

Study of the Use of a Matrix Converter for Building a Phase Shifter

Authors

Tomasz Sieńko
Jerzy Szczepanik

Keywords

matrix converter, phase shifter, FACTS, power flow control, power system reliability, multi-phase systems

Abstract

This paper presents an analysis of the application of a multi-phase matrix converter (PM) based device as a phase shifter (PS). The analysis was conducted using simulation techniques and measurements performed on a six-phase converter model built in a laboratory. Three basic control schemes and their relation to PM properties are presented. In addition to the phase shifter's ability to change active power transfer, the device's impact on reactive power transmission was also shown in the paper. Newly assessed PM properties permit the construction of a PS with higher power system control capacity than with currently available devices.

Capabilities of various variants of PM control and fast rate of response of the PS based on it, will undoubtedly be useful in the control of dynamic states of the power system operation (post-disturbance states), e.g. for rapid elimination of generator oscillations or power flow adjustment. This study is an extension of the phase shifter concept presented in previous years, and the continuation assumes the construction of a shifter model for use in an already developed at Cracow University of Technology power system model.

DOI: 10.12736/issn.2300-3022.2015212

Introduction

Currently in Europe, due to the construction of new interconnections, the size of synchronously operated power system is growing, and at the same time the power system's penetration by renewable sources is also increasing. This results in an increase in loop flows [1–4] and the emergence of the need to reduce this phenomenon [5–7]. The unbalances between local system load and energy production caused by unstable sources or by malfunction of system elements creates the need for rapid intervention in power flow distribution (to reduce the likelihood of a major failure or even a blackout [8–11]).

Thus the demand for new ideas, technologies and devices for power system control is growing, which fits into the group called FACTS devices. This article reports on an analysis of the work of the operation of a new device with the capacity to optimize power flow under static conditions, and characterized by a fast rate of response that allows for damping inter-system oscillations and controlling power flow in post-disturbance states – a phase shifter based on a multi-phase matrix converter. The device concept (Fig. 1) and part of its capabilities (for one of the PM control methods) has been presented in papers [12–14], but by a suitable modification of the PM control, a device can be obtained with capabilities considerably larger than previously thought.



Fig. 1. Block diagram of phase shifter with matrix converter (PM); FK – switching filter, FH – harmonic filter

Active and reactive power exchange between two systems

For the analysis of fundamental relationships describing the energy flow between the two systems (active and reactive power transmitted over a power line) model shown in Fig. 2 is used. This model is very simplistic, but allows to observe the general trends.

Apparent power exchanged between the two sources (power systems)

$$\underline{S} = \frac{U_2 - U_3}{Z_L} \quad (1)$$

After the adoption of many simplifications: assumption $X_L \gg R_L$, ignoring transverse parameters, assumption that ν – the angle between \underline{U}_2 and \underline{U}_3 is small, the following is obtained:



Fig. 2. Interoperation of phase shifter (PS) with line

$$P \sim \vartheta \quad Q \sim (U_2 - U_3) \quad (2)$$

It follows from these relationships that the active power exchange (P) between two power systems is proportional mainly to the angle between \underline{U}_2 and \underline{U}_3 , while the exchange of reactive power (Q) – to the difference between their modules. This allows to conclude that an effective control method of the active power exchange between two systems is the use of devices that change the phase of \underline{U}_2 relative to the phase of \underline{U}_1 . If such a device can also allow to change \underline{U}_2 amplitude, then also the reactive power can be controlled.

In a power system this role may be played by the already mentioned phase shifter using a transformer [15, 16] or UPFC device [17, 18]. A transformer based shifter, however, has limited ability to change the voltage angle, and moreover this change is done with a certain step (taps) and is load-dependent. UPFC device's offset angle is, in turn, limited due to the limited booster voltage and the nominal power of the UPFC itself. The proposed PS allows changing the phase by practically any angle, to operate as an interconnection between systems with different frequencies, and, in addition, it's characterized by a fast response currently unavailable to other shifter types. The device's capabilities are not limited to simple phase control, and to some extent voltage amplitude control.

Multi-phase matrix converter under area based control strategy

The core of the proposed device (PS) is a multi-phase PM (Fig. 3) under area based control. PM is built using fully controllable power electronic keys directly connecting the input and output phases. PM has no energy storage devices – its operation can thus be reduced to imposing constraints on the voltages and currents on its both sides [19, 20]. The concept of the areal method of PM control was devised and described by Prof. Tadeusz J. Sobczyk [21, 22]. Generally, it is based on geometric interpretation of PM

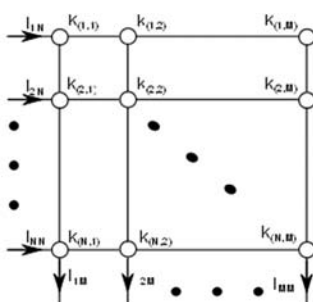


Fig. 3. Matrix converter

operation (converter state is described in R^2 space) and dependency of the statuses of all the keys on the frequency and the initial phase (variables: $\omega t + \varphi$) on its both sides. Authors modified the area based control strategy, making the state of the PM valves dependent on running phases (τ), and so selecting the conductive areas that PM generates from a multiphase set of voltages one another multiphase voltage set.

Running phase (τ) can be defined as the angle between vector v_p (spatial vector of instantaneous voltage) and axis Re (argument v_p). Vector v_p is defined as:

$$v_p = u_1 + a u_2 + a^2 u_3 \dots \quad (3)$$

where: $a = e^{j \frac{2\pi}{N}}$, N – number of phases.

Vector v_p is also the positive component of the instantaneous voltage vector, and τ – is the running phase of the first voltage. Control with the use of vector v_p allows making the converter state (the keys which are at a certain moment in the conducting state, and which are in the cut off state) dependant on the instantaneous voltages on both sides.

The purpose of the converter control is to transform a periodic system of voltages into another periodic system of voltages. This allows some simplifications – it is enough to define the converter status in $2\pi \times 2\pi$ square (voltage cycles on both sides of PM in the angular measure). In this square the sets of points, for which a key (valve) is in its conducting state, is called the key's conduction area. The shape of the conduction area for a key in position $(1,1)$ determines the entire PM's control and defines its properties. More about the area generation concept developed by these authors, and of the relationships between the shape of the conductive area and PM performance has been published in previous studies [23–29]. It should only be noted that the shape of the conductive areas depends on the converter's operating conditions, and on the desired shape of the output voltage.

This paper presents three basic concepts of the MC control, and the impact of the controls on the properties of the converter operating without frequency change (conversion 50 to 50 Hz). The phase shifter properties for each control were tested not only on the basis of simulation, but also on the basis of the waveforms obtained from the laboratory model of the 6×6 MC structure. The phase shifter control concepts were developed based on the following assumptions: the first concept was based on the assumption that the output waveform, phase-shifted relative to the input waveform, is generated only from the input phases adjacent to the desired output waveform; in the second concept the construction of an output waveform was done from the input phases' fragments intersecting the desired output waveform, and the third, intuitive concept was based on the construction of an output waveform from the input phases' fragments, which at the moment are the closest to the desired output waveform. For the proposed controls algorithms the conduction areas were generated, and the controller of laboratory system was programmed. The results shown here were obtained for the shifter built in

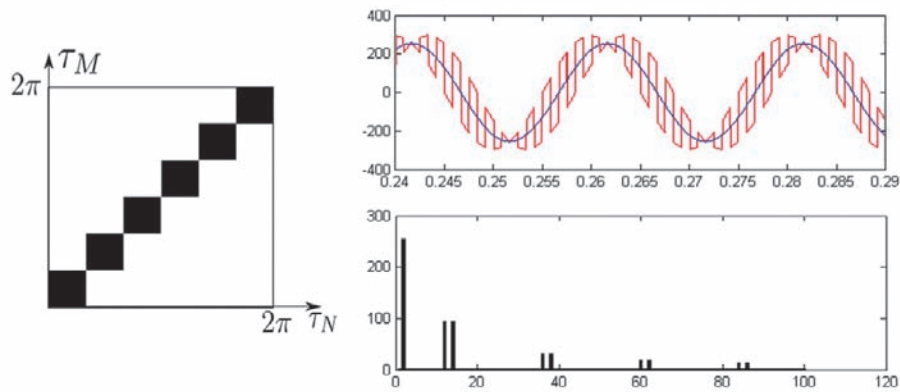


Fig. 4. Conductive area – “the two closest” control and the corresponding PM output voltage time waveform for angular shift introduced by the PM $\alpha = 25^\circ$

a laboratory and operating from voltage source to inductive load. This will enable showing the impact of the converter control algorithm on the reactive power flow from the source.

Phase shifter under “two closest” control

Conductive area for this control and 6×6 PM is shown in Fig. 4. It consists of six $\pi/3 \times \pi/3$ squares placed on the diagonal. This area can be generalized to any PM, in the general case: $N \times N$ number of squares is N , and square size is $2\pi/N \times 2\pi/N$.

In the case where PM does not alter the frequency, the output voltage is assembled from two adjacent input phases (Fig. 4), the output voltage phase is adjusted by varying the ratio of the times, in which each of the phases is connected to the output.

Analysis of the results shows that the voltage transfer for this control is related to the shift angle introduced by the converter, the highest equal to “1” (without taking into account the voltage drop across semiconductor elements) occurs for shift angles $2\pi c/N$ (where c – an integer), the lowest for $\pi/N + 2\pi c/N$, when the desired waveform is created equally from the two adjacent phases. A similar conclusion refers to distortions of voltage and current waveforms.

It is also important that in this case only two keys for each phase are switched. In the case of a PM with equal numbers of “inputs”

and “outputs” ($N \times N$) the switching occurs synchronously (key state changes occur at the same time), and the number of switchings of the (operated) key per voltage cycle, if the frequency stays unchanged, is $2N$.

Fig. 5 shows the voltage and current waveforms measured at PM supplied from a voltage source, and loaded with a reactance. It is worth noting the strong resemblance between the measured waveform (red) and the superimposed waveform of the first harmonic (blue). For the shifter’s considered application is it also important that the phase shift between the first voltage and current harmonics at the input and output are similar (the same sign and similar value).

Collected in Tab. 1 are converter performance details: α – shift introduced by PM, comparison of the rms values of the voltages (U_{RMS}) and currents (I_{RMS}) on both sides of the converter with the first harmonics of these waveforms ($U_{1\text{har}}, I_{1\text{har}}$) allows estimating the distortion resulting from the converter operation; φ_1 – angle between the first voltage and current harmonics.

The phase shifter properties under this control have been shown in articles [12–14] – in steady states the device behaves similarly to a transformer-based phase shifter; its advantage is the larger interventions capability (larger angle shift available) and high operating speed with virtually constant reactive power flow.

	α	U_{RMS}	$U_{1\text{har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{har}}$	φ_1		α	U_{RMS}	$U_{1\text{har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{har}}$	φ_1
	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]		[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]
input	0	20.1	20.1	1.50	1.48	21.8	10	20.1	20.1	1.40	1.4	19.0	
output		18.4	18.3	1.50	1.48	23.4		18.7	16.9	1.44	1.37	24.0	
input	5	20.4	20.1	1.45	1.44	20.4	30	20.2	15.5	1.41	1.40	19.0	
output		18.9	17.6	1.48	1.41	23.1		18.7	20.2	1.40	1.37	24.0	
input							50	20.2	20.2	1.42	1.35	19.4	
output								18.9	16.8	1.49	1.38	24.5	

Tab. 1. Matrix converter under “the two closest” control. Symbols are explained in the text

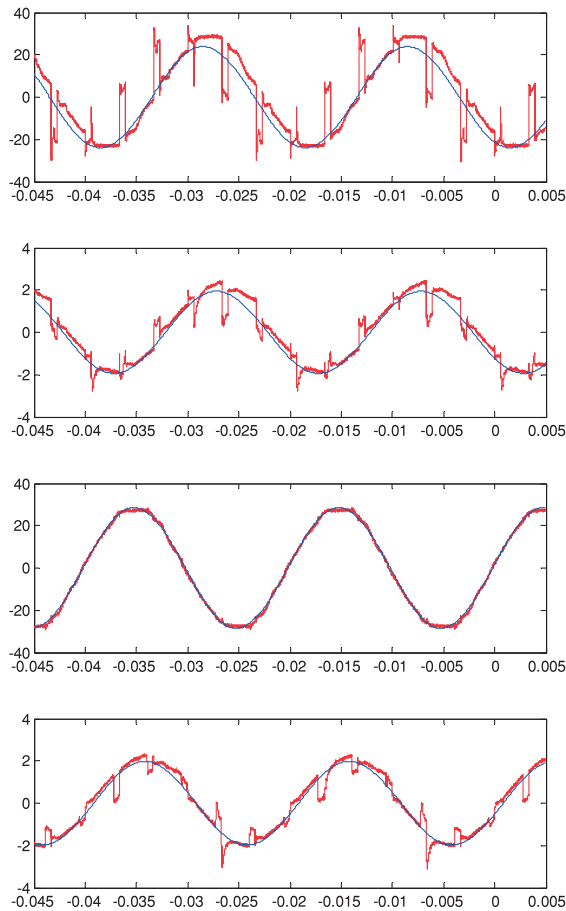


Fig. 5. Voltage (top) and current (bottom) at the output (left) and input (right) of PM for control from “two closest”. Red – measured waveforms, blue – superimposed first harmonics

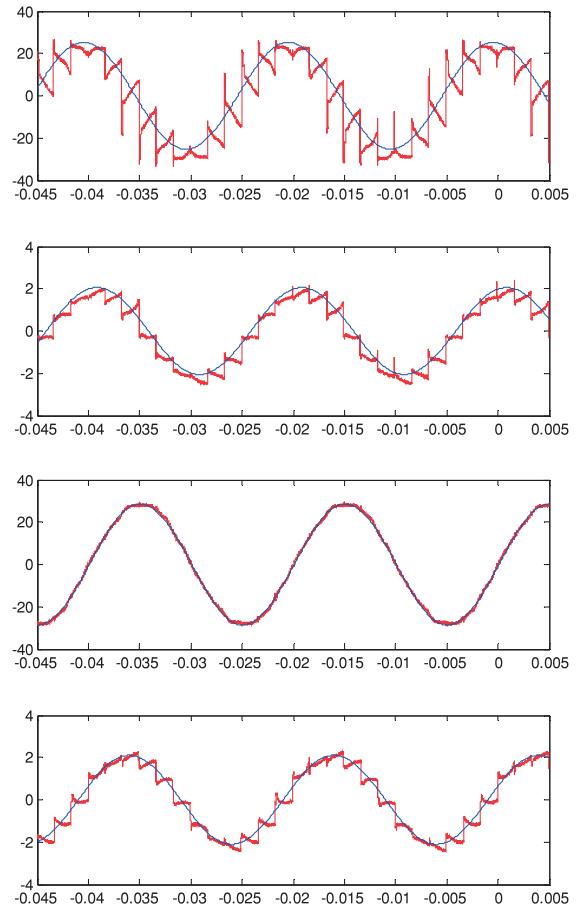


Fig. 7. Voltage (top) and current (bottom) at the output (left) and input (right) of PM under “crossing point” control. Red – measured waveforms, blue – superimposed first harmonics

Phase shifter under “crossing point” control

Conductive area for this control shown in Fig. 6. It is a strip located along the square diagonal. The strip width depends on the PM dimensions, in the general case $N \times N$: $-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N}$. Output voltage waveform consists only of the supply voltage fragments intersecting the desired output voltage sine wave. Voltage transfer is independent of the shift angle introduced by the converter.

All PM keys are used, and the conduction time of each key is the same. If the frequency stays unchanged, the RMS currents of each key are different and the number of switchings of each key per voltage cycle is 4.

This conductive area allows for easy formulation of the control algorithm in the form of the relationship between the frequencies on both sides of PM (f_N and f_M) and the keys switching

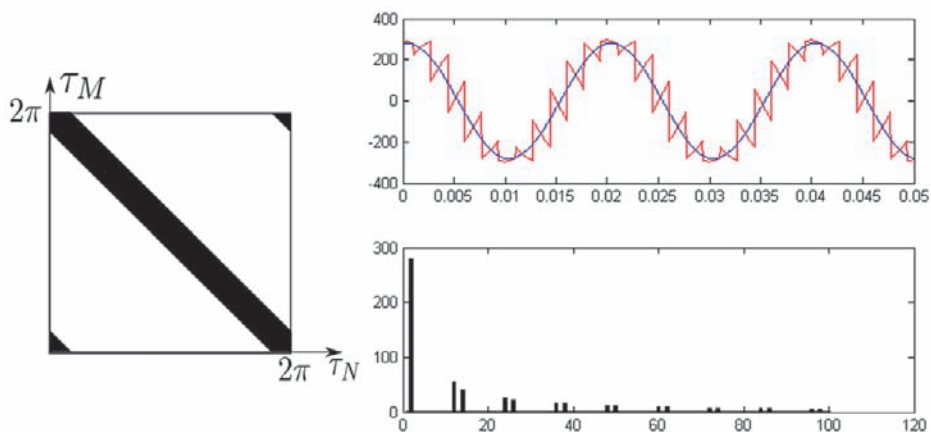


Fig. 6. Conductive area – “crossing point” control (one-periodical) and the corresponding PM output voltage time waveform for angular shift introduced by PM $\alpha = 17^\circ$

	α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ		α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ
	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]		[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]
input	0	20.4	20.3	1.51	1.50	-18.4	10	20.3	20.2	1.51	1.49	-19.2	
output		19.3	17.9	1.50	1.45	23.6		19.2	17.9	1.50	1.45	23.7	
input	5	20.2	20.2	1.51	1.49	-18.9	30	20.1	20.1	1.49	1.47	-19.3	
output		19.4	18.0	1.50	1.46	23.6		19.3	17.8	1.48	1.44	23.3	
input							50	20.2	20.2	1.48	1.36	-19.6	
output								19.3	17.9	1.40	1.46	23.3	

Tab. 2. Matrix converter under “crossing point” control

frequency (f_k): $f_k = f_N + f_M$ and because of this formula it is also known as one-periodical control; more about the control properties in studies [30–32].

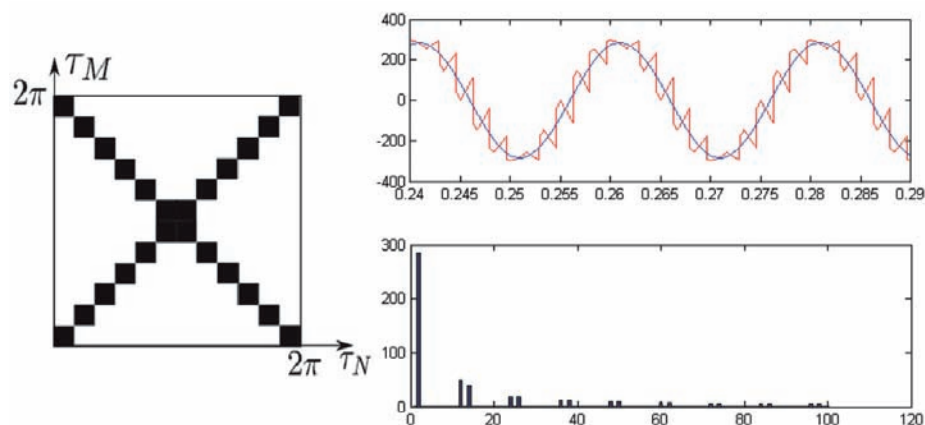
Shown in Fig. 7 are voltage and current waveforms on both sides of PM under the “crossing point” control. As in the previous case the measured waveforms of the superimposed first harmonic waveforms are very close to each other. It is worth noting that at PM output the shift between the voltage and current first harmonics is inductive (voltage ahead of current what is attributed to converter load), and at the input this shift is capacitive (current ahead of voltage). The module of the angle between the voltage and current first harmonics on both PM sides is similar and does not depend on the shift angle introduced by the converter (Tab. 2). Symbols in Tab. 2 are the same as in Tab. 1.

The results obtained so far suggest that PM under this control has the ability to change the reactive power sign. Implementation of the “crossing point” control algorithm in phase shifter will enhance the device’s capabilities; it will enable manipulations of the impedance of the line interconnecting the two systems, and the use of converter to change the nature of the transmitted reactive power Q to the opposite one. The feasibility of such converter application is now being studied at Cracow University of Technology.

Phase shifter under “as close as possible” control

Conductive area for this control is shown in Fig. 8. In the case of 6×6 PM it consists of $24 \pi/6 \times \pi/6$ squares: 12 located along one diagonal of the square and 12 along the other. At generalisation to any PM $2N$ of $\pi N \times \pi N$ squares located along both diagonals. The output voltage waveform consists of the dominant (having the largest share) input voltage sinusoid supplemented with inserts of the sinusoids intersecting the proposed sinusoid (Fig. 8). The most loaded in the converter are the keys connecting the dominant phases – in static conditions they carry up to 100% of the phase current and perform $4N-2$ switchings, while the other keys 2 switchings each.

In the analysed case the PM assembled the output voltage of input voltage of fragments, the load “filtered” signal – the output current is relatively little distorted. Then PM assembled input currents of output currents fragments. The shift between the first current and voltage harmonics at the PM output (φ) is almost constant - this is determined by the load. In the case of the input current and voltage first harmonics the angle is correlated with the angle shift introduced by the PM and varies in the range from $-\varphi$ to φ . One extreme case, i.e. the phase shift at the input by angle $-\varphi$ corresponds to “crossing point” control scheme, the other one – the phase shift at the input by angle φ – corresponds

Fig. 8. Conductive area and waveform – “as close as possible” control and the corresponding PM for angular shift introduced by PM $\alpha = 20^\circ$

	α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ		α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ
	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]		[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]
input	150	20.2	20.2	1.39	1.35	-16.6	180	20.2	20.2	1.37	1.39	19.7	
output		19.1	17.9	1.37	1.35	22.0		18.7	18.7	1.42	1.42	21.7	
input	155	20.2	20.1	1.35	1.29	-7.6	185	20	20	1.40	1.37	12.7	
output		19.1	17.7	1.37	1.33	22.0		18.9	18.6	1.40	1.39	21.7	
input	160	20.1	20.1	1.35	1.3	-0.4	190	20.1	20.1	1.40	1.34	6.3	
output		19.0	18.0	1.33	1.28	21.8		19.0	18.5	1.40	1.40	22	
input	165	20.1	20.1	1.37	1.30	4.7	195	20.1	20	1.39	1.33	-0.6	
output		18.8	18.2	1.39	1.38	21.8		18.9	18.3	1.38	1.37	21.9	
input	170	20.1	20.1	1.38	1.40	9.4	200	20.2	20.1	1.38	1.34	-7.0	
output		18.8	18.4	1.44	1.32	21.9		19.2	18.3	1.38	1.36	21.6	
input	175	20.2	20.2	1.39	1.35	13.9	205	20.2	20.2	1.37	1.34	-12.1	
output		18.8	18.6	1.42	1.41	21.7		19.1	18.0	1.36	1.33	21.6	
input							210	20.1	20.1	1.35	1.32	-15.9	
output								19.1	18.0	1.38	1.35	20.2	

Tab. 3. Matrix converter under “as close as possible” control. The symbols are the same as in Tab. 1

to permanent inclusion of keys between individual input and output phases (“two closest” approach). The results are presented in Tab. 3.

These results suggest that the presented control allows for manipulation of the reactive power flow by the phase shifter, and any change in the phase shift within $(-\varphi, \varphi)$ range at the converter input applicable with high dynamics. Unfortunately, the use of this feature in the case of systems’ interconnection can be seriously hampered because simultaneously with the reactive power it also changes the active power in the line (transfer of both powers is dependent on the angle shift introduced by the converter). A study on the applicability of these properties is in progress.

Conclusions

The article shows that a matrix converter based phase shifter can affect the transfer of reactive power through a two-sidedly supplied power line. Moreover, in addition to the impact on the transmitted active power, the nature of the transmitted reactive power can also be changed, and even its amount can be manipulated only using an appropriately controlled converter. At the moment work is in progress to build a converter model that could be applied to an already built model of the power system, which will allow testing power flow control in the system. The waveforms shown in the article have been taken directly from terminals of the converter’s laboratory model, operated from voltage source to inductive load. The analysis of the systems’ performance shows that there are still several issues to be resolved, including those related to the synchronization of the converter’s operation and its commutation processes.

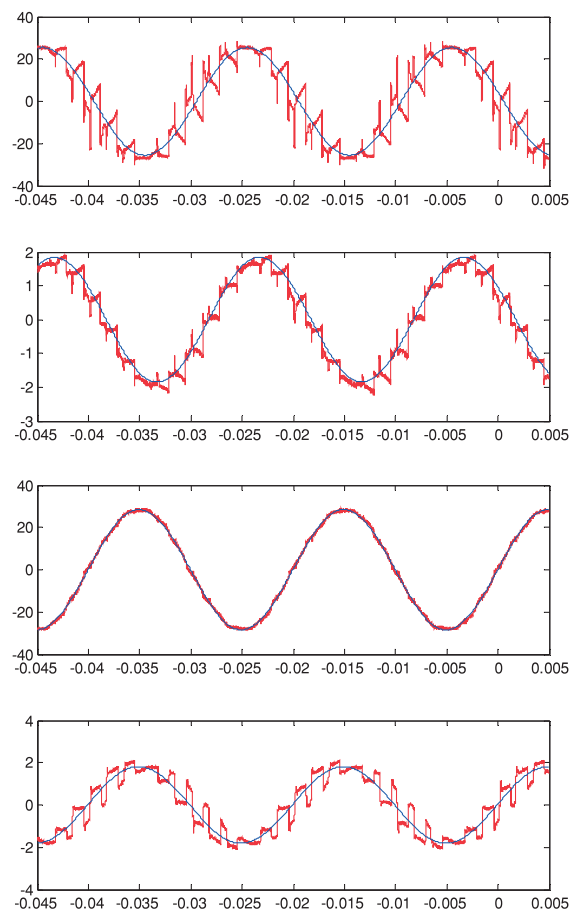


Fig. 9. Voltage (top) and current (bottom) at the output (left) and input (right) of PM under “as close as possible” control. Red – measured waveforms, blue – superimposed first harmonics

It should also be noted that after the studies on the converter's effects on reactive power flow a patent application that describes the proposed device for reactive power compensation, using the PM control properties was filed [33].

In summary, the phase shifter presented here for different PM control strategies demonstrates interesting properties that allow for much greater intervention in power flow in the power system than transformer based phase shifter.

REFERENCES

1. PSE Operator's communique on the shared position of CEPS, MAVIR, PSE Operator and SEPS with regard to the market areas definition [online], <http://www.pse.pl/index.php?dzid=14&did=1082> (access: 02/02/2015).
2. Kąkol A., Sobczak B., Trębski R., Badanie wpływu wyłączenia i załączania mocno obciążonej linii przesyłowej na pracę elektrowni z turbogeneratorami [Study of the impact of switching off and on of a heavily loaded transmission line on the performance of a power plant with turbo generators], *Acta Energetica* 2011, No. 3, pp. 23–28.
3. Cvijic S., Ilic M.D., Part II: PAR Flow Control Based on the Framework for Modeling and Tracing of Bilateral Transactions and Corresponding Loop Flows, *Power Systems, IEEE Transactions on*, Nov. 2014, Vol. 29, No. 6, pp. 2715, 2722.
4. Korab R., Możliwości zwiększenia zdolności przesyłowych połączeń transgranicznych KSE [Possibilities of increasing transmission capacity of KSE's cross-border interconnections], *Przegląd Elektrotechniczny* 2011, No. 2.
5. Korab R., Owczarek R., Kształtowanie transgranicznych przepływów mocy z wykorzystaniem przesuwników fazowych instalowanych w liniach wymiany [Control of cross-border power flows using phase shifters installed in interconnection lines], *Przegląd Elektrotechniczny* 2012, Vol. 88, No. 10b, pp. 299–302.
6. Cotrus A. et al., Power flow control equipment, *Electrical and Power Engineering (EPE)*, 2014 International Conference and Exposition on, 16–18 October 2014, pp. 284, 288.
7. Zhicheng L. et al., Active control of power flow in distribution network using flexible tie switches, *Power System Technology (POWERCON)*, 2014 International Conference on, 20–22 Oct. 2014, pp. 1224, 1229.
8. System failure on November 4, 2006, final report, UCTE, 2007.
9. Final report on the August 14, 2003 blackout in the United States and Canada: Causes and recommendations, US-Canada Power System Outage Task Force, 2004, accessed in June 2010, [online], Available: <https://energy.gov/sites/prod/files/oeprod/DocumentsandMedia/BlackoutFinal-Web.pdf> (10.11.2013).
10. Final report: System disturbance on 4 November, 2006, Union for the Coordination of Transmission of Electricity, 2007, accessed in June 2010 [online], Available: https://www.entsoe.eu/fileadmin/user_upload/_library/publications/ce/otherreports/Final-Report-20070130.pdf (15.11.2014).
11. Oziemblewski K., Opala K., Możliwości oceny bieżącego stanu stabilności SEE. Pochodne zamiast charakterystyk [The possibilities of assessing the current ESP stability. Derivatives instead of characteristics], *Acta Energetica* 2011, No. 2, pp. 33–42.
12. Szczepanik J., Sieńko T., Nowoczesne urządzenia do kontroli rozpyływu mocy w systemie elektroenergetycznym oparte na wielofazowym przekształtniku macierzowym [New Multiphase Matrix Converter Based Device for Power Flow Control], *APE* 2013.
13. Szczepanik J., Sieńko T., Nowoczesne urządzenia do kontroli rozpyływu mocy w systemie elektroenergetycznym oparte na wielofazowym przekształtniku macierzowym [New Multiphase Matrix Converter Based Device for Power Flow Control], *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej* 2013, No. 32, pp. 83–86.
14. Szczepanik J., Sieńko T., New Multiphase Matrix Converter Based Device for Power Flow Control, *Acta Energetica* 2013, No. 4, pp. 158–165.
15. Verboomen J. et al., Phase shifting transformers: principles and applications, *Future Power Systems, 2005 International Conference on*, 18 Nov. 2005, p. 6.
16. Rimez J. et al., Grid Implementation of a 400 MVA 220/150 kV $-15^{\circ}/+3^{\circ}$ Phase-shifting Transformer for Power Flow Control in the Belgian Network: Specification and Operational Considerations, Paper no. A2-202, *Proceedings of the 2006 CIGRE Session, Paris, France, August 2006*.
17. Namin M.H., Using UPFC in order to Power flow control, *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*, 15–17 Dec. 2006, pp. 1486–1491.
18. Murugan A., Thamizmani S., A new approach for voltage control of IPFC and UPFC for power flow management, *Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, 2013 International Conference on 10–12 April 2013, pp. 1376, 1381.
19. Sieńko T., Schemat zastępczy przekształtnika macierzowego dla stanów dynamicznych przy sterowaniu jednookresowym [Equivalent circuit of matrix converter for dynamic states in one-periodical control], *Czasopismo Techniczne* 1-E/2012, issue 24, Vol. 109.
20. Sieńko T., Sobczyk T.J., Modelling concept of $N \times M$ matrix converter under periodic control for dynamic states, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 63, Issue 2, pp. 305–315, June 2014.
21. Sobczyk T.J., Control strategy of matrix converters, *Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1993, Vol. 4, pp. 93–97.
22. Sobczyk T.J., The matrix converter – a universal power electronic unit, *Prace Instytutu Elektrotechniki* 2002, Vol. 211, pp. 5–21.
23. Szczepanik J., Sieńko T., New control scheme and new application area for a multiphase matrix converter, *The third IASTED Asian Conference "Power And Energy Systems"*, April 2–4 2007, Phuket, Thailand, pp. 85–89.
24. Szczepanik J., Sieńko T., New control algorithm for multiphase matrix converter, *Proceedings of 16th International Conference on Systems Science*, 4–6 September 2007, Wrocław, Poland, Vol. 4, pp. 241–250.

25. Szczepanik J., Sieńko T., A new concept of application of multiphase matrix converter in power system, Proceedings of EUROCON 2007, The International Conference on "The Computer as a Tool", Warsaw, Poland, 9–12 September.
26. Sieńko T., Szczepanik J., Sobczyk T.J., Voltage Phase Controller for Power Systems, Proceedings of 9th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation, Barcelona, 9–11 October 2007.
27. Szczepanik J., Sienko T., New Control Strategy for Multiphase Matrix Converter, Systems Engineering ICSENG 2008, 19–21.08.2008, pp. 121–126,
28. Szczepanik J., Sieńko, T., Control scheme for a multiphase matrix converter, EUROCON 2009, This paper appears in: EUROCON 2009, EUROCON,09. Publication Date: 18–23 May 2009, On page(s): 545–551, Location: St.-Petersburg Print, ISBN: 978-1-4244-3860-0, INSPEC Accession Number: 10798882, Digital Object Identifier: 10.1109/EURCON.2009.5167685, Current Version Published: 20 July 2009.
29. Sieńko T., Szczepanik J., The study of Implementation of Multiphase Matrix Converter in Power System, *Przeegląd Elektrotechniczny* 2013, No. 8, pp. 10–15.
30. Sieńko T., Sobczyk T.J., Matrix converter control for applications to multi-phase high-speed microgenerators, *Archives of Electrical Engineering* 2004, Vol. LIII, No. 2, pp. 217–228.
31. Sobczyk T.J., Sieńko T., Application of Matrix Converter as a Voltage Phase Controller in Power System S13-17, IEEE SPEEDAM, 23–26.05.2006, Taormina, Italy.
32. Sieńko T., Sobczyk T.J., Sposób sterowania przekształtnikiem macierzowym [A method of matrix converter control], Polish Patent: (21) 358928, (22) 27-02-2003, H02M5/00, BUP 06-09-2004 18/2004, WUP 29-01-2010 01/2010.
33. Sieńko T.J., Szczepanik J., Hudym V., "Sposób kompensacji mocy biernej, urządzenie do kompensacji mocy biernej" [A reactive power compensation method, a device for reactive power compensation], patent application No. P.408817 of 11.07.2014.

Tomasz Sieńko

Cracow University of Technology

e-mail: sienko77@o2.pl

Research Assistant, Institute of Electromechanical Energy Transition (E-2), Faculty of Electrical and Computer Engineering at Cracow University of Technology. Research interests: matrix converter and its applications, nonlinear electricity receivers – Impact on LV systems' design and performance.

Jerzy Szczepanik

Cracow University of Technology, E-2 institute

e-mail: jerzy_szczepanik@hotmail.com

Assistant professor at the Institute of Electromechanical Energy Transition (E-2), Faculty of Electrical and Computer Engineering at Cracow University of Technology. Research interests: power system operation stability and control, modelling of converters for the power sector, disturbances and post-disturbance conditions in power systems and issues related to power quality.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 125–132. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Studium wykorzystania przekształtnika macierzowego do budowy przesuwnika fazowego

Autorzy

Tomasz Sieńko
Jerzy Szczepanik

Słowa kluczowe

przekształtnik macierzowy, przesuwnik fazowy, FACTS, kontrola rozpyływu mocy, niezawodność systemu elektroenergetycznego, układy wielofazowe

Streszczenie

W artykule została zaprezentowana analiza zastosowania wielofazowego przekształtnika macierzowego (PM) do budowy przesuwnika fazowego (PS). Analizę przeprowadzono za pomocą technik symulacyjnych oraz pomiarów wykonanych na sześciofazowym modelu przekształtnika zbudowanym w laboratorium. Zaprezentowano trzy podstawowe schematy kontroli oraz ich związek z własnościami PM. Poza zdolnością przesuwnika fazowego do zmiany transferu mocy czynnej interesujący jest wpływ urządzenia na transmisję mocy biernej, co ukazano w artykule. Nowo pokazane właściwości PM pozwalają na budowę PS o większych możliwościach kontroli systemu elektroenergetycznego (SEE) niż obecnie dostępne urządzenia.

Możliwość różnych wariantów sterowania PM oraz duża prędkość reakcji bazującego na nim PS będą niewątpliwie przydatne w kontroli stanów dynamicznych pracy SEE (stanach pozaburzeniowych), np. do szybkiej likwidacji kołysań generatorów czy regulacji rozpyływu mocy.

Przedstawiona praca jest rozwinięciem koncepcji przesuwnika fazowego prezentowanego w poprzednich latach, a dalszy ciąg zakłada budowę modelu przesuwnika do zastosowania w wykonanym już modelu systemu elektroenergetycznego.

Wstęp

Obecnie w Europie na skutek budowy nowych połączeń zwiększa się wielkość SEE pracującego synchronicznie, a równocześnie zwiększa się penetracja systemu elektroenergetycznego przez źródła odnawialne. Skutkuje to zwiększeniem niekontrolowanych przepływów kołowych (ang. *loop flow*) [1–4] i powstaniem potrzeby ograniczania tego zjawiska [5–7] oraz konieczności szybkiej interwencji w rozpyływu mocy w SEE (aby ograniczyć prawdopodobieństwo poważnej awarii lub nawet *blackoutu* [8–11]).

Zwiększa się zatem zapotrzebowanie na nowe idee, technologie i urządzenia służące do kontroli SEE, wpisujące się w grupę zwaną urządzeniami FACTS. W artykule zostanie wykonana analiza pracy nowego urządzenia mającego możliwości optymalizacji rozpyływu mocy w warunkach statycznych oraz charakteryzującego się dużą prędkością odpowiedzi pozwalającą na tłumienie oscylacji międzysystemowych i kontrolę rozpyływu mocy w stanach pozaburzeniowych – przesuwnika fazowego opartego na wielofazowym przekształtniku macierzowym. Koncepcja urządzenia (rys. 1) oraz część jego możliwości (dla jednej z metod kontroli PM) została już przedstawiona w artykułach [12–14], jednak odpowiednio modyfikując sposób sterowania PM, można uzyskać urządzenie o możliwościach znacznie większych, niż poprzednio sądzono.

Wymiana mocy czynnej i biernej pomiędzy dwoma systemami

Do analizy podstawowych zależności opisujących ilość energii pomiędzy dwoma systemami (ilości mocy czynnej i biernej przesyłanej przez linię elektroenergetyczną) używa się modelu przedstawionego na rys. 2, model ten jest bardzo uproszczony, jednak pozwala zaobserwować generalne trendy.

Moc pozorna wymieniana pomiędzy dwoma źródłami (SEE)

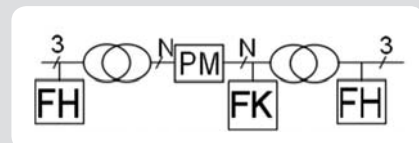
$$\underline{S} = \frac{U_2 - U_3}{Z_L} \quad (1)$$

Po przyjęciu wielu uproszczeń: założeniu $XL \gg RL$, pominięciu parametrów poprzecznych, założeniu że ν – kąt pomiędzy \underline{U}_2 i \underline{U}_3 jest mały, otrzymuje się:

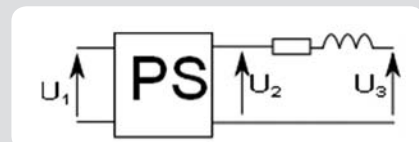
$$P \sim \vartheta \quad Q \sim (U_2 - U_3) \quad (2)$$

Z zależności tych wynika, że wymiana mocy czynnej (P) pomiędzy dwoma SEE jest proporcjonalna głównie do kąta pomiędzy \underline{U}_2 i \underline{U}_3 , a mocy biernej (Q) – do różnicy pomiędzy wartościami tych napięć. Pozwala to na wyciągnięcie wniosku, że skuteczną metodą kontroli mocy czynnej, wymianianej pomiędzy dwoma systemami, jest wykorzystanie urządzeń zmieniających fazę napięcia U_2 względem U_1 . Jeśli takie urządzenie pozwoli również na zmianę amplitudy U_2 – możliwa będzie również kontrola mocy biernej.

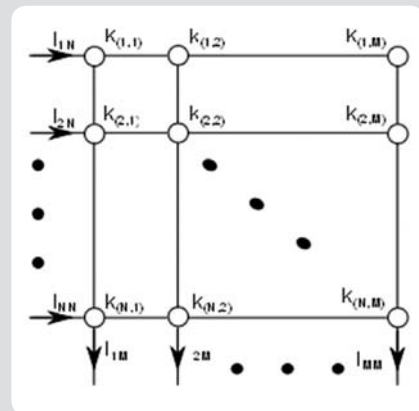
W SEE rolę taką mogą pełnić: wspomniany już przesuwnik fazowy, wykorzystujący transformator [15, 16], lub urządzenie UPFC [17, 18]. Przesuwnik oparty na transformatorze posiada jednak ograniczoną możliwość zmiany kąta napięć, a ponadto zmiana ta jest skokowa (odcpey) oraz zależna od obciążenia. Kąt przesunięcia UPFC jest z kolei ograniczony ze względu na ograniczoną wielkość napięcia dodawczego oraz wartość mocy nominalnej układu samego UPFC. Proponowany PS pozwala na zmianę fazy praktycznie o dowolny kąt, na pracę w charakterze łącznika międzysystemowego dla systemów o różnych częstotliwościach, a ponadto charakteryzuje się prędkością reakcji nieosiągalną obecnie dla innych typów przesuwników. Możliwość tego urządzenia nie ograniczają się tylko do prostej



Rys. 1. Schemat blokowy przesuwnika fazowego z przekształtnikiem macierzowym (PM); FK – filtr komutacyjny, FH – filtr harmonicznych



Rys. 2. Współpraca przesuwnika fazowego (PS) z linią



Rys. 3. Przekształtnik macierzowy

kontroli fazy i w pewnym stopniu amplitudy napięcia.

Wielofazowy przekształtnik macierzowy sterowany metodą obszarową
 Rdzeniem proponowanego urządzenia (PS) jest wielofazowy PM (rys. 3) sterowany obszarowo. PM jest zbudowany z w pełni sterowalnych energoelektronicznych kluczy łączących bezpośrednio fazy wejściowe i wyjściowe. PM nie posiada zasobników energii – jego działanie można zatem sprowadzić do narzucenia więzów na napięcia i prądy po obu jego stronach [19, 20]. Koncepcja metody obszarowej sterowania PM została wymyślona i opisana przez prof. Tadeusza J. Sobczyka [21, 22]. Generalnie opiera się ona na geometrycznej interpretacji pracy PM (stan przekształtnika jest opisany w przestrzeni R^2) i uzależnienia stanu wszystkich kluczy od częstotliwości i fazy początkowej (wielkości: $\omega t + \varphi$) po obu jego stronach. Autorzy artykułu zmodyfikowali sterowanie obszarowe, uzależniając stan PM od fazy biegnącej (τ) oraz tak dobierając obszary przewodzenia, aby PM generował z jednego wielofazowego układu napięć inny wielofazowy układ napięć.
 Faza biegnąca (τ) może być zdefiniowana jako kąt pomiędzy wektorem v_p (przestrzennym wektorem wartości chwilowej napięcia) i osią Re (argument v_p). Wektor v_p jest definiowany jako:

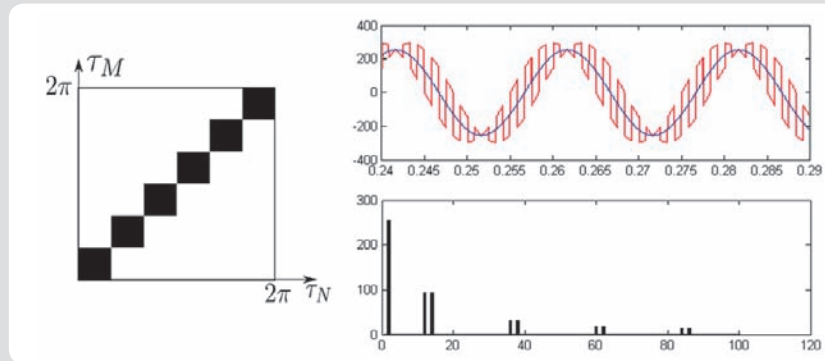
$$v_p = u_1 + au_2 + a^2u_3... \quad (3)$$

gdzie:

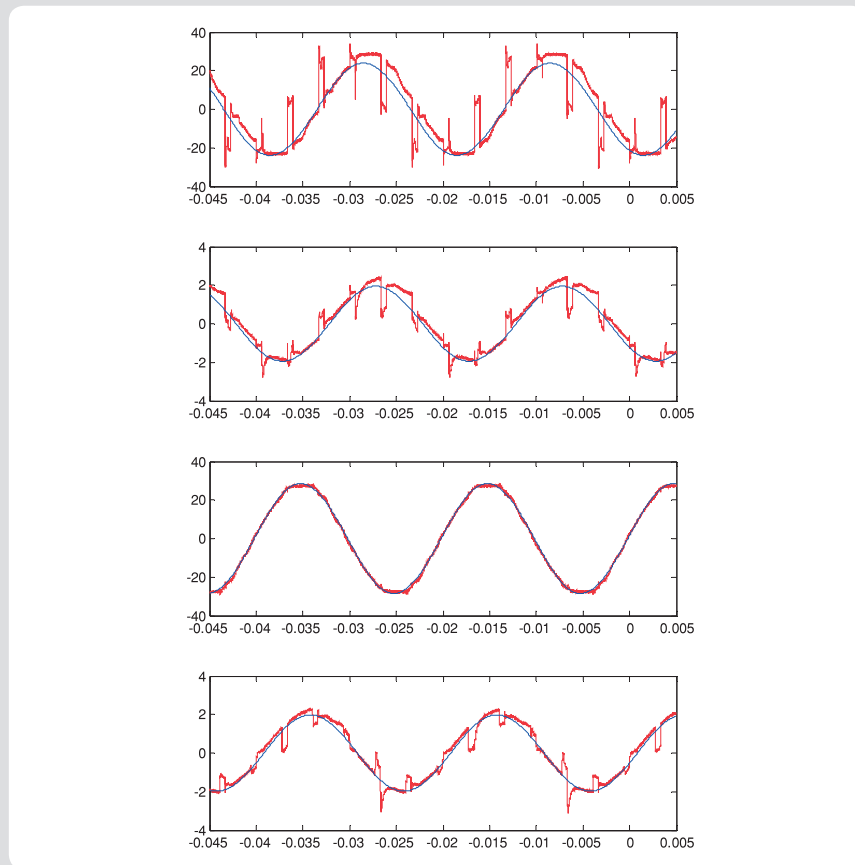
$$a = e^{j\frac{2\pi}{N}}, \text{ gdzie } N - \text{ilość faz.}$$

Wektor v_p jest równocześnie składową zgodną wektora chwilowego napięć, a τ – fazą biegnącą pierwszego z tych napięć. Sterowanie przy użyciu wektora v_p pozwala uzależnić stan przekształtnika (które klucze są w danej chwili w stanie przewodzenia, a które odcięcia) od wartości chwilowych napięć po obu stronach.

Celem sterowania przekształtnika jest przekształcenie jednego periodycznego systemu napięć na inny periodyczny system napięć. Umożliwia to pewne uproszczenia – wystarczy zdefiniować stan przekształtnika w kwadracie $2\pi \times 2\pi$ (okresy napięć po obu stronach PM w mierze kątowej). W kwadracie tym zbiór punktów, dla których dany klucz znajduje się w stanie przewodzenia, jest nazywany obszarem przewodzenia dla tego klucza. Kształt obszaru przewodzenia dla klucza na pozycji (l, l) determinuje całe sterowanie PM oraz określa jego własności. Więcej o opracowanej



Rys. 4. Obszar przewodzenia – sterowanie „z dwóch najbliższych” oraz odpowiadający mu przebieg czasowy napięcia wyjściowego PM dla kąтового wprowadzanego przez PM $\alpha = 25$ stopni



Rys. 5. Napięcie (górną) i prąd (dół) na wyjściu (po lewej) i wejściu (po prawej) PM dla sterowania z „dwóch sąsiednich”. Kolor czerwony – przebiegi zmierzone, kolor niebieski – nałożone pierwsze harmoniczne

	α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ_1	α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ_1
	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]
wejście	0	20,1	20,1	1,50	1,48	21,8	10	20,1	20,1	1,40	1,4	19,0
		18,4	18,3	1,50	1,48	23,4		18,7	16,9	1,44	1,37	24,0
wyjście	5	20,4	20,1	1,45	1,44	20,4	30	20,2	15,5	1,41	1,40	19,0
		18,9	17,6	1,48	1,41	23,1		18,7	20,2	1,40	1,37	24,0
wejście							50	20,2	20,2	1,42	1,35	19,4
								18,9	16,8	1,49	1,38	24,5

Tab. 1. Przekształtnik macierzowy sterowany z „dwóch sąsiednich”. Oznaczenia wyjaśniono w tekście

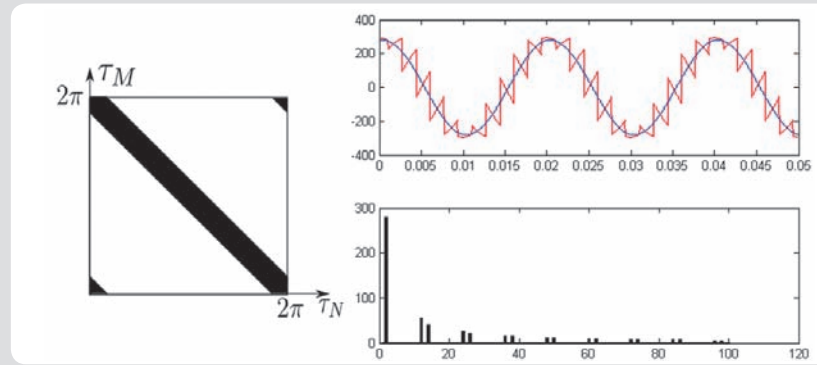
przez autorów koncepcji generacji obszarów oraz związkach pomiędzy kształtem obszaru przewodzenia a pracą PM opublikowano w poprzednich pracach [23–29]. Należy tylko zaznaczyć, że na kształt obszarów przewodzenia wpływają warunki pracy przekształtnika oraz pożądany na wyjściu kształt napięcia.

W artykule pokazano trzy podstawowe koncepcje sterowania przekładnikiem oraz wpływ tych sterowań na własności przekształtnika pracującego bez zmiany częstotliwości (konwersja 50 na 50 Hz). Własności przesuwnika fazowego dla poszczególnych sterowań zbadano nie tylko na podstawie symulacji, ale także na podstawie przebiegów otrzymanych ze zbudowanego modelu przekształtnika o strukturze 6×6 . Koncepcje sterowania przesuwnika fazowego opracowano na podstawie następujących założeń: pierwsza oparta była na założeniu, że dany przebieg wyjściowy, przesunięty w fazie względem przebiegu wejściowego, jest tworzony tylko z faz wejściowych sąsiednich w stosunku dożądanego przebiegu wyjściowego, druga koncepcja polegała na budowie przebiegu wyjściowego z fragmentów faz wejściowych przecinających żądany przebieg wyjściowy, a trzecia na zbudowaniu przebiegu wyjściowego z fragmentów faz wejściowych, które w danej chwili są najbliższe żądanej przebiegu. Dla zaproponowanych algorytmów sterowań wygenerowano obszary przewodzenia oraz zaprogramowano sterownik układu laboratoryjnego. Wyniki pokazane w pracy otrzymano dla przesuwnika pracującego w laboratorium w układzie pracy ze źródła napięciowego na obciążenie indukcyjne. Umożliwi to pokazanie wpływu algorytmu sterowania przekształtnika na rozpył mocy biernej.

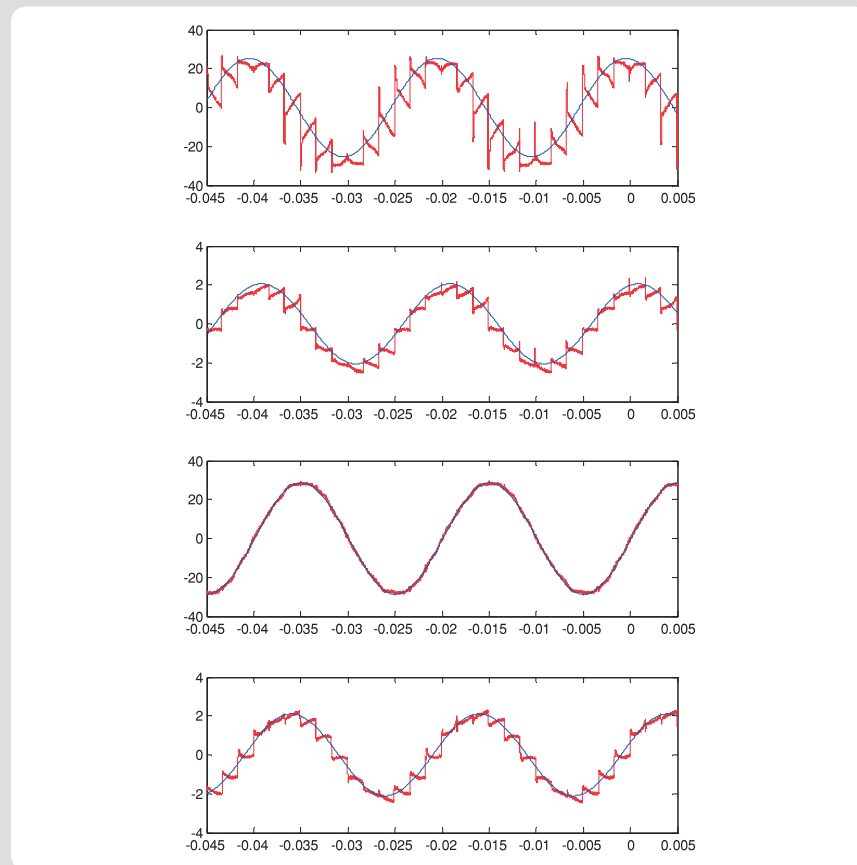
Przesuwnik fazowy wykorzystujący sterowanie z „dwóch sąsiednich”

Obszar przewodzenia dla tego sterowania i PM 6×6 pokazano na rys. 4. Składa się on z sześciu kwadratów o rozmiarach $\pi/3 \times \pi/3$ umieszczonych na przekątnej. Obszar ten można uogólnić na dowolny PM, w ogólnym przypadku: $N \times N$ liczba kwadratów wynosi N , a rozmiary kwadratów $2\pi/N \times 2\pi/N$.

W przypadku, gdy PM nie dokonuje zmiany częstotliwości, napięcie wyjściowe jest składane z dwóch sąsiednich faz wejściowych (rys. 4), fazę napięcia wyjściowego reguluje się poprzez zmianę stosunku czasów, w jakich na wyjście jest przyłączona każda z faz.



Rys. 6. Obszar przewodzenia – sterowanie na „przecinające się” (jednookresowe) oraz odpowiadający mu przebieg czasowy napięcia wyjściowego PM dla kąтового wprowadzanego przez PM $\alpha = 17$ stopni



Rys. 7. Napięcie (górną) i prąd (dolną) na wyjściu (po lewej) i wejściu (po prawej) PM dla sterowania na „przecinające się”. Kolor czerwony – przebiegi zmierzone, kolor niebieski – nałożone pierwsze harmoniczne

	α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ	α	U_{RMS}	$U_{1\text{ har}}$	I_{RMS}	$I_{1\text{ har}}$	φ
	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]
wejście	0	20,4	20,3	1,51	1,50	-18,4	10	20,3	20,2	1,51	1,49	-19,2
wyjście		19,3	17,9	1,50	1,45	23,6		19,2	17,9	1,50	1,45	23,7
wejście	5	20,2	20,2	1,51	1,49	-18,9	30	20,1	20,1	1,49	1,47	-19,3
wyjście		19,4	18,0	1,50	1,46	23,6		19,3	17,8	1,48	1,44	23,3
wejście							50	20,2	20,2	1,48	1,36	-19,6
wyjście								19,3	17,9	1,40	1,46	23,3

Tab. 2. Przekształtnik macierzowy sterowany na „przecinające się”

Analiza wyników pokazuje, że transfer napięcia dla tego sterowania jest związany z kątem przesunięcia wprowadzanym przez przekształtnik, najwyższy równy „1” (przy pominięciu spadku napięcia na elementach półprzewodnikowych) występuje dla kątów przesunięcia $2\pi c/N$ (gdzie c – liczba całkowita), najniższy dla $\pi/N + 2\pi c/N$, gdy pożądaną przebieg jest tworzony po równo z obu sąsiadujących faz. Podobny wniosek dotyczy zniekształceń przebiegów napięć i prądów. Istotne jest również, że w tym przypadku przełączane są tylko dwa klucze na każdej fazę. W przypadku PM o równej ilości „wejść” i „wyjść” ($N \times N$) przełączenia zachodzą synchronicznie (zmiany stanów kluczy zachodzą w tej samej chwili), a liczba przełączeń (pracującego) klucza na okres napięcia w przypadku niezmiennia częstotliwość wynosi $2N$.

Na rys. 5 pokazano przebiegi napięcia i prądu zmierzone przy zasilaniu PM ze źródła napięcia i obciążeniu reaktancją. Warto zauważyć duże podobieństwo pomiędzy przebiegiem zmierzonym (czerwony) a nałożonym przebiegiem pierwszej harmonicznej (niebieski). Dla rozważanego zastosowania przesuwnika istotne jest również, że przesunięcie fazowe pomiędzy pierwszymi harmonicznymi napięcia i prądu na wejściu i wyjściu są podobne (ten sam znak i zbliżona wartość).

W tab. 1 zebrano dane o pracy przekształtnika; α – przesunięcie wprowadzane przez PM, porównanie wartości skutecznej napięć (U_{RMS}) i prądów (I_{RMS}) po obu stronach przekształtnika z pierwszymi harmonicznymi tych przebiegów ($U_{1\text{ har}}$, $I_{1\text{ har}}$), pozwala oszacować zniekształcenia wynikające z pracy przekształtnika; ϕ_1 – kąt pomiędzy pierwszymi harmonicznymi napięcia i prądu.

Własności przesuwnika fazowego przy tym sterowaniu pokazano w artykułach [12–14] – urządzenie to w stanach ustalonych zachowuje się podobnie do przesuwnika fazowego zbudowanego na transformatorze, jego przewagą jest zdolność do większej interwencji (większy możliwy kąt przesunięcia) i duża szybkość działania przy praktycznie niezmiennym przepływie mocy biernej.

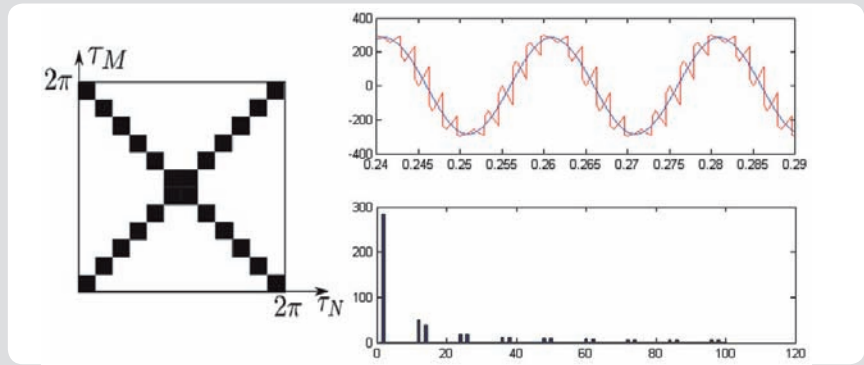
Przesuwnik fazowy wykorzystujący sterowanie na „przecinające się”

Obszar przewodzenia dla tego sterowania pokazano na rys. 6. Jest to pas położony wzdłuż przekątnej kwadratu. Szerokość pasa zależy od wymiarów PM, w przypadku ogólnym

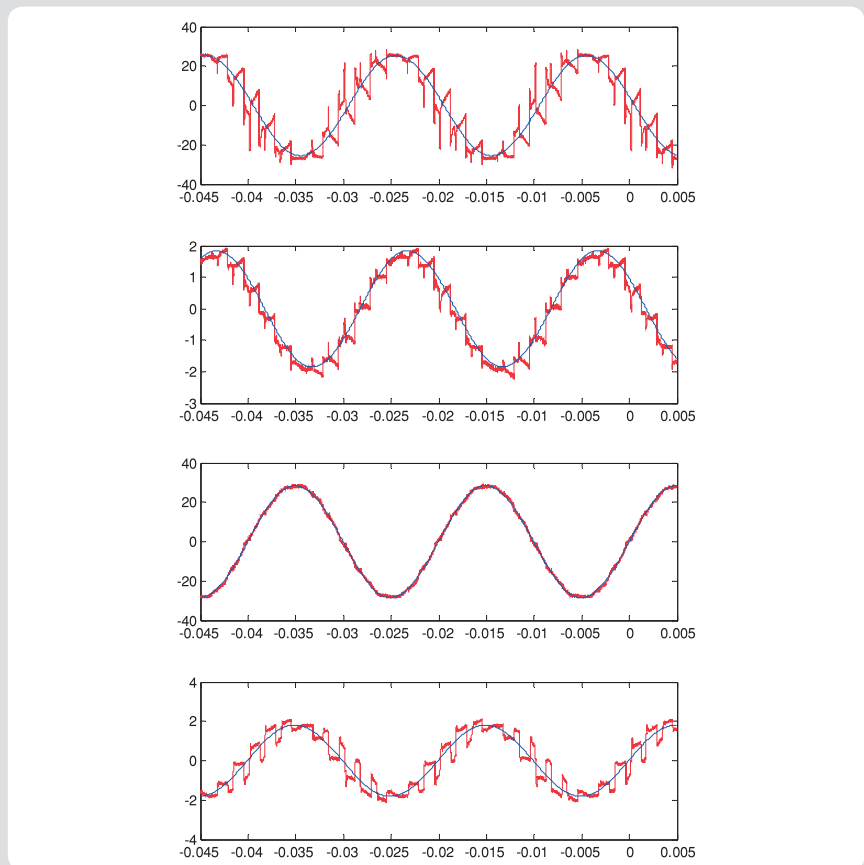
$$N \times N: -\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{2\pi}{N}$$

Przebieg napięcia wyjściowego składa się tylko z fragmentów napięć zasilających przecinających projektowaną sinusoidę napięcia wyjściowego. Transfer napięcia jest niezależny od kąta przesunięcia wprowadzanego przez przekształtnik. Wykorzystane są wszystkie klucze PM, a czas przewodzenia każdego klucza jest taki sam. W przypadku niedokonywanej zmiany częstotliwości różnią się jednak wartości skuteczne prądów poszczególnych kluczy. Liczba przełączeń każdego klucza na okres napięcia w przypadku niezmiennia częstotliwości to 4.

Ten obszar przewodzenia pozwala na łatwe zapisanie algorytmu sterowania w postaci zależności pomiędzy częstotliwościami



Rys. 8. Obszar przewodzenia i przebieg – sterowanie z „najbliższej” oraz odpowiadający mu przebieg czasowy napięcia wyjściowego PM dla kąтового wprowadzanego przez PM $\alpha = 20$ stopni



Rys. 9. Napięcie (góra) i prąd (dół) na wyjściu (po lewej) i wejściu (po prawej) PM dla sterowania z „najbliższej”. Kolor czerwony – przebiegi zmierzone, kolor niebieski – nałożone pierwsze harmoniczne

po obu stronach PM (f_N i f_M) i częstotliwością przełączeń kluczy (f_k): $f_k = f_N + f_M$ i ze względu na tę formułę występuje również pod nazwą sterowanie jednookresowe (ang. *one-periodical control*), więcej o własnościach tego sterowania w pracach [30–32].

Na rys. 7 pokazano przebiegi napięć i prądów po obu stronach PM przy sterowaniu na „przecinające się”. Jak w poprzednim przypadku przebiegi zmierzone i nałożone przebiegi pierwszych harmonicznych leżą bardzo blisko siebie. Zwraca uwagę, że na wyjściu PM przesunięcie pomiędzy pierwszą harmoniczną napięcia i prądu jest indukcyjne (napięcie wyprzedza prąd), a na wejściu pojemnościowe (prąd wyprzedza napięcie). Moduł kąta pomiędzy

pierwszą harmoniczną napięcia i prądu po obu stronach PM jest podobny i nie zależy od kąta przesunięcia wprowadzanego przez przekształtnik (tab. 2). Oznaczenia w tab. 2 analogiczne jak w tab. 1.

Dotychczas uzyskane wyniki sugerują, że tak sterowany PM posiada zdolność do zmiany znaku mocy biernej. Wykorzystanie algorytmu sterowania na „przecinające się” w przesuwniku fazowym zwiększy możliwości urządzenia; możliwa będzie manipulacja impedancją linii łączącej oba systemy oraz wykorzystanie przekształtnika do zmiany charakteru przesyłanej mocy Q na przeciwny. Badania możliwości takiego zastosowania przekształtnika są obecnie prowadzone na Politechnice Krakowskiej.

Przesuwnik fazowy wykorzystujący sterowanie z „najbliższej”

Obszar przewodzenia dla tego sterowania pokazano na rys. 8. W przypadku PM 6×6 składa się z 24 kwadratów $\pi/6 \times \pi/6$: 12 umieszczonych wzdłuż jednej przekątnej kwadratu i 12 wzdłuż drugiej. Przy uogólnianiu na dowolny PM $2N$ kwadratów $\pi/N \times \pi/N$ umieszczonych wzdłuż obu przekątnych. Przebieg napięcia wyjściowego składa się z dominującej (mającej największy udział) sinusoidy napięcia wejściowego uzupełnionej wstawkami z sinusoid przecinających projektowaną sinusoidę (rys. 8). W przekształtniku najbardziej obciążone są klucze łączące fazy dominujące – w warunkach statycznych płynie przez nie do 100% prądu fazowego i wykonują $4N-2$ przełączeń, pozostałe klucze po 2 przełączenia.

W badanym przypadku PM składał napięcie wyjściowe z fragmentów napięcia wejściowego, obciążenie „filtrowało” sygnał – prąd wyjściowy jest stosunkowo mało zniekształcony. Następnie PM składał prądy wyjściowe z fragmentów prądów wyjściowych. Przesunięcie pomiędzy pierwszą harmoniczną prądu i napięcia na wyjściu PM (φ) jest praktycznie stałe – decyduje o tym odbiornik. W przypadku pierwszych harmonicznym prądu i napięcia wejściowego kąt ten jest skorelowany z kątem przesunięcia wprowadzanym przez PM i zmienia się w zakresie od $-\varphi$ do φ . Jeden przypadek skrajny, tj. przesunięcie fazowe na wejściu o kąt $-\varphi$, odpowiada sterowaniu na „przecinające się”, drugi – przesunięcie fazowe wejścia o kąt φ – odpowiada włączeniu na stałe kluczy pomiędzy poszczególnymi fazami wejścia i wyjścia. Wyniki zebrano w tab. 3.

Uzyskane wyniki sugerują, że prezentowane sterowanie pozwala na manipulację przesyłaną mocą bierną za pomocą przesuwnika fazowego oraz dowolną zmianę przesunięcia fazowego z przedziału ($-\varphi, \varphi$) na wejściu przekształtnika możliwą do zaaplikowania

z dużą dynamiką. Niestety, wykorzystanie tej cechy w przypadku połączeń międzysystemowych może być poważnie utrudnione, ponieważ wraz z mocą bierną równocześnie zmienia się moc czynna linii (transfer obydwój mocy jest uzależniony od kąta wprowadzanego przez przekształtnik). Badania wykorzystania pokazanych własności w toku.

Wnioski

W artykule pokazano, że przesuwnik fazowy oparty na przekształtniku macierzowym posiada możliwość wpływu na przesyłaną moc bierną poprzez dwustronnie zasilaną linię elektroenergetyczną. Co więcej, poza wpływem na przesyłaną moc czynną istnieje również możliwość zmiany charakteru przesyłanej mocy w systemie. Przebiegi, które pokazano w artykule, są przebiegami zbieranymi bezpośrednio z zacisków laboratoryjnego modelu przesuwnika, pracującego ze źródła napięciowego na obciążenie indukcyjne. Analiza pracy układów pokazuje, że do rozwiązania pozostaje jeszcze wiele zagadnień, m.in. związanych z synchronizacją pracy przekształtnika oraz jego komutacją.

Należy też wspomnieć, że po badaniach nad wpływem przesuwnika na przepływ mocy biernej zgłoszono wnioszek patentowy opisujący proponowane urządzenie do kompensacji mocy biernej, wykorzystujące własności sterowań PM [33].

Reasumując, prezentowany w artykule przesuwnik fazowy dla różnych sterowań PM wykazuje ciekawe własności pozwalające na znacznie większą ingerencję w rozpliw

mocy w SEE niż przesuwnik fazowy zbudowany na transformatorze.

Bibliografia

1. Komunikat PSE Operator w sprawie wspólnego stanowiska CEPS, MAVIR, PSE Operator i SEPS na temat definicji obszarów rynkowych [online], <http://www.pse.pl/index.php?dzid=14&did=1082> (dostęp: 2.02.2015).
2. Kąkol A., Sobczak B., Trębski R., Badanie wpływu wyłączania i załączania mocno obciążonej linii przesyłowej na pracę elektrowni z turbogeneratorami, *Acta Energetica* 2011, nr 3, s. 23–28.
3. Cvijic S., Ilic M.D., Part II: PAR Flow Control Based on the Framework for Modeling and Tracing of Bilateral Transactions and Corresponding Loop Flows, *Power Systems, IEEE Transactions on*, Nov. 2014, Vol. 29, No. 6, s. 2715, 2722.
4. Korab R., Możliwości zwiększenia zdolności przesyłowych połączeń transgranicznych KSE, *Przegląd Elektrotechniczny* 2011, nr 2.
5. Korab R., Owczarek R., Kształtowanie transgranicznych przepływów mocy z wykorzystaniem przesuwników fazowych instalowanych w liniach wymiany, *Przegląd Elektrotechniczny* 2012, r. 88, nr 10b, s. 299–302.
6. Cotrus A. i in., Power flow control equipment, *Electrical and Power Engineering (EPE), 2014 International Conference and Exposition on*, 16–18 Oct. 2014, s. 284, 288.
7. Zhicheng L. i in., Active control of power flow in distribution network using flexible tie switches, *Power System Technology (POWERCON), 2014 International Conference on*, 20–22 Oct. 2014, s. 1224, 1229.
8. Awaria systemowa w dniu 4 listopada 2006, raport końcowy, UCTE, 2007.

	α	U_{RMS}	$U_{1\ har}$	I_{RMS}	$I_{1\ har}$	φ	α	U_{RMS}	$U_{1\ har}$	I_{RMS}	$I_{1\ har}$	φ
	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]	[°]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°]
wejście	150	20,2	20,2	1,39	1,35	-16,6	180	20,2	20,2	1,37	1,39	19,7
		wyście	19,1	17,9	1,37	1,35		22,0	18,7	18,7	1,42	1,42
wejście	155	20,2	20,1	1,35	1,29	-7,6	185	20	20	1,40	1,37	12,7
		wyście	19,1	17,7	1,37	1,33		22,0	18,9	18,6	1,40	1,39
wejście	160	20,1	20,1	1,35	1,3	-0,4	190	20,1	20,1	1,40	1,34	6,3
		wyście	19,0	18,0	1,33	1,28		21,8	19,0	18,5	1,40	1,40
wejście	165	20,1	20,1	1,37	1,30	4,7	195	20,1	20	1,39	1,33	-0,6
		wyście	18,8	18,2	1,39	1,38		21,8	18,9	18,3	1,38	1,37
wejście	170	20,1	20,1	1,38	1,40	9,4	200	20,2	20,1	1,38	1,34	-7,0
		wyście	18,8	18,4	1,44	1,32		21,9	19,2	18,3	1,38	1,36
wejście	175	20,2	20,2	1,39	1,35	13,9	205	20,2	20,2	1,37	1,34	-12,1
		wyście	18,8	18,6	1,42	1,41		21,7	19,1	18,0	1,36	1,33
wejście	210						210	20,1	20,1	1,35	1,32	-15,9
		wyście							19,1	18,0	1,38	1,35

Tab. 3. Przekształtnik macierzowy sterowany z „najlepszej”. Oznaczenia analogiczne jak w tab. 1

9. Final report on the August 14, 2003 blackout in the United States and Canada: Causes and recommendations, US-Canada Power System Outage Task Force, 2004, accessed in June 2010, [online] Available: <https://energy.gov/sites/prod/files/oeprod/DocumentsandMedia/BlackoutFinal-Web.pdf> (10.11.2013)
10. Final report: System disturbance on 4 November, 2006, Union for the Coordination of Transmission of Electricity, 2007, accessed in June 2010 [online], Available: https://www.entsoe.eu/fileadmin/user_upload/_library/publications/ce/otherreports/Final-Report-20070130.pdf (15.11.2014).
11. Oziemblewski K., Opala K., Możliwości oceny bieżącego stanu stabilności SEE. Pochodne zamiast charakterystyk, *Acta Energetica* 2011, nr 2, s. 33–42.
12. Szczepanik J., Sieńko T., Nowoczesne urządzenia do kontroli rozpyływu mocy w systemie elektroenergetycznym oparte na wielofazowym przekształtniku macierzowym, *APE* 2013.
13. Szczepanik J., Sieńko T., Nowoczesne urządzenia do kontroli rozpyływu mocy w systemie elektroenergetycznym oparte na wielofazowym przekształtniku macierzowym, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej* 2013, nr 32, s. 83–86.
14. Szczepanik J., Sieńko T., New Multiphase Matrix Converter Based Device for Power Flow Control, *Acta Energetica* 2013, nr 4, s. 158–165.
15. Verboomen J. i in., Phase shifting transformers: principles and applications, Future Power Systems, 2005 International Conference on, 18 Nov. 2005, s. 6.
16. Rimez J. i in., Grid Implementation of a 400 MVA 220/150 kV $-15^{\circ}/+3^{\circ}$ Phase-shifting Transformer for Power Flow Control in the Belgian Network: Specification and Operational Considerations, Paper no A2-202, Proceedings of the 2006 CIGRE Session, Paris, France, August 2006.
17. Namin M.H., Using UPFC in order to Power flow control, *Industrial Technology*, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on, 15–17 Dec. 2006, s. 1486–1491.
18. Murugan A., Thamizmani S., A new approach for voltage control of IPFC and UPFC for power flow management, *Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, 2013 International Conference on, 10–12 April 2013, s. 1376, 1381.
19. Sieńko T., Schemat zastępczy przekształtnika macierzowego dla stanów dynamicznych przy sterowaniu jednookresowym, *Czasopismo Techniczne* 1-E/2012, zeszyt 24, rok 109.
20. Sieńko T., Sobczyk T.J., Modelling concept of $N \times M$ matrix converter under periodic control for dynamic states *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 63, Issue 2, s. 305–315, June 2014.
21. Sobczyk T.J., Control strategy of matrix converters, in *Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)* 1993, Vol. 4, s. 93–97.
22. Sobczyk T.J., The matrix converter – a universal power electronic unit, *Prace Instytutu Elektrotechniki* 2002, s. 5–21.
23. Szczepanik J., Sieńko T., New control scheme and new application area for a multiphase matrix converter, *Third IASTED Asian Conference POWER AND ENERGY SYSTEMS*, 2–4 April 2007, Phuket, Thailand, s. 85–89.
24. Szczepanik J., Sieńko T., New control algorithm for multiphase matrix converter, *Proceedings of 16th International Conference on Systems Science*, 4–6 September 2007, Wrocław, Poland, t. III, s. 241–250.
25. Szczepanik J., Sieńko T., A new concept of application of multiphase matrix converter in power system, *Proceedings of EUROCON 2007 The International Conference on "Computer as a Tool"* Warsaw, Poland, September 9–12.
26. Sieńko T., Szczepanik J., Sobczyk T.J., Voltage Phase Controller for Power Systems, *Proceedings of 9th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation*, Barcelona, 9–11 October 2007.
27. Szczepanik J., Sieńko T., New Control Strategy for Multiphase Matrix Converter, *Systems Engineering ICSENG* 2008, 19–21.08.2008, s. 121–126.
28. Szczepanik J., Sieńko T., Control scheme for a multiphase matrix converter *EUROCON* 2009. This paper appears in: *EUROCON 2009, EUROCON '09*. Publication Date: 18–23 May 2009, On page(s): 545–551, Location: St.-Petersburg Print, ISBN: 978-1-4244-3860-0, INSPEC Accession Number: 10798882, Digital Object Identifier: 10.1109/EURCON.2009.5167685, Current Version Published: 20 lipca 2009.
29. Sieńko T., Szczepanik J., The study of Implementation of Multiphase Matrix Converter in Power System, *Przegląd Elektrotechniczny* 2013, nr 8, s. 10–15.
30. Sieńko T., Sobczyk T.J., Matrix converter control for applications to multi-phase high-speed microgenerators, *Archives of Electrical Engineering* 2004, Vol. LIII, No. 2, s. 217–228.
31. Sobczyk T.J., Sieńko T., Application of Matrix Converter as a Voltage Phase Controller in Power System S13-17, *IEEE SPEEDAM*, 23–26.05.2006, Taormina, Italy.
32. Sieńko T., Sobczyk T.J., Sposób sterowania przekształtnikiem macierzowym, *Polski Patent*: (21) 358928, (22) 27-02-2003, H02M5/00, BUP 06-09-2004 18/2004, WUP 29-01-2010 01/2010.
33. Sieńko T.J., Szczepanik J., Hudym V., Sposób kompensacji mocy biernej, urządzenie do kompensacji mocy biernej, zgłoszenie patentowe nr P.408817 z 11.07.2014.

Tomaz Sieńko

dr inż.

Politechnika Krakowska

e-mail: sienko77@o2.pl

Asystent w Instytucie Elektromechanicznych Przemian Energii (E-2) Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej. Jego zainteresowania badawcze obejmują: przekształtnik macierzowy i jego wykorzystanie, nieliniowe odbiorniki energii elektrycznej – oddziaływanie na budowę i prace instalacji nn.

Jerzy Szczepanik

dr inż.

Politechnika Krakowska

e-mail: jerzy_szczepanik@hotmail.com

Adiunkt w Instytucie Elektromechanicznych Przemian Energii (E-2) Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej. Jego zainteresowania badawcze obejmują: badania stabilności oraz kontrolę pracy systemu elektroenergetycznego, modelowanie przekształtników na potrzeby energetyki, badanie zaburzeń i stanów pozaburzeniowych w systemach elektroenergetycznych oraz zagadnienia związane z jakością energii elektrycznej.