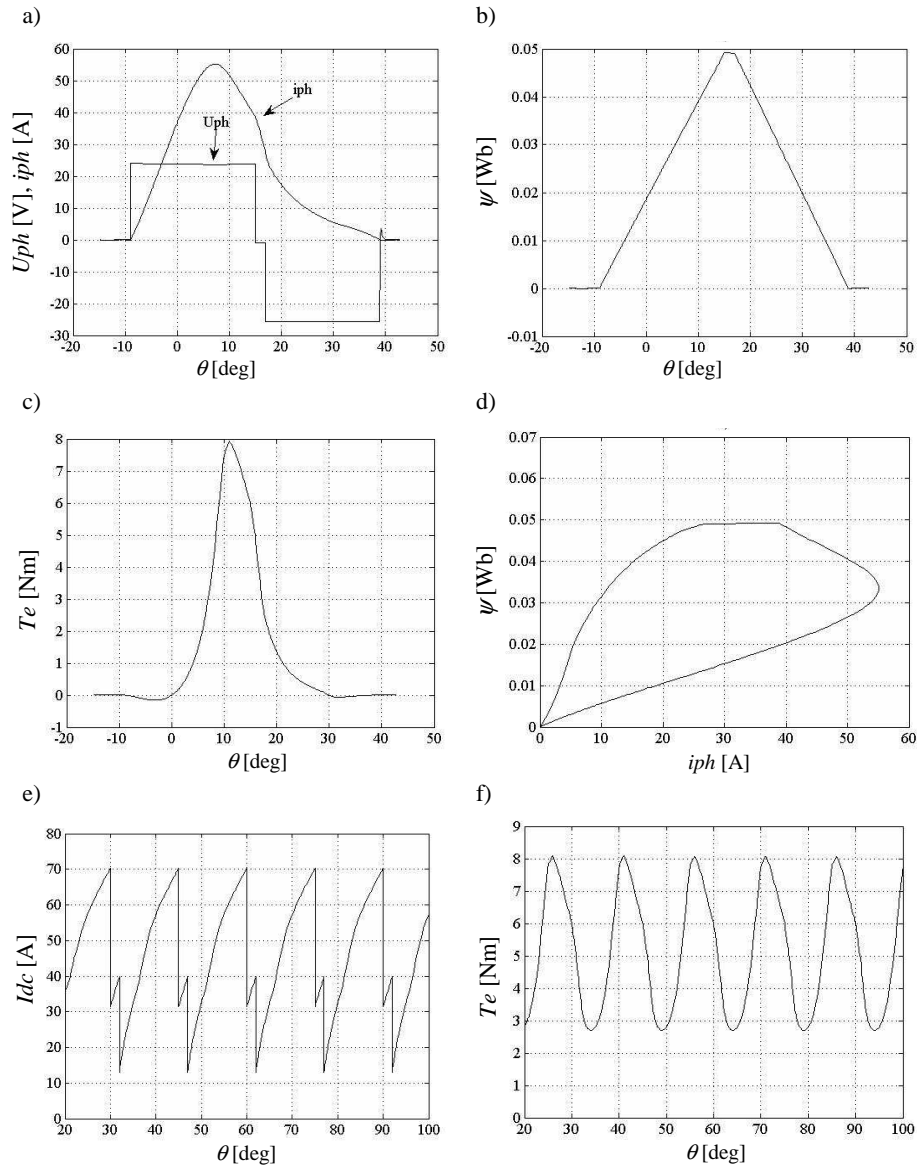
dem elektrycznym. Stosuje się wówczas bardziej skomplikowane metody sterowania pracą maszyny, których głównym celem jest minimalizacja pulsacji momentu elektromagnetycznego. Sterowanie jednopulsowe stosuje się w układach napędowych, które nie wymagają małych pulsacji momentu. Podczas pracy jednopulsowej silnik może pracować przy bardzo dużej prędkości obrotowej, kilkakrotnie przekraczającej prędkość bazową. Zakres zmian prędkości obrotowej jest bardzo duży, ale odbywa się kosztem wzrostu pulsacji momentu elektromagnetycznego.

Na rysunku 10. porównano wykresy strumienia sprzężonego ψ w funkcji prądu pasma i_{ph} dla trzech punktów pracy silnika. Pole obszaru wyznaczonego przez poszczególne krzywe jest proporcjonalne do średniego momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez jedno pasmo silnika [4]. Widać wyraźnie, że wraz ze wzrostem prędkości pola krzywych maleją, czyli moment również się zmniejsza. Takie same zmiany można także zaobserwować na rys. 7c, 8c, 9c.



Rys. 10. Wykresy strumienia sprzężonego ψ w funkcji prądu i_{ph} dla trzech prędkości wirnika

Modyfikacją sterowania jednopulsowego jest sterowanie jednopulsowe ze stanem zerowego napięcia. Stan zerowego napięcia jest zawarty na końcu przedziału zasilania, co umożliwia zmianę kształtu prądu, szczególnie przy większych prędkościach, kiedy nie ma możliwości sterowania prądowego [5]. Na rysunku 11. pokazano wykresy prądu pasmowego i_{ph} , napięcia pasmowego U_{ph} , strumienia ψ w funkcji kąta obrotu wirnika θ , momentu elektromagnetycznego T_e jednego pasma, strumienia sprzężonego ψ w funkcji prądu pasma i_{ph} , prądu pobieranego ze źródła zasilania I_{dc} oraz momentu elektromagnetycznego T_e silnika dla prędkości $n = 1910$ obr/min przy $\theta_{on} = -9^\circ$ i $\theta_{off} = 17^\circ$.



Rys. 11. Wykresy dla pracy silnikowej przy sterowaniu jednopulsowym ze stanem zerowego napięcia dla $n = 1910$ obr/min przy $\theta_{on} = -9^\circ$ i $\theta_{off} = 17^\circ$

5. Podsumowanie

W pracy przedstawiono metodykę budowy nieliniowego, statycznego modelu symulacyjnego maszyny reluktancyjnej przełączalnej 8/6. Przeprowadzono badania symulacyjne wpływu zmiany punktu pracy na przebieg momentu elek-

tromagnetycznego przy sterowaniu jednopulsowym. Pokazano przebiegi prądu pasmowego, napięcia pasmowego, strumienia w funkcji kąta obrotu wirnika, momentu jednego pasma, prądu pobieranego ze źródła zasilania oraz momentu wypadkowego silnika z zachowaniem stałej amplitudy prądu pasmowego, którą uzyskiwano w wyniku rozszerzania przedziału przewodzenia tranzystorów, przy stałym kącie wyłączenia θ_{off} . Wraz ze wzrostem prędkości napięcie rotacji u_{rot} zwiększało się, co prowadziło do coraz szybszego spadku wartości prądu pasmowego oraz zmniejszenia średniej wartości momentu elektromagnetycznego i zwiększenia jego pulsacji. Podczas sterowania jednopulsowego silnik może pracować z bardzo dużymi prędkościami, jednak ze względu na znaczne pulsacje wytwarzanego momentu może on pobudzać do drgań napędzane urządzenie, przyczyniając się do wytwarzania znaczącego hałasu. Modyfikacja sterowania jednopulsowego przez wprowadzenie stanu zerowego napięcia jest jednym ze sposobów na zmniejszenie szumu akustycznego generowanego przez silnik SRM [4]. Wprowadzenie stanu zerowego nie powoduje znaczących strat momentu elektromagnetycznego.

Literatura

- [1] Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.: Praca prądnicowa maszyny reluktancyjnej przełączalnej w zakresie sterowania prądowego. XLI Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Opole-Jarnołtówek, 14-17 czerwca 2005, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole 2005.
- [2] Prokop J.: Modele matematyczne wielopasmowych dwukanałowych maszyn reluktancyjnych przełączalnych. Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), R. 88, nr 2/2012, s. 149-156.
- [3] Bogusz P.: Silnik reluktancyjny przełączalny sterowany z procesora sygnałowego, Warszawa 2003 (rozprawa doktorska).
- [4] Miller T.J.E.: Electronic control of switched reluctance machines. Newnes 2001.
- [5] Korkosz M.: Praca silnikowo-generatorowa przełączalnej maszyny reluktancyjnej (rozprawa doktorska). Gliwice 2003.

SIMULATION MODEL OF SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

Abstract

The paper presents a static nonlinear simulation model of the four-phase 8/6 switched reluctance machine in Matlab/Simulink. Simulation tests were performed for various working points of the machine with single-pulse control. An analysis of the influence of the working point change on electromagnetic torque was performed.

DOI: 10.7862/re. 2012.4

ELEKTROTECHNIKA – 2012

Recenzenci współpracujący

Tadeusz GLINKA
Romuald WŁODEK
Waldemar WÓJCIK

Afiliacja recenzentów: Polska

Lista recenzentów została opublikowana w czasopiśmie
Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 287, Elektrotechnika z. 32.