

New Multiphase Matrix Converter Based Device for Power Flow Control

Authors

Jerzy Szczepanik
Tomasz Sieńko

Keywords

FACTS, Matrix Converter, Power Flow Control

Abstract

The article presents the concept of new matrix converter (MC) based device working as a phase shifting control device in a power system. The multiphase MC is working under an innovative control algorithm specially dedicated to the proposed application. The work presents the results of the simulation of the MC work in this application as well as the analysis of the MC properties.

DOI: 10.12736/issn.2300-3022.2013413

1. Introduction

Power flow control is one of the key issues in the process of Electrical Power System (SEE) management. When the optimal power flow is provided, the system operates at best possible technical and economic parameters (minimum transmission losses, stability reserve). In fault and post-fault states in SEE the power flow control is essential for the system operation maintenance (minimum fault consequences, blackout risk mitigation), and therefore it is necessary to build and provide the equipment allowing for fast stabilization of the SEE operation.

The emphasis on installing power flow controlling equipment in SEE will increase as its size, transmitted power grows and penetration by distributed and turbulent sources, such as for example wind generation increases. The technical developments in transmission grids (microgrids, smart grids), aiming at their optimisation and better utilization, increases the demand for FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System) class devices [1, 2], including power flow controlling equipment.

2. Active and reactive power transmission through line

Active and reactive power flow control in a power system can be analysed through the prism of control of the power flow through a power line represented by the following simplified equivalent circuit:

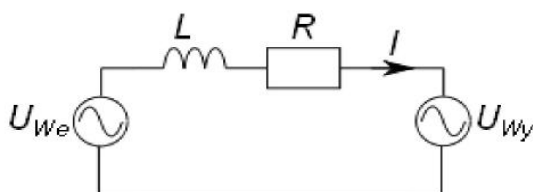


Fig. 1. Simplified line equivalent circuit with longitudinal elements

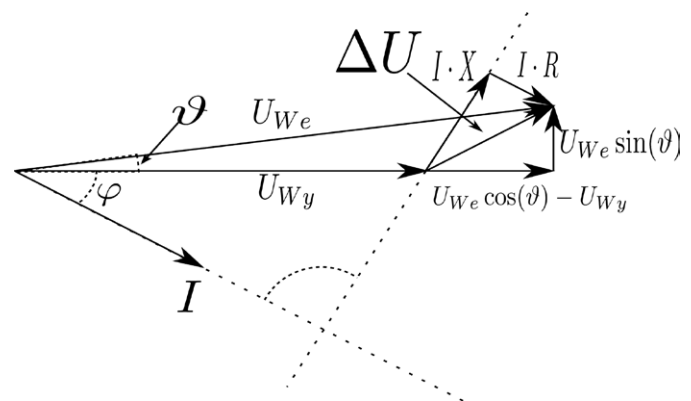


Fig. 2. Phasor diagram of the line from Fig. 1, carrying an induction current, where: φ – angle between current and voltage, ϑ – angle between U_{we} and U_{wy}

From a phasor diagram (Fig. 2), simple relationships can be identified between the line voltages and currents.

By defining the apparent power as $S = U_{wy}I$ and taking into account that:

$$I = \frac{\Delta U}{(R + jX)} \quad (1)$$

and

$$\Delta U = U_{we} \cos \vartheta - U_{wy} + jU_{we} \sin \vartheta \quad (2)$$

the following relationship, which describes the apparent power flow as a function of the voltage values and the angle between them, was obtained:

$$S = U_{wy} \frac{R(U_{we} \cos \vartheta - U_{wy}) + XU_{we} \sin \vartheta}{R^2 + X^2} + jU_{we} \frac{RU_{we} \sin \vartheta - X(U_{we} \cos \vartheta - U_{wy})}{R^2 + X^2} \quad (3)$$

As it can be seen, upon simplification of the formula (3) when neglecting the resistance:

$$S = \frac{U_{wy}U_{we}}{X} \sin \vartheta - j \frac{U_{wy}U_{we}}{X} \left(\cos \vartheta - \frac{U_{wy}}{U_{we}} \right) \quad (4)$$

The real part of the apparent power S (active power) depends strongly on the angle between the voltages (especially in the area for near zero), whereas the imaginary part (reactive power) is more affected by the difference of the values of voltages.

Thus, the optimal way to control the active power flow through a line is to control the angle between the voltages at the line's ends, whereas the reactive power flow control is optimal when the difference between the voltages is adjusted. These postulates are technically implemented by the control of the angle of a voltage at one end of the line by applying a phase shifter or a tapped transformer (UPFC devices [3]). The phase shifter can be implemented in the form of a transformer [4, 5] or a power electronic circuit (DC link or the matrix converter proposed herein).

3. The matrix converter based phase shifter concept

The proposed device's schematic diagram including the matrix converter as well as additional elements is presented in Fig. 3. The MC matrix converter (Fig. 4) is a power electronics device, composed of switches, which are assumed to be fully controlled (at any time a switch can change its state from an "on" to "off" state, and vice versa) and symmetric (switches properties do not depend on their polarization).

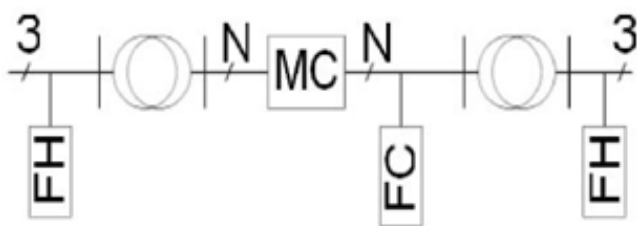


Fig. 3. Block diagram of matrix converter based phase shifter (PS). MC – matrix converter of $N \times N$ dimension, FC – commutation filter, FH – harmonics filters

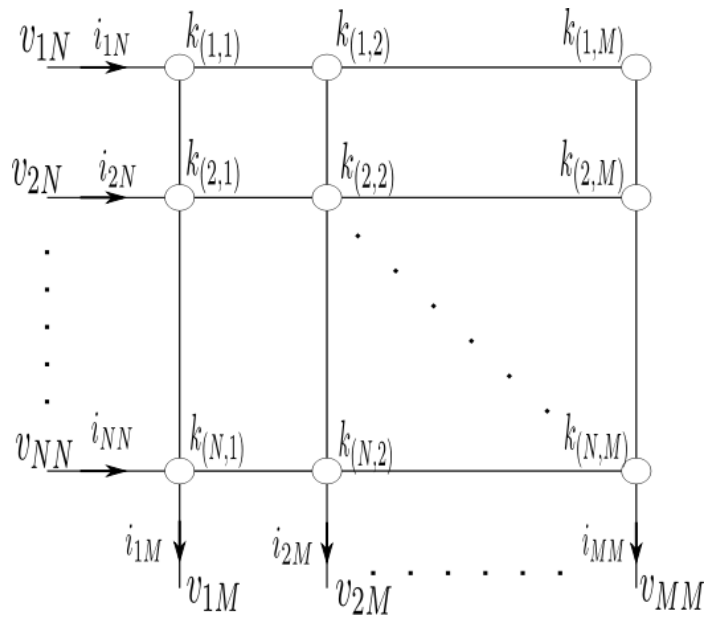


Fig. 4. Matrix converter – indexing of keys, voltages, and currents

The state of an entire inverter (K) may be conveniently defined as:

$$K = \begin{bmatrix} k_{(1,1)} & \dots & k_{(1,M)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{(N,1)} & \dots & k_{(N,M)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

where: $k(n,m)$ – the state of the switch ("0" – cut-off, "1" – conduction) at (n, m) position in the matrix

There are many matrix converter control concepts [6], unfortunately their authors focus mainly on MC applications in motor drive systems. Due to specific requirements of the proposed area of application, an area concept based algorithm [7, 8] is used in this research for MC control.

If a matrix converter operates between two polyphase AC systems (Fig. 3), the converter state, i.e. function (K) describing the state of its all keys can be considered dependent on the mutual position of signals (waveforms) at both its sides. This is due to the fact that in theory, during straight forward energy conversion, the MC allows only to compose a certain output voltage waveform from the fragments of the voltages from the input. Typically, a multi-phase sinusoidal system is defined as:

$$U = \begin{bmatrix} A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \\ \vdots \\ A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi + (N-1) \frac{2 \cdot \pi}{N}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

where: U – voltage vector, A – amplitude, N – number of AC system's phases, ω – pulsation, φ – AC system's initial phase.

In the real world, both ω and φ can be variable. For simplicity, for the purposes of matrix converter control a variable has been defined, hereinafter called the running phase. In engineering practice the running phase may be determined, e.g. by phase-locked loop (PLL).

As mentioned above, the converter state, can be made dependent on running phases of the signals at the both sides of the converter. Therefore it appears natural to analyse the state (for sine waveforms) in the space defined by multiphase systems' running phases at both MC's sides: $\tau_n \times \tau_m$ (two dimensional space). Voltage vectors as a function of running phases ($U_N(\tau_N)$ and $U_M(\tau_M)$) are periodical. This allows reducing the space, in which the matrix converter control is defined to $((0,2\pi) \times (0,2\pi))$ space. In $((0,2\pi) \times (0,2\pi))$ space the subset of points (τ_n, τ_m) , in which the switch at position (n, m) is in the conductive state, is called the conduction area (an example of the conduction area in the considered space is shown in Fig. 5). Technically, for a multiphase system defined by equation 6, due to the waveform shape requirements, it is enough to determine the conductive area for the switch at position $(1,1)$. The areas for other switches can be created by simple translation of base area (area for switch $(1,1)$) by a vector specified by matrix size in X direction and Y direction.

For every switch (valve) in the MC structure, the state of this device can be determined at any instant on the plane, where the value of the coordinate on the X axis is the running phase value of the input at this instant, and similarly, and Y axis represents the running phase at the output. Time is a parameter determining the values of the running phases, thus any particular time instant is represented on the plane by a unique point. If the running phases are continuous functions of time, the points determined on the plane by running phases (coordinates) are forming, as time elapses, a continuous curve. This curve is called the trajectory. When input and output frequencies are constant and running phases are linear functions of time (as in the considered control scheme for sinusoidal waveforms), then the trajectory is a linear function in be considered space. The common points of the trajectory and conductive areas for a certain switch determine the state of this switch.

When designing the conductive areas, the conditions imposed by the application field should be followed, that is: the need to avoid long-term short-circuits in the converter, the assurance of continuous energy transfer through the converter, and the shape of the voltage and current waveforms on both sides of the converter.

The MC in the proposed device operates in specific work conditions: it provides conversion between two multiphase power systems with the same or similar frequencies. The proposed application requires also high voltage transfer, low distortion of currents on both sides of the converter, and retention of reactive power's unaltered sign and value (for distorted waveforms the reactive power definition proposed by Edward W. Kimbark [9] has been used). In connection with these requirements many various conductive area types have been analysed [11–15] and their generation procedures have been developed.

To control the proposed device, the conductive area shown in Fig. 5. was used. Of course the dimensions of the squares that make up a conductive area are correlated with the MC dimensions. In many previous studies the advantages of multi-phase structures [16, 17] over the seemingly simple three-phase

structure were demonstrated. In the case of the proposed multiphase device significant advantages include: high voltage transfer through MC that grows with the converter matrix dimensions (number of inputs and outputs), and low distortion factor (THD) that declines with the matrix size increments (Fig. 7).

An increase in the converter matrix size makes the orders of the higher harmonics generated by the converter rise, and its keys' currents decline (transmitted power splits between more phases). Moreover, in the proposed MC control set up the over-voltages generated during converter commutation are limited to a reasonable value due to the fact that switching occurs between two neighbouring phases. The increase of the orders of generated harmonics is particularly important because of the need to maintain electricity quality standards, which in practice, for the power electronic circuits used in power systems means that it will be necessary to use filters. If a device produces low order harmonic, such as 3rd, 5th, and 7th harmonics, then building the filters is very burdensome and costly.

When the structure of the converter is "square", i.e. with the same number of phases on both sides, the flow of current in each phase can be ensured (on both sides of the converter) which means no "0" current intervals during converter operation [12].

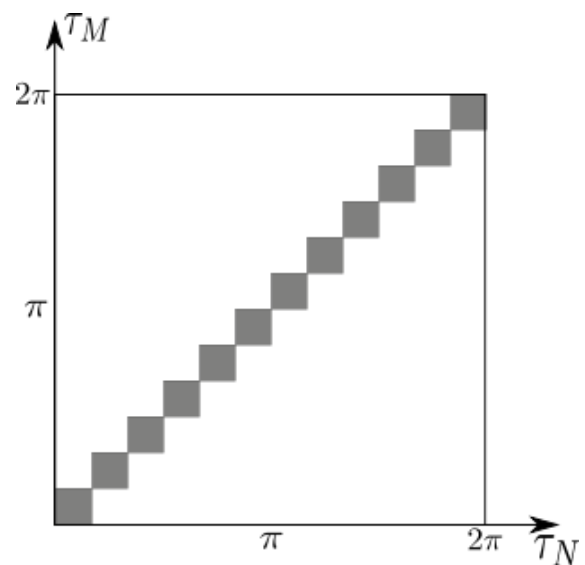


Fig. 5. Conductive area for key at (1,1) position

An advantage of the proposed conduction area is that it enables the device's "intervention-free" operation, i.e. respective phases on both sides of the converter can be permanently connected, if the running phases of voltage waveforms on both sides of the converter are identical. A drawback is the dependence of the voltage transfer on the shift angle introduced by the converter (Fig. 6). It should be noted, however, that as the converter matrix size increases, the dependence gets less and less relevant.

Due to the possibility of easy implementation of a transformer changing the number of phases from 3 to 12 (Fig. 8) simulation was performed for a 12 x 12 converter.

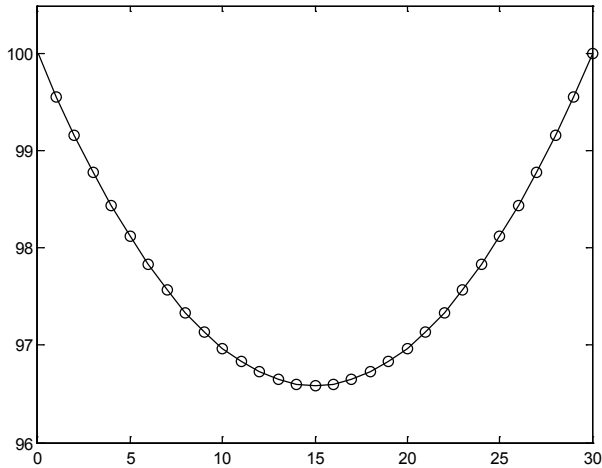


Fig. 6. Dependence of voltage transfer (amplitude of first harmonic of the output voltage with respect to the amplitude of sinusoidal supply voltage) on the shift angle introduced by MC for 12 x 12 converter and the proposed conductive area

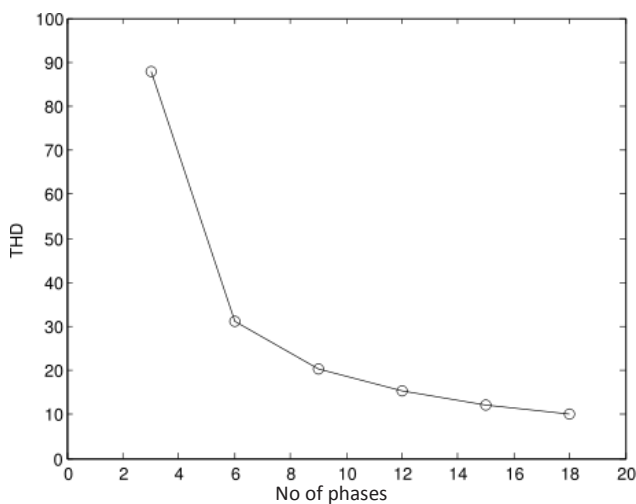


Fig. 7. Dependence of voltage THD on number of phases (size of converter matrix with square structure). THD relative to the first harmonic in the worst control case.

The role of transformers in the system is the voltage adjustment (reduction) from the SEE level to a level that is “acceptable” by power electronics (a few kV), and the change in the number of phases. Since in the energy conversion circuit both transformers’ longitudinal parameters will always be visible, it seems wise to use units with a low short-circuit voltage. In addition, it’s worth provid one of the transformers with a tap regulator, since this may allow for a partial compensation of the impact of the voltage drop on transformers’ longitudinal parameters (the taps’ impact is not analyzed in this paper). Because of the location of the switching filter, which has been introduced to achieve the properties similar to voltage source properties at one of the sides’ of the converter, it would appear purposeful if the transformer located in the filter’s vicinity had as low short circuit voltage as

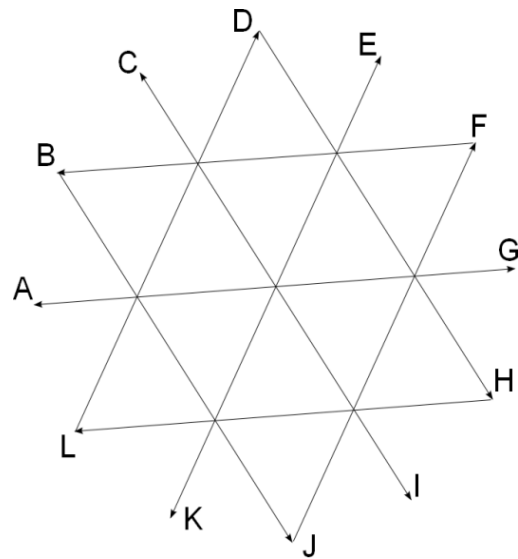


Fig. 8. Phasor diagram of the 12-phase side of a transformer that changes the number of phases from 3 to 12

possible. Harmonics filters (FH) protect SEE against the effects of the higher harmonics generated by the device. The orders of the harmonics generated by the converter are correlated with its size, as output voltage in the proposed device is composed of input waveforms fragments. Some modifications of the control algorithm (conductive area) that allow for further increase in the orders of the generated harmonics are also possible.

4. The device’s simulation model

The device operation was simulated using a MATLAB/Simulink package and a SimPowerSystems toolbox. The device was made up of standard blocks. The transformers changing phase number were made of a multi - winding transformer (three single-phase units), the transformer’s high voltage side was configured in a star with a neutral point output (SEE requirements for 110 kV, 220 kV, 400 kV), and the low side was configured in a quasi 12-phase arrangement using four windings wound on a single core, and connecting them in two stars and two deltas. The 12-phase side’s phasor diagram is presented in Fig. 8. In the real world, a certain asymmetry must be reckoned with at such a transformer design.

The commutation filter (FC) plays a dual role in the device: It changes the nature of the side, on which it is installed, from “current” source into “voltage” source, and also acts as a part of the systems that ensure the appropriate electricity quality at the device’s terminals. It was built as a notch filter and its diagram is shown in Fig. 9. The use of a filter with such a structure allows for installation of relatively large capacitors with no adverse impact on the device’s properties (very low reactive power generation by FC). The filter’s frequency characteristics are shown in Fig. 10. For the proposed matrix converter size (12 x 12) and control area (Fig. 5) the harmonics which should be expected are of 23 and 25,

47 and 49... orders. Two arrangements were used as harmonics filters (FH), each built as double tuned filter structure.

The tests performed for this research did not include the device's impact in SEE's dynamic states – for simplicity and better readability of results no synchronisation systems were used (for example, no PLL systems were used to determine the multiphase system's running phases on the both sides of the device).

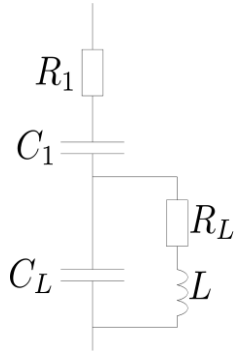


Fig. 9. Commutation filter (FC) diagram

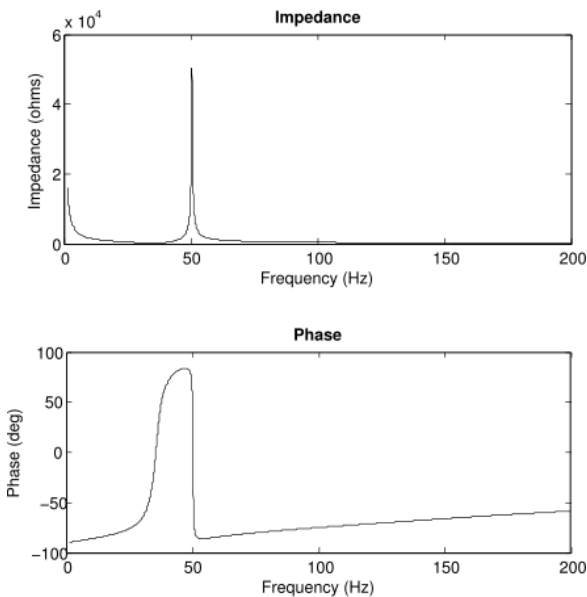


Fig. 10. Commutation filter (FC) frequency characteristics

5. Simulation tests of the device

To simulate the phase shifter's operation in SEE, a Matlab Simulink model consisting of a system of parallel lines connecting two power systems was developed. A phase shifter having the structure shown in Fig. 3 was installed in one of the lines. The proposed SEE model (Fig. 11) should enable an analysis of the device's impact on active and reactive power flow distribution between the lines at constant parameters of the power systems.

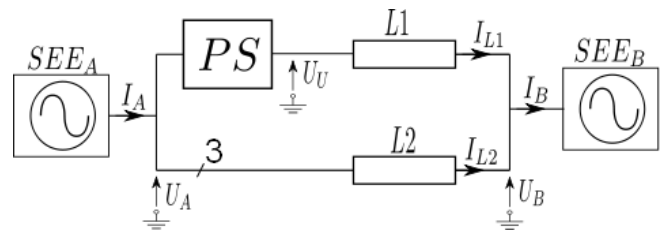


Fig. 11. Diagram of the phase shifter impact test system. SEE_A , SEE_B – power systems, L1, L2 – power lines, PS – phase shifter. Location of the analyzed values is mapped in the diagram

For the calculation purposes, the following parameters were adopted: SEE_A , fixed parameters – idle phase voltage 230 kV, initial phase -0° , short-circuit power – 9 GVA, SEE_B – short circuit power 9 GVA, rest of the parameters as in Tab. 1. Line parameters – a long line type model was used; line L1: length 100 km, L2: length 100 km, parameters of the unit per 1 km length (in symmetrical components): $R1 = R2 = 0.01273 \Omega$, $L1 = L2 = 0.9337$ mH, $L0 = 4.1264$ mH, $C1 = C2 = 12.74$ nF, $C0 = 7.751$ nF. Many simulations were performed, and in Fig. 12–14 only example waveforms (phase A currents and voltages) are shown for the transit from the system's non-intervention operation (shift angle introduced by the device $\alpha = 0^\circ$) to intervention operation (shift angle introduced by the device $\alpha = 3.6^\circ$ at time = 0.1 s – the angle change completed in 40 μ s).

The impact on the power flow's static parameters in SEE is shown in Tab. 1. The parameters in the table are defined "per phase", in order to enhance the visibility of the correlation between powers and currents in the system other than SEEB source's idling voltage. With a view to the small distortion of waveforms that the device produced, the parameters in the table are defined as:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\tau}^{T+\tau} x^2 dt} \quad (7)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_{\tau}^{T+\tau} u \cdot idt \quad (8)$$

$$Q = \frac{1}{2} U_{1h} \cdot I_{1h} \cdot \sin \varphi_{1h} \quad (9)$$

where: X_{RMS} – waveform RMS, T – waveform duration, x – waveform, P – active power per phase, u – voltage waveform, i – current waveform, Q – reactive power, U_{1h} – first voltage harmonic amplitude, I_{1h} – first current harmonic amplitude, φ_1 – shift angle between first current and voltage harmonics.

UBS		α	IA	IB	IL1	IL2	UA	UB	UU	PL1	PL2	PA	PB	QL1	QL2	QA	QB
amp.	phase	phase voltage							per phase								
[kV]	[°]	[°]	[A]				[kV]			[MW]				[MVA]			
		0	930	846	196	654	235	241	240	47	150	198	196	-4	-50	-92	-54
		1	963	877	265	614	235	241	238	61	141	205	203	-16	-44	-96	-61
		2	995	907	338	575	236	241	237	74	133	212	207	-29	-38	-100	-67
		3	1028	942	415	533	236	241	235	91	123	220	214	-37	-35	-101	-72
244	-12	4	1059	978	492	489	235	240	235	110	112	229	222	-42	-34	-99	-76
		5	1090	1014	569	447	235	240	234	126	102	236	228	-50	-31	-97	-81
		7	1156	1080	726	371	236	240	231	153	84	253	238	-76	-22	-98	-98
		9	1271	1156	881	288	235	239	228	187	64	270	251	-90	-20	-89	-111
		11	1278	1232	1031	213	234	238	226	218	44	286	263	-105	-20	-78	-125
		13	1357	1302	1191	169	234	239	225	240	28	306	267	-136	-10	-71	-147
		0	904	875	238	655	236	240	241	-55	-156	-209	-210	17	-24	-45	-6,5
		5	750	722	152	860	236	240	237	34	-205	-168	-171	-10	-15	-55	-25
244	12	10	562	603	543	1071	236	238	233	122	-254	-124	-132	-42	-13	-47	-55
		-5	1046	1055	619	450	235	240	240	-147	-104	-244	-252	11	-22	-28	-11
		-10	1179	1243	1003	268	233	237	238	-238	-56	-274	-290	2	-29	8	-27
		-10	1131	1186	951	285	226	222	224	-209	-45	-236	-253	24	43	97	67
		-5	961	1035	588	457	228	223	226	-127	-89	-209	-216	32	49	65	81
219	12	0	807	885	260	637	229	224	227	-44	-134	-177	-179	38	48	51	86
		5	640	709	175	845	229	229	223	37	-180	-140	-143	12	56	41	67
		10	489	521	529	1043	228	222	219	115	-223	-100	-108	-17	57	48	40
		10	1162	1110	913	332	226	221	214	190	54	262	244	-64	49	17	-15
		5	986	979	549	476	227	223	220	120	98	224	217	-24	41	3	17
219	-12	0	833	859	227	636	228	224	226	47	141	189	188	19	24	8	42
		-5	667	692	198	842	228	224	226	-38	188	151	149	22	20	16	42
		-10	547	511	562	1036	226	224	226	-122	231	116	109	27	7	42	34

Tab. 1. Phase shifter impact on static power flow, α – shift introduced by the device (angle between UA and UU). Symbols in the figure are the same as those in the table

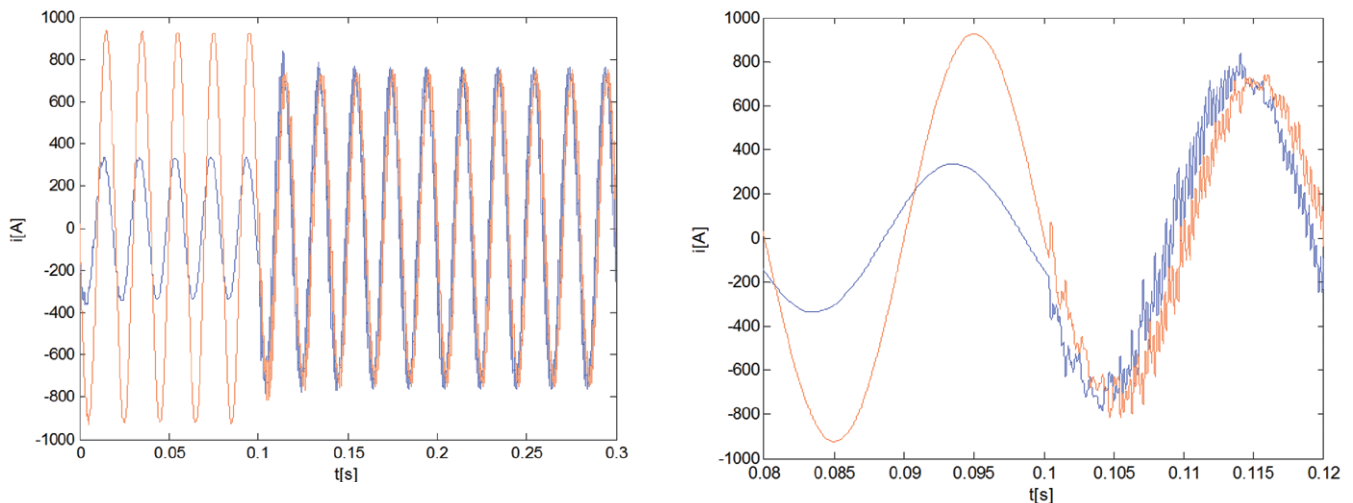


Fig. 12. Current waveforms in IL1 (blue) and IL2 (red) in the system from Fig. 11

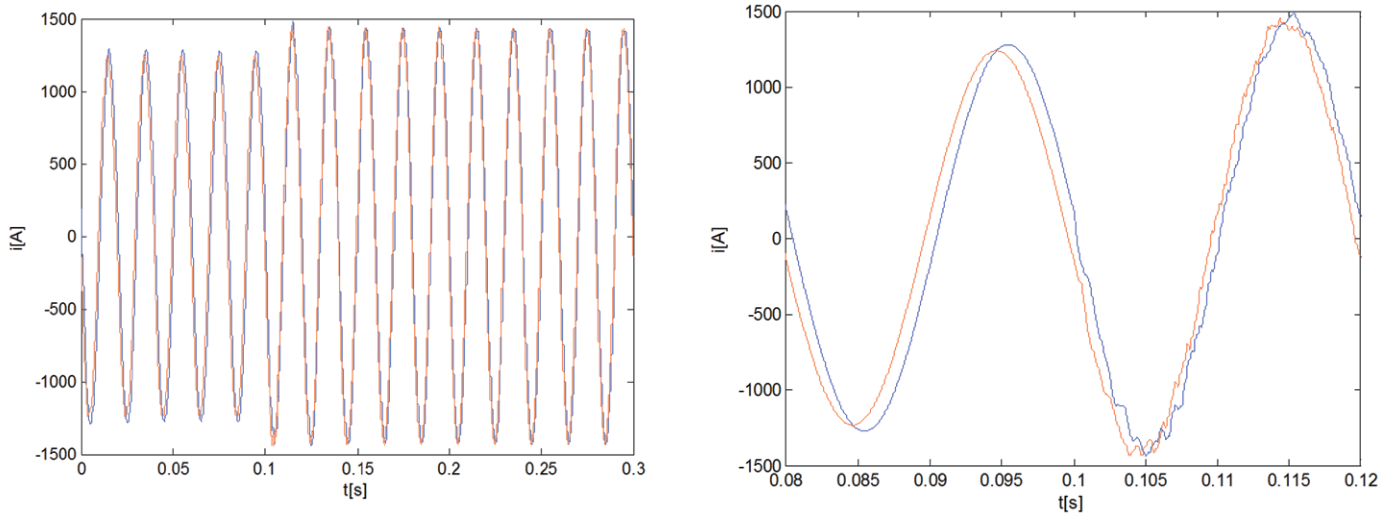


Fig. 13. Current waveforms in IA (blue) and IB (red) in the system from Fig. 11

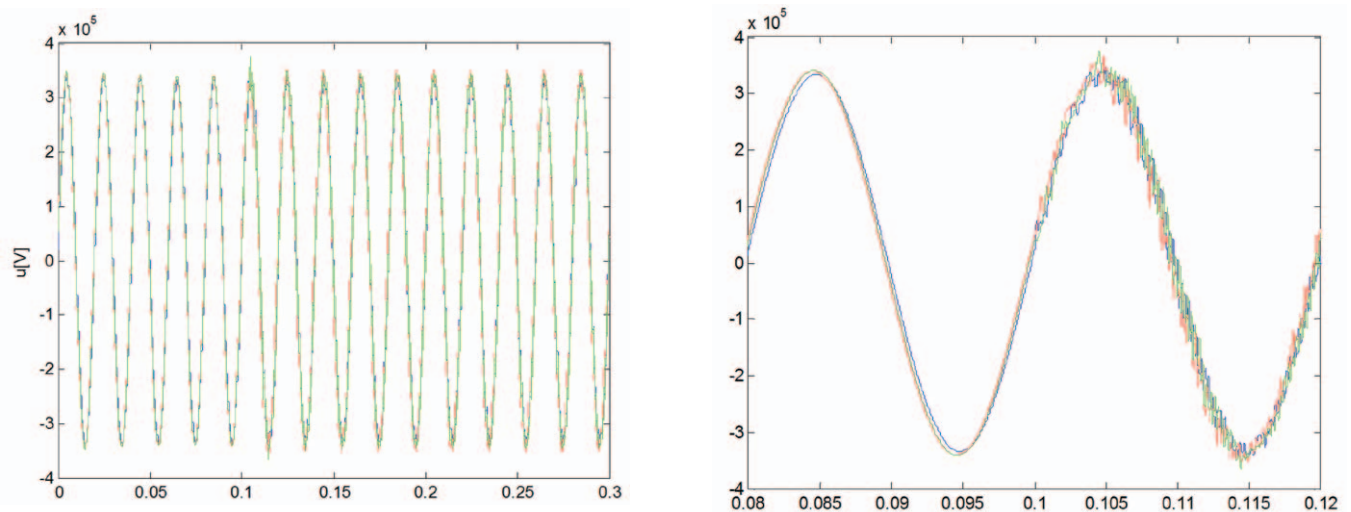


Fig. 14. Voltage waveforms UA (blue), UB (red), UU (green) for the device's operation

An analysis of the foregoing figures shows an initial imbalance of the currents in lines L1 and L2 resulting from the introduction of the additional impedance of the shifter to line L1. In the state of the converter's non-intervention operation the shifter impedance consists of two serially connected longitudinal impedances of the transformers. Therefore, for a real system, it is suggested to use transformers with taps for compensation of the impacts of the impedance and of the converter's voltage transfer. Changing voltage with the transformers' taps will also enable control of reactive power flow through line L1. Active power flow adjustment allows decreasing or increasing the loads in individual lines, and in extreme cases it can alter the direction of active power flow through one of the lines (as seen in Tab. 1, where the active power in one of the lines has different sign than the active power in the other line). Such a condition is usually undesirable, as it introduces additional losses in SEE, and reduces transmission capacity of the lines system.

A change in angle α allows changing the active power flowing through the line. Fig. 12 shows the presence of a transient

component after the change of the angle α introduced by the shifter. A matrix converter based device features small energy storage capacity. This characteristic allows for quick changes of the device's operating status, and the rate of these changes is limited by SEE's electrical time constants.

6. Conclusions

The presented device poses a desired impact on static parameters of the power flow in SEE. The presented waveforms show that the device features very high dynamics which can even cause very short transient states, and therefore it can be used to suppress electromechanical oscillations and to enforce rapid power flow changes in a power system.

An increase in the number of converter phases raises the generated harmonics' orders, and at the same time reduces their amplitudes. Harmful effects can be mitigated by more careful design of filtration systems (harmonic and switching filters), by increasing the convertor size (e.g. 24 x 24, 48 x 48), and by

some modifications of the conductive areas. It was found that the 12-phase solution is currently optimal in terms of its parameters and cost. It was noticed in the course of simulation that as the line impedance grows (line length increases), the system's sensitivity declines, which means that smaller changes in the power flow correspond to larger angle changes. Because of the additional impedance introduced by the device, this characteristic makes power flow control over short line sections (with low impedances) more difficult.

The device's impact on reactive power flow was also tested. The observed changes in reactive power flow are not intentional because of the lack of control of the voltages at the device's terminals. Since the properties of the proposed device are promising, a physical model of the matrix converter was designed and built with a 6 x 6 matrix utilizing the proposed control, and its proper performance was assessed. Presently the converter is adapted to the developed phase shifter system.

REFERENCES

- Hingorani N.G., Gyugyi L., *Understanding Facts: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, Published December 24th 1999 by IEEE Computer Society Press edition language English.
- Eslami M. et al., *A Survey on Flexible AC Transmission Systems (FACTS)*, *Przegląd Elektrotechniczny* 1988, issue 1a.
- Namin M.H., *Using UPFC in order to Power flow control*, *Industrial Technology*, 2006. ICIT IEEE International Conference on 15–17 Dec. 2006, Digital Object Identifier 10.1109/ICIT.2006.372401.
- Verboomen J. et al., *Phase shifting transformers: principles and application*, *Future Power Systems*, 2005 International Conference on Digital Object Identifier 10.1109/FPS.2005.204302 Publication Year: 2005, p. 6.
- Verboomen J. et al., *Border-Flow Control by means of Phase Shifting Transformers*, *Power Tech. 2007 IEEE Lausanne*, pp. 1338–1343, Digital Object Identifier: 10.1109/PCT.2007.4538510.
- Wheeler P.W. et al., *Matrix converters: a technology review*, *Industrial Electronics*, IEEE Transactions, Vol. 49, Issue: 2, Digital Object Identifier: 10.1109/41.993260, 2002, pp. 276–288.
- Sobczyk T.J., *Control strategy of matrix converters*, *Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1993, Vol. 4, pp. 93–97.
- Sobczyk T.J., *The matrix converter – a universal power electronic unit*, *Prace Instytutu Elektrotechniki* 2002, vol. 211, pp. 6–21.
- Balci M.E., Hocaoglu M.H., *Comparison of power definitions for reactive power compensation in nonsinusoidal conditions*, 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power 2004, pp. 519–524.
- Szczepanik J., Sieńko T., *New control scheme and new application area for a multiphase matrix converter*, *Third IASTED Asian Conference Power And Energy Systems*, April 2–4 2007, Phuked, Thailand, pp. 85–89.
- 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. III, pp. 241–250.
- 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, 9–12 September 2007, cat. No. 07EX1617C.
- 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.
- Szczepanik J., Sienko T., *New Control Strategy for Multiphase Matrix Converter*, *Systems Engineering ICSENG 2008*, 19–21.08.2008, pp. 121–126, Digital Object Identifier 10.1109/ICSEng.2008.44.
- Szczepanik J., Sieńko T., *Control scheme for a multiphase matrix converter*, *EUROCON 2009*, This paper appears in: *EUROCON 2009, EUROCON '09*, 18–23 May 2009, pp. 545–551, St.-Petersburg Print, INSPEC Accession Number: 10798882, Digital Object Identifier: 10.1109/EURCON.2009.5167685 Current Version Published: 20 July 2009.
- 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, IEEE Catalog Number: 06EX1320C.
- Szczepanik J., *"Area based" Control Algorithm for Matrix Converter*, *Proceedings of the Sixth IASTED International Conference on European Power and Energy Systems*, 26–28 June, 2006, Rhodes, Greece, pp. 413–418.

Jerzy Szczepanik

Cracow University of Technology

e-mail: jerzy_szczepanik@hotmail.com

Assistant Professor, Institute of Electromechanical Energy Transition (E-2), Faculty of Electrical and Computer Engineering of Cracow University of Technology. Research interests: power system dynamics and SEE control devices (FACTS devices).

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 of Cracow University of Technology Research interests: matrix converter and its applications, nonlinear electricity receivers – impact on LV systems' design and performance.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 158-165. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Nowoczesne urządzenia do kontroli rozptyłu mocy w systemie elektroenergetycznym oparte na wielofazowym przekształtniku macierzowym

Autorzy

Jerzy Szczepanik
Tomasz Sieńko

Słowa kluczowe

FACTS, przekształtnik macierzowy, kontrola rozptyłu mocy SEE

Streszczenie

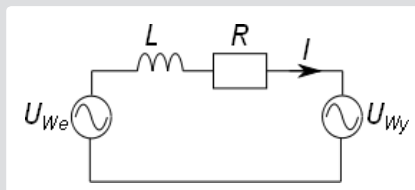
Autorzy artykułu prezentują koncepcję konstrukcji przesuwnika fazowego, zbudowanego z wykorzystaniem przekształtnika macierzowego (ang. *matrix converter*, MC) ze specjalnie opracowanym na potrzeby tego urządzenia algorytmem kontroli. Przedstawiają również wyniki prób symulacyjnych, pokazujących wpływ urządzenia na rozptył mocy w prostym systemie elektroenergetycznym (SEE).

1. Wstęp

Kontrola rozptyłu mocy jest jednym z kluczowych zagadnień w procesie sterowania pracą SEE. Zapewnienie prawidłowego rozptyłu mocy pozwala na osiągnięcie wysokich parametrów techniczno-ekonomicznych pracy systemu (minimalizacja strat przesyłowych, zapewnienie rezerwy stabilności). W stanach zaburzeniowych i pozaburzeniowych w SEE kontrola rozptyłu mocy ma istotne znaczenie dla utrzymania pracy systemu (minimalizacja skutków awarii, ograniczenie ryzyka blackoutu), a zatem niezbędne jest posiadanie urządzeń pozwalających na szybką stabilizację pracy SEE. Nacisk na instalację urządzeń do kontroli rozptyłu mocy w SEE będzie się powiększać w miarę zwiększania się rozmiarów SEE oraz wzrostu penetracji SEE przez źródła rozproszone i niespokojne, np. wiatraki. Także technologiczny rozwój sieci przesyłowej (mikrogrids, smart grids) zmierzający do jej optymalizacji i lepszej użycia, zwiększa zapotrzebowanie na urządzenia klasy FACTS [1][2] (Elastycznego Systemu Przesyłu Energii Elektrycznej), w tym również na urządzenia przeznaczone do kontroli rozptyłu mocy.

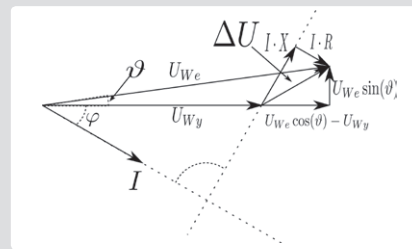
2. Przesył mocy czynnej i biernej przez linię

Kontrola rozptyłu mocy czynnej i biernej w systemie elektroenergetycznym może być rozpatrzona poprzez pryzmat kontroli rozptyłu mocy przez linię energetyczną o uproszczonym schemacie zastępczym:



Rys. 1. Uproszczony schemat zastępczy linii z uwzględnieniem elementów wzdluznych

napięciami i prądami przepływającymi przez linię.



Rys. 2. Wykres wskazowy modelu linii z rys. 1, pracującej przy prądzie indukcyjnym, gdzie: φ – kąt pomiędzy prądem i napięciem, θ – kąt pomiędzy U_{we} i U_{wy}

Definiując moc pozorną jako $S = U_{wy}I$ oraz biorąc pod uwagę, że:

$$I = \frac{\Delta U}{(R + jX)} \quad (1)$$

oraz

$$\Delta U = U_{we} \cos \theta - U_{wy} + jU_{we} \sin \theta \quad (2)$$

otrzymujemy związek opisujący przepływ mocy pozornej w funkcji wielkości napięć oraz kąta pomiędzy nimi:

$$S = U_{wy} \frac{R(U_{we} \cos \theta - U_{wy}) + XU_{we} \sin \theta}{R^2 + X^2} + jU_{we} \frac{RU_{we} \sin \theta - X(U_{we} \cos \theta - U_{wy})}{R^2 + X^2} \quad (3)$$

Jak widać, po uproszczeniu wzoru (3) i pominięciu rezystancji:

$$S = \frac{U_{wy}U_{we}}{X} \sin \theta - j \frac{U_{wy}U_{we}}{X} \left(\cos \theta - \frac{U_{wy}}{U_{we}} \right) \quad (4)$$

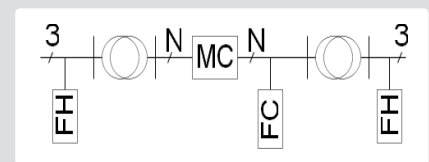
Część rzeczywista mocy pozornej S (moc czynna) zależy silnie od kąta pomiędzy napięciami (szczególnie w obszarze dla θ bliskich zera), a na część urojoną (moc

bierna) większy wpływ mają wartości napięć. Zatem optymalnym sposobem kontrolowania przepływu mocy czynnej przez linię jest kontrola kąta pomiędzy napięciami na końcach linii, a metodą kontroli rozptyłu mocy biernej jest kontrola różnicy wartości tych napięć. Techniczną realizacją powyższych postulatów jest kontrola kąta jednego z napięć na końcu linii, za pomocą przesuwnika fazowego lub za pomocą napięcia „dodawczego” (urządzenia UPFC [3]). Przesuwnik fazowy może być zrealizowany w formie transformatora [4, 5] lub układu energoelektronicznego (DC link lub proponowany w pracy przekształtnik macierzowy).

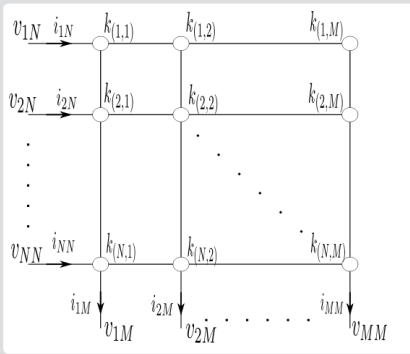
3. Koncepcja przesuwnika fazowego opartego na przekształtniku macierzowym

Schemat proponowanego urządzenia, obejmującego zarówno przekształtnik macierzowy, jak i urządzenia pomocnicze przedstawia rys. 3.

Przekształtnik macierzowy MC (rys. 4) jest układem energoelektronicznym zbudowanym z kluczy, o których zakłada się, że są w pełni sterowane (w każdej chwili możliwe jest przejście klucza ze stanu otwarcia do stanu odcięcia, jak i ze stanu odcięcia do stanu otwarcia) oraz symetryczne (własności klucza nie zależą od jego polaryzacji).



Rys. 3. Schemat blokowy przesuwnika fazowego (PS), zbudowanego z wykorzystaniem przekształtnika macierzowego. MC – przekształtnik macierzowy o wymiarze $N \times N$, FC – filtr komutacyjny, FH – filtry harmonicznych



Rys. 4. Przekształtnik macierzowy – pokazano sposób indeksowania kluczy, napięć i prądów

Stan całego przekształtnika (K) wygodnie zdefiniować jako:

$$K = \begin{bmatrix} k_{(1,1)} & \dots & k_{(1,M)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{(N,1)} & \dots & k_{(N,M)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

gdzie:

$k(n,m)$ – stan klucza („0” – odcięcie, „1” – przewodzenie) na pozycji (n, m) w macierzy odpowiadającej układowi kluczy.

Istnieje wiele koncepcji sterowania przekształtnika macierzowego [6], niestety, autorzy skupiają się głównie na aplikacjach MC w układach napędowych. Ze względu na specyficzne wymagania, dotyczące proponowanego obszaru zastosowania do sterowania MC, wykorzystano algorytm oparty na koncepcji obszarowej [7, 8].

Jeśli przekształtnik macierzowy pracuje pomiędzy dwoma wielofazowymi systemami AC (rys. 3), stan przekształtnika, tzn. funkcja (K), opisująca stan wszystkich jego kluczy może być uzależniona od sygnałów (przebiegów) po obu stronach przekształtnika. Wynika to z faktu, że w procesie sterowania żąda się zazwyczaj określonego przebiegu czasowego na wyjściu przekształtnika przy określonym wejściu, a MC teoretycznie pozwala tylko na złożenie pewnego kształtu napięć po jednej stronie z fragmentów napięć po stronie przeciwnej. Zwykle układ sinusoidalny wielofazowy definiowany jest jako:

$$U = \begin{bmatrix} A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \\ \vdots \\ A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi + (N-1) \frac{2 \cdot \pi}{N}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

gdzie:

- U – wektor napięć
- A – amplituda
- N – ilość faz układu AC
- ω – pulsacja
- φ – faza początkowa układu AC.

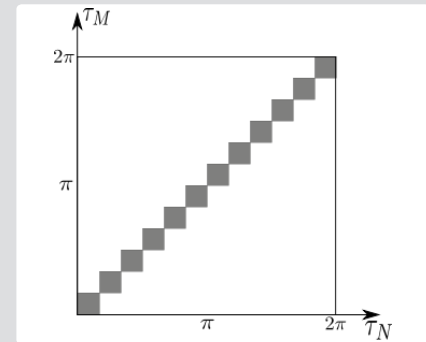
W warunkach rzeczywistych zarówno ω , jak i φ mogą być zmienne. Dla uproszczenia, na potrzeby sterowania przekształtnikiem macierzowym zdefiniowano zmienną, zwaną dalej fazą biegnącą. W technice fazę biegnącą można wyznaczyć np. za pomocą pętli fazowej (PLL).

Stan przekształtnika, jak wyżej wspomniano, można uzależnić od sygnałów po obu stronach przekształtnika w celu otrzymania określonych przebiegów. Naturalne wydaje się więc rozważanie tego stanu (dla przebiegów sinusoidalnych) w przestrzeni określonej przez fazy biegnące układów wielofazowych po obu stronach MC: $\tau_N \times \tau_M$ (R2). Wektory napięć ($UN(\tau_N)$ i $UM(\tau_M)$) są okresowe (nawet jeśli przebiegi czasowe tych napięć są nieokresowe). Pozwala to ograniczyć przestrzeń, w której definiuje się sterowanie przekształtnika macierzowego do przestrzeni $(0,2 \cdot \pi) \times (0,2 \cdot \pi)$. W przestrzeni $(0,2 \cdot \pi) \times (0,2 \cdot \pi)$ podzbiór punktów (τ_N, τ_M) , w którym klucz na pozycji (n, m) znajduje się w stanie przewodzenia, nosi nazwę obszaru przewodzenia (przykładowy obszar przewodzenia pokazano na rys. 5). Technicznie, dla układów wielofazowych zdefiniowanych zależnością 6, ze względu na wymagania dotyczące kształtu przebiegów wystarczy wyznaczyć obszar przewodzenia dla klucza na pozycji (1,1), a pozostałe obszary wyznaczyć przez prostą translację o wektor. Sterowanie przekształtnika, zdefiniowane w zależności od τ_N i τ_M , jest łatwe do zinterpretowania w przestrzeni wartości chwilowych prądów i napięć po obu stronach (kształtów uzyskiwanych przebiegów) przekształtnika. Projektując obszary przewodzenia trzeba kierować się warunkami narzuconymi przez aplikację, to jest: koniecznością uniknięcia zwarć długotrwałych w przekształtniku, zapewnieniem ciągłego transferu energii przez przekształtnik, kształtem przebiegów napięć i prądów po obu stronach przekształtnika.

W proponowanym urządzeniu MC pracuje w specyficznej sytuacji: dokonuje konwersji pomiędzy dwoma elektroenergetycznymi układami wielofazowymi o tej samej częstotliwości, a ta aplikacja wymaga wysokiego transferu napięcia, niewielkiego zniekształcenia prądów po obu stronach przekształtnika i niezmienniania ani znaku, ani wartości mocy biernej (dla przebiegów odkształconych wykorzystano definicję mocy biernej zaproponowaną przez Edwarda W. Kimbark’a [9]).

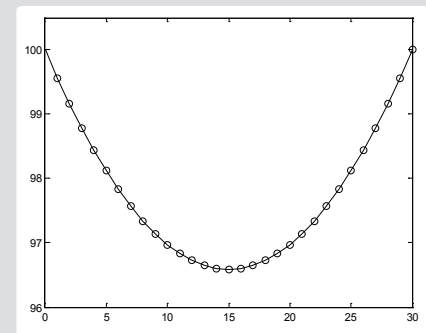
W związku z powyższymi wymogami wykonano wiele analiz różnego typu obszarów przewodzenia [11–15] i opracowano procedury ich generacji. Do sterowania proponowanego urządzenia wykorzystano obszar przewodzenia pokazany na rys. 5. Oczywiście wymiary kwadratów tworzących obszar przewodzenia są skorelowane z wymiarami MC. W wielu poprzednich pracach wykazano przewagę struktur wielofazowych [16, 17] nad, wydawałoby się, prostą strukturą trójfazową. W przypadku proponowanego urządzenia wielofazowego istotnymi zaletami są: wysoki transfer napięcia przez MC rosnący w miarę wzrostu rozmiarów macierzy przekształtnika (liczba wejść i wyjść) oraz niski współczynnik odkształceń (THD), który w miarę zwiększania rozmiaru macierzy maleje (rys. 7). Wzrost rozmiarów macierzy przekształtnika powoduje, że rzędy wyższych harmonicznych generowanych przez przekształtnik rosną oraz maleją prądy jego kluczy (podział mocy przesyłanej pomiędzy większą ilość faz). Ponadto dla proponowanego algorytmu kontroli MC maleją przepięcia komutacyjne generowane przez przekształtnik (mniejsze prądy kluczy oraz przełączanie pomiędzy sygnałami o „bliższej” wartości). Podwyższenie rzędów generowanych

harmonicznych jest szczególnie ważne z powodu potrzeby zachowania norm jakości energii, co dla układów energoelektronicznych stosowanych w systemie energetycznym oznacza w praktyce wymagania stosowania filtrów. Jeżeli urządzenie produkuje harmoniczne niskich rzędów, np. harmoniczne rzędu 3, 5, 7, to budowa filtrów jest bardzo uciążliwa i kosztowna. W przypadku wykorzystania przekształtnika „kwadratowego”, tzn. o takiej samej ilości faz po obu stronach, istnieje możliwość zapewnienia przepływu prądów (po obu stronach przekształtnika) bez interwałów bezprądowych [12].

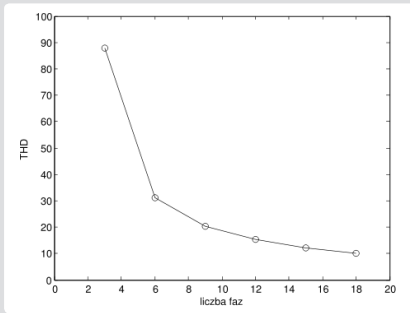


Rys. 5. Obszar przewodzenia dla klucza na pozycji (1,1)

Zaletą proponowanego obszaru przewodzenia jest to, że umożliwia on pracę „bez interwencyjną” urządzenia, tzn. możliwe jest połączenie na „stałe” wybranych faz po obu stronach przekształtnika, jeśli fazy biegnące przebiegów napięć po obu stronach przekształtnika są identyczne. Wadą zaś jest zależność transferu napięcia od kąta przesunięcia wprowadzanego przez przekształtnik (rys. 6). Należy jednak zauważyć, że w miarę wzrostu rozmiarów macierzy przekształtnika zależność ta jest coraz mniej istotna.

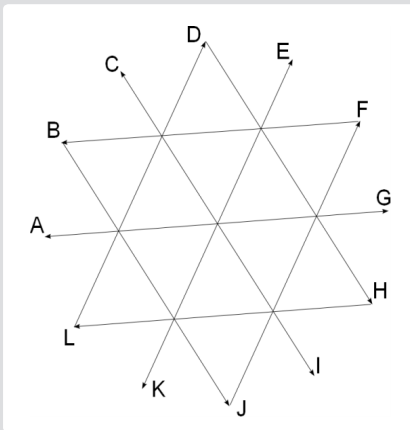


Rys. 6. Zależność transferu napięcia (amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego w stosunku do amplitudy sinusoidalnego napięcia zasilającego) od kąta przesunięcia, wprowadzanego przez MC dla przekształtnika 12x12 i proponowanego obszaru przewodzenia



Rys. 7. Zależność współczynnika THD napięcia od ilości faz (rozmiaru macierzy przekształtnika o kwadratowej strukturze). THD liczone względem pierwszej harmonicznej dla najgorszego przypadku

Ze względu na możliwość łatwego wykonania transformatorów zmieniających liczbę faz z 3 na 12 (rys. 8) wykonano symulację dla przekształtnika 12×12.



Rys. 8. Wykres wskazowy strony 12-fazowej transformatora zmieniającego liczbę faz z 3 na 12.

Rolą transformatorów w układzie jest dopasowanie (obniżenie) napięcia, z poziomu napięcie SEE do poziomu „akceptowalnego” przez układy energoelektroniczne (kilka kV), oraz zmiana liczby faz. Ponieważ w torze przekształcania energii zawsze będą widoczne parametry wzdluzne obu transformatorów, wydaje się celowe użycie jednostek o niskim napięciu zwarcia. Ponadto warto wyposażyc jeden z transformatorów w regulator odczepów, może to pozwolić na częściową kompensację wpływu parametrów wzdluznych transformatorów (wpływ odczepów nie podlega analizie w ramach tego artykułu). Ze względu na usytuowanie filtra komutacyjnego (FC), który został wprowadzony w celu osiągnięcia charakteru źródła napięciowego jednej ze stron, wydaje się celowe, aby transformator usytuowany w sąsiedztwie filtra miał jak najniższe napięcie zwarcia.

Filtry harmonicznych (FH) chronią SEE przed oddziaływaniem wyższych harmonicznych generowanych przez urządzenie. Rzędy generowanych przez przekształtnik harmonicznych są skorelowane z jego rozmiarem, jako że napięcie wyjściowe jest w proponowanym urządzeniu składane z fragmentów przebiegów wejściowych. Możliwe są również pewne modyfikacje

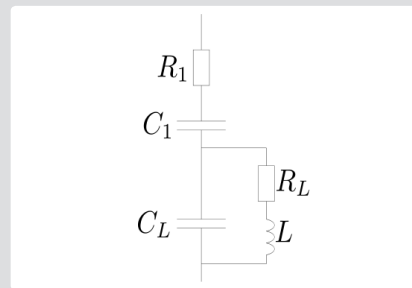
algorytmu kontroli (obszaru przewodzenia), które pozwalają dodatkowo zwiększyć rzędy generowanych harmonicznych.

4. Model symulacyjny urządzenia

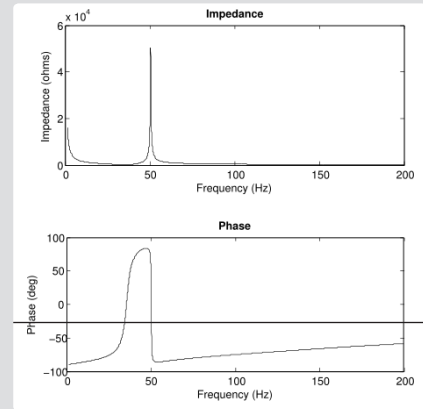
Symulację pracy urządzenia wykonano z wykorzystaniem pakietu MATLAB/Simulink z wykorzystaniem toolbooxu SimPowerSystems. Urządzenie zbudowano ze standardowych bloków. Transformatory zmieniające ilości faz wykonano z Multi-Winding transformer (trzech jednostek jednofazowych), stronę górną transformatora skojarzono w gwiazdę z wyprowadzonym punktem neutralnym (wymogi SEE dla poziomu napięć 110 kV, 220 kV, 400 kV), stronę dolną skojarzono w układ quasi 12-fazowy, wykorzystując cztery uzwojenia nawinięte na jednym rdzeniu i łącząc je w dwie gwiazdy i dwa trójkąty; wykres wskazowy strony 12-fazowej przedstawiono na rys. 8. Przy takiej konstrukcji transformatora w warunkach rzeczywistych należy liczyć się z pewną niesymetrią.

Filtr komutacyjny (FC) pełni w urządzeniu podwójną rolę: zmienia charakter strony, po której jest zainstalowany ze źródła „prądowego” na źródło „napięciowe”, a także jest częścią układów zapewniających odpowiednią jakość energii na zaciskach urządzenia. Został on zbudowany jako filtr pasmowo zaporowy o schemacie pokazanym na rys. 9. Wykorzystanie filtra o takiej strukturze pozwala na instalację stosunkowo dużych kondensatorów bez negatywnego oddziaływania na własności urządzenia (bardzo niska generacja mocy bierniej przez FC). Charakterystyki częstotliwościowe filtra pokazano na rys. 10.

Dla proponowanego rozmiaru przekształtnika macierowego (12×12) i obszaru sterowania (rys. 5) należy spodziewać się harmonicznych rzędów: 23 i 25, 47 i 49... Jako filtry harmonicznych (FH) wykorzystano dwa układy o strukturze filtra *double tuned*. Przeprowadzone w ramach tej pracy próby nie obejmowały badań oddziaływania urządzenia w stanach dynamicznych SEE – dla uproszczenia oraz lepszej czytelności wyników nie wykorzystano układów synchronizacji (nie wykorzystano np. układów PLL do wyznaczenia faz biegnących układów wielofazowych po obu stronach urządzenia).



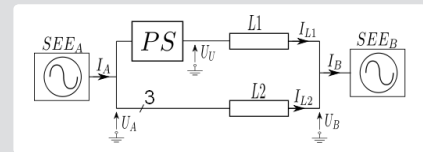
Rys. 9. Schemat filtra komutacyjnego (FC)



Rys. 10. Charakterystyki częstotliwościowe filtra komutacyjnego (FC)

5. Próby symulacyjne urządzenia

W celu przeprowadzenia symulacji pracy układu przesuwnika fazowego w SEE zbudowano model złożony z układu linii równoległych łączących dwa systemy elektroenergetyczne. Przesuwnik fazowy o strukturze pokazanej na rys. 3 został zainstalowany w jednej z linii. Proponowany model SEE (rys. 11) powinien umożliwić analizę wpływu urządzenia na rozplływ mocy czynnej i bierniej pomiędzy liniami przy niezmiennych parametrach systemów elektroenergetycznych.



Rys. 11. Schemat układu do badania wpływu przesuwnika fazowego. SEEA, SEEB – systemy elektroenergetyczne, L1, L2 – linie elektroenergetyczne, PS – przesuwnik fazowy. Na schemacie zaznaczono lokalizację analizowanych wielkości

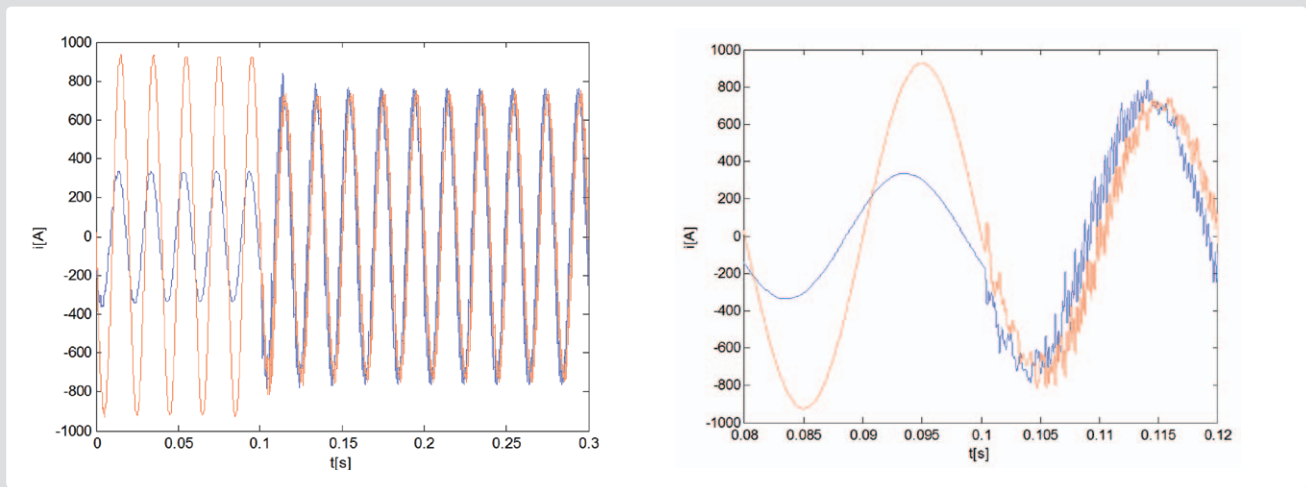
Na potrzeby wykonania obliczeń przyjęto parametry: SEEA, parametry stałe – napięcie fazowe biegu jałowego 230 kV, faza początkowa – 0°, moc zwarcia – 9 GVA, SEEB – moc zwarcia 9 GVA, reszta parametrów jak w tab. 1. Parametry linii – wykorzystano model typu linia długa; linia L1: długość 100 km, L2: długość 100 km, parametry jednostkowe (w składowych symetrycznych): $R^1 = R^2 = 0,01273$, $L^1 = L^2 = 0,9337$ mH, $L^0 = 4,1264$ mH, $C^1 = C^2 = 12,74$ nF, $C^0 = 7,751$ nF.

Wykonano wiele symulacji, a na rys. 12–14 pokazano tylko przykładowe przebiegi (prądy i napięcia fazy A) dla przejścia od pracy nieinterwencyjnej układu (kąt przesunięcia wprowadzony przez urządzenie $\alpha = 0^\circ$) do pracy interwencyjnej (kąt przesunięcia wprowadzany przez urządzenie $\alpha = 3,6^\circ$ w chwili 0,1 s – zmiana kąta wykonana w ciągu 40 μ s).

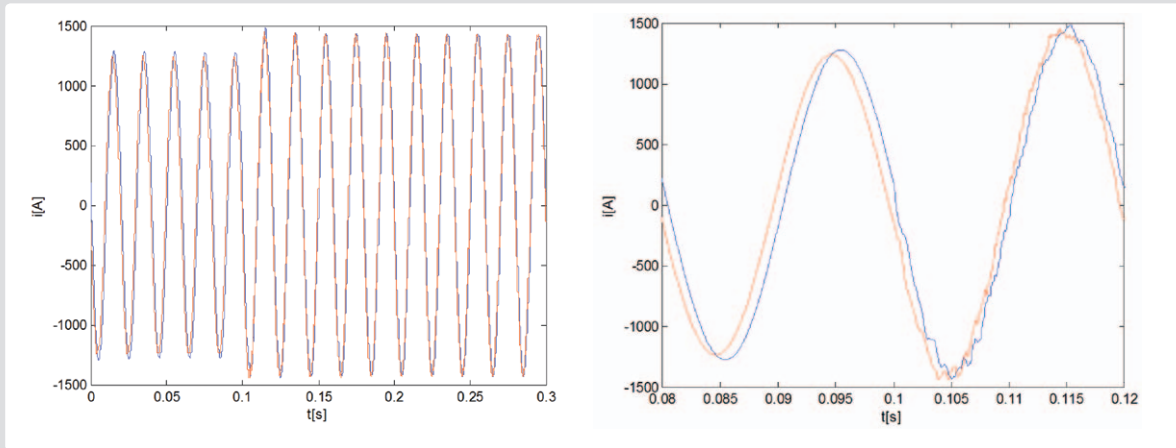
Wpływ na statyczne parametry rozplwy mocy w SEE pokazano w tab. 1. W tabeli parametry definiowane są „na fazę”, aby ułatwić zauważenie korelacji pomiędzy mocami a prądami w układzie poza napięciem biegu jałowego źródła SEEB.

UBS		α	IA	IB	IL1	IL2	UA	UB	UU	PL1	PL2	PA	PB	QL1	QL2	QA	QB
amp.	faza						napięcie fazowe			na jedną fazę							
[kV]	[°]	[°]	[A]				[kV]			[MW]							
244	-12	0	930	846	196	654	235	241	240	47	150	198	196	-4	-50	-92	-54
		1	963	877	265	614	235	241	238	61	141	205	203	-16	-44	-96	-61
		2	995	907	338	575	236	241	237	74	133	212	207	-29	-38	-100	-67
		3	1028	942	415	533	236	241	235	91	123	220	214	-37	-35	-101	-72
		4	1059	978	492	489	235	240	235	110	112	229	222	-42	-34	-99	-76
		5	1090	1014	569	447	235	240	234	126	102	236	228	-50	-31	-97	-81
		7	1156	1080	726	371	236	240	231	153	84	253	238	-76	-22	-98	-98
		9	1271	1156	881	288	235	239	228	187	64	270	251	-90	-20	-89	-111
		11	1278	1232	1031	213	234	238	226	218	44	286	263	-105	-20	-78	-125
		13	1357	1302	1191	169	234	239	225	240	28	306	267	-136	-10	-71	-147
244	12	0	904	875	238	655	236	240	241	-55	-156	-209	-210	17	-24	-45	-6,5
		5	750	722	152	860	236	240	237	34	-205	-168	-171	-10	-15	-55	-25
		10	562	603	543	1071	236	238	233	122	-254	-124	-132	-42	-13	-47	-55
		-5	1046	1055	619	450	235	240	240	-147	-104	-244	-252	11	-22	-28	-11
		-10	1179	1243	1003	268	233	237	238	-238	-56	-274	-290	2	-29	8	-27
219	12	-10	1131	1186	951	285	226	222	224	-209	-45	-236	-253	24	43	97	67
		-5	961	1035	588	457	228	223	226	-127	-89	-209	-216	32	49	65	81
		0	807	885	260	637	229	224	227	-44	-134	-177	-179	38	48	51	86
		5	640	709	175	845	229	229	223	37	-180	-140	-143	12	56	41	67
		10	489	521	529	1043	228	222	219	115	-223	-100	-108	-17	57	48	40
219	-12	10	1162	1110	913	332	226	221	214	190	54	262	244	-64	49	17	-15
		5	986	979	549	476	227	223	220	120	98	224	217	-24	41	3	17
		0	833	859	227	636	228	224	226	47	141	189	188	19	24	8	42
		-5	667	692	198	842	228	224	226	-38	188	151	149	22	20	16	42
		-10	547	511	562	1036	226	224	226	-122	231	116	109	27	7	42	34

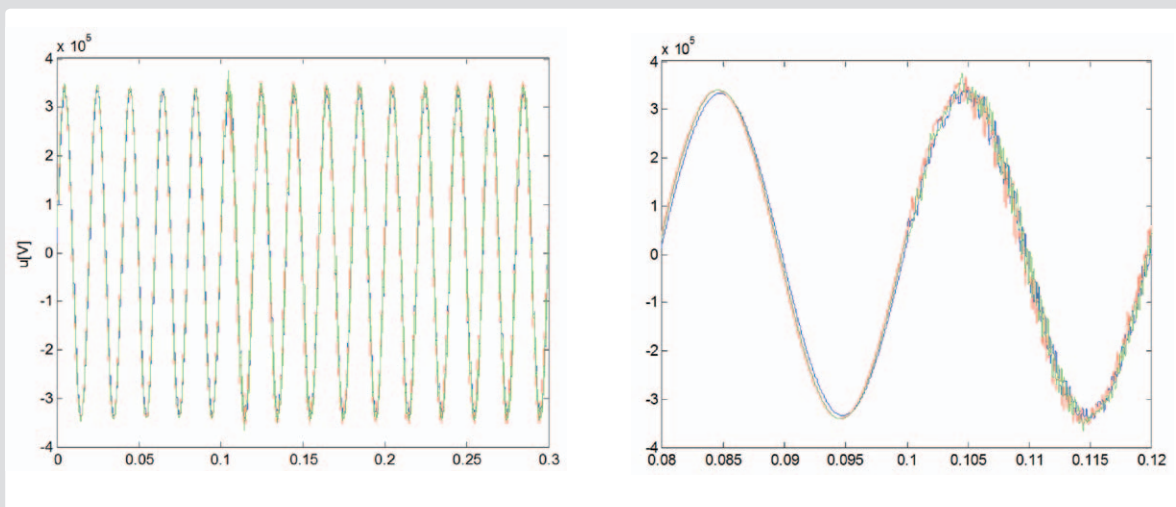
Tab. 1. Wpływ przesuwника fazowego na statyczny rozptył mocy, α – przesunięcie wprowadzane przez urządzenie (kąt między UA a UU). Oznaczenia na rysunku są tożsame z symbolami w tabeli



Rys. 12. Przebiegi prądów w IL1 (niebieski) i IL2 (czerwony) dla układu z rys. 11



Rys. 13. Przebiegi prądów w IA (niebieski) i IB (czerwony) dla układu z rys. 11



Rys. 14. Przebiegi napięć UA (niebieski), UB (czerwony), UU (zielony) dla pracy urządzenia

Ze względu na produkowane przez urządzenie niewielkie odkształcenie przebiegów parametry w tabeli zdefiniowano jako:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\tau}^{T+\tau} x^2 dt} \quad (7)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_{\tau}^{T+\tau} u \cdot i dt \quad (8)$$

$$Q = \frac{1}{2} U_{1h} \cdot I_{1h} \cdot \sin \varphi_{1h} \quad (9)$$

gdzie:

- X_{RMS} – wartość skuteczna przebiegu
- T – okres przebiegu
- x – przebieg
- P – moc czynna jednej fazy
- u – przebieg napięcia
- i – przebieg prądu
- Q – moc bierna
- U_{1h} – amplituda pierwszej harmonicznej napięcia
- I_{1h} – amplituda pierwszej harmonicznej prądu
- φ_1 – kąt przesunięcia pomiędzy pierwszą harmoniczną prądu i napięcia.

Analizując powyższe rysunki, można zauważyć początkową nierównowagę prądów w liniach L1 i L2, wynikającą z wprowadzenia dodatkowej impedancji przesuwnika do linii L1. W stanie bezinterwencyjnym pracy przekształtnika na impedancję tę składają się dwie połączone szeregowo impedancje wzdłużne transformatorów. Dlatego też w rzeczywistym układzie sugerowane jest wykorzystanie transformatorów z odczepami dla kompensacji wpływu tej impedancji oraz wpływu transferu napięcia przekształtnika. Zmiana napięcia za pomocą odczepów transformatorów umożliwi również sterowanie mocą bierną przepływającą przez linię L1. Regulacja przepływu mocy czynnej pozwala na odciążenie lub dociążenie poszczególnych linii, a w skrajnych przypadkach może doprowadzić do zmiany kierunku przepływu mocy czynnej przez jedną z linii (jest to widoczne w tab. 1, gdy moc czynna jednej z linii ma inny znak niż moc czynna drugiej linii). Jest to sytuacja zwykle niepożądana, wprowadzająca dodatkowe straty w SEE oraz zmniejszająca możliwości przesyłowe układu linii. Zmiana kąta α pozwala na zmianę ilości mocy czynnej przepływającej przez linię. Na

rys. 12 po zmianie kąta α , wprowadzanego przez przesuwnik, można zauważyć obecność składowej przejściowej. Urządzenie zbudowane na przekształtniku macierzowym cechuje się niewielką pojemnością zasobników energii. Cecha ta pozwala na szybkie zmiany stanu pracy urządzenia, a szybkość tych zmian jest limitowana elektrycznymi stałymi czasowymi SEE.

6. Wnioski

Prezentowane urządzenie pozwala wpływać na statyczne parametry rozplywu mocy w SEE. Pokazane przebiegi pozwalają stwierdzić, że urządzenie cechuje się bardzo wysoką dynamiką i powoduje bardzo krótkie stany nieustalone, może być zatem użyte do tłumienia oscylacji elektromechanicznych oraz do wymuszania szybkich zmian rozplywu mocy w systemie elektroenergetycznym.

Wręcz ze wzrostem ilości faz przekształtnika rośnie rząd i równocześnie maleją amplitudy generowanych harmonicznych. Redukcję szkodliwych oddziaływań można uzyskać, starannie projektując układy filtracji (filtry harmonicznych i komutacyjne), poprzez zwiększenie rozmiaru przekształtnika (np. 24×24, 48×48) oraz przez pewne modyfikacje

obszaru przewodzenia. Uznano, że obecnie optymalnym ze względu na parametry i koszty rozwiązaniem jest układ 12-fazowy. W trakcie symulacji zauważono, że w miarę wzrostu impedancji linii (wzrostu długości linii) maleje czułość układu, co oznacza, iż większym zmianom kąta odpowiadają mniejsze zmiany przepływu mocy. Ze względu na wprowadzaną przez urządzenie dodatkową impedancję własność ta powoduje trudności w sterowaniu przepływem mocy na krótkich odcinkach linii (charakteryzujących się małymi impedancjami). Wykonano również testy urządzenia mające na celu badanie jego wpływu na przepływ mocy biernej. Obserwowane zmiany w rozprywie mocy biernej nie są intencjonalne ze względu na brak kontroli wielkości napięć na zaciskach urządzenia. Ze względu na obiecujące własności proponowanego urządzenia zbudowano model fizyczny przekształtnika macierzowego z matrycą 6×6 oraz wykorzystującego zaproponowane sterowanie i stwierdzono poprawność jego działania. Aktualnie przekształtnik jest adaptowany do budowanego układu przesuwnika fazowego.

Bibliografia

- Hingorani N.G., Gyugyi L., Understanding Facts: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems, Published December 24th 1999 by IEEE Computer Society Press edition language English.
- Eslami M. i in., A Survey on Flexible AC Transmission Systems (FACTS), *Przegląd Elektrotechniczny* 1988, nr 1a.
- Namin M.H., Using UPFC in order to Power flow control, *Industrial Technology*, 2006. ICIT IEEE International Conference on 15–17 Dec. 2006, Digital Object Identifier 10.1109/ICIT.2006.372401.
- Verboomen J. i in., Phase shifting transformers: principles and application, *Future Power Systems*, 2005 International Conference on Digital Object Identifier 10.1109/FPS.2005.204302 Publication Year: 2005, s. 6.
- Verboomen J. i in., Border-Flow Control by means of Phase Shifting Transformers, *Power Tech. 2007 IEEE Lausanne*, s. 1338–1343, Digital Object Identifier: 10.1109/PCT.2007.4538510.
- Wheeler P.W. i in., Matrix converters: a technology review, *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 49, Issue: 2, Digital Object Identifier: 10.1109/41.993260, 2002, s. 276–288.
- Sobczyk T.J., Control strategy of matrix converters, *Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1993, Vol. 4, s. 93–97.
- Sobczyk T.J., The matrix converter – a universal power electronic unit, *Prace Instytutu Elektrotechniki* 2002, zeszyt 211, s. 6–21.
- Balci M.E., Hocaoglu M.H., Comparison of power definitions for reactive power compensation in nonsinusoidal conditions, *11th International Conference on Harmonics and Quality of Power* 2004, s. 519–524.
- Szczepanik J., Sieńko T., New control scheme and new application area for a multiphase matrix converter, *Third Iasted Asian Conference Power And Energy Systems*, April 2–4 2007, Phuket, Thailand, s. 85–89.
- 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.
- 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, 9–12 September 2007, katalog nr 07EX1617C.
- 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.
- Szczepanik J., Sieńko T., New Control Strategy for Multiphase Matrix Converter, *Systems Engineering ICSENG 2008*, 19–21.08.2008, s. 121–126, Digital Object Identifier 10.1109/ICSEng.2008.44.
- Szczepanik J., Sieńko T., Control scheme for a multiphase matrix converter, *EUROCON 2009*, This paper appears in: *EUROCON 2009, EUROCON '09*, 18–23 May 2009, s. 545–551, St.-Petersburg Print, INSPEC Accession Number: 10798882, Digital Object Identifier: 10.1109/EURCON.2009.5167685 Current Version Published: 20 lipca 2009.
- 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, IEEE Catalog Number: 06EX1320C.
- Szczepanik J., „Area based” Control Algorithm for Matrix Converter, *Proceedings of the Sixth IASTED International Conference on European Power and Energy Systems*, 26–28 June, 2006, Rhodes, Greece, s. 413–418.

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. Pole zainteresowań badawczych: dynamika systemu elektroenergetycznego i urządzenia kontroli SEE (urządzenia FACTS).

Tomasz Sieńko

mgr inż.

Politechnika Krakowska

e-mail: sienko77@o2.pl

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