

# Reactive Power Compensation Device Based on Matrix Converter

## Authors

Tomasz Sieńko  
 Jerzy Wojciech Szczepanik

## Keywords

reactive power compensation, FACTS devices, matrix converter

## Abstract

This paper presents an innovative device for reactive power compensation based on direct energy conversion (matrix converter – MC). The entire device consists of a transformer, a multiphase converter and a polygon-connected capacitive load. The authors have developed a converter control method, which enables the transfer and manipulation of the nature of reactive power flowing through the MC. The reactive power output is controlled by adjusting the capacitors' operating frequency, and its nature is controlled by changing the converter control sequence. The device enables the output's quick and stepless (continuous) adjustment. Its arrangement eliminates the risk of network resonances which may occur during reactive flow changes.

**DOI: 10.12736/issn.2300-3022.2018305**

Received: 2.02.2017

Accepted: 27.03.2017

Available online: 15.02.2019

## 1. Analysis of reactive power compensation methods

The issue of reactive power management is still important for transmission and distribution grids alike. Reactive power mismanagement degrades the supplied electricity's quality, increases losses and compromises equipment reliability, and in the case of major deficiencies may also lead to the loss of the power system's local stability. By proper operation of reactive power compensation devices, all the aforementioned risks are mitigated [1, 2].

A classic solution, i.e. the compensation with banks of capacitors or, in high voltage lines, banks of reactors [3], has many limitations: the banks are large, expensive and slow in control (limited switching speed of mechanical switches). Their use can also lead to higher harmonics' serial resonances with the grid, which usually results in damage to the battery. Transient states due to switching the subsequent bank stages on are also a problem.

The other classic solution, i.e. synchronous compensators, is an expensive option, although depending on the needs it allows to generate capacitive and inductive reactive powers alike, and the output can be adjusted continuously, not stepwise (as in capacitor banks).

There are also FACTS devices for reactive power compensation: SVC and STATCOM. The SVC device consists of a bank of capacitors

and reactors connected to the grid by bi-directional thyristor switches (group-controlled, instead of mechanical switches) for rough adjustment of the device's reactive power, and one stage connected by a double-sided angular-controlled thyristor switch for fine adjustment. The device operates on the grid frequency and, consequently, its capacitors and reactors are of large sizes (comparable to conventional capacitor banks). Moreover, the SVC device generates significant interference (with variable and low harmonic orders) and must cooperate with extensive filters [4, 5, 6].

STATCOM comprises a C or L load-controlled rectifier. The inverter's role is twofold: it controls the element's voltage or current (L or C) and generates variable voltage at its output. For example: in a C load-controlled STATCOM device, depending on whether the converter output voltage (C voltage) at the device input is lower or higher than the voltage at the device's connection point, inductive or capacitive reactive power is generated, like in a synchronous compensator. The C voltage can be adjusted by temporarily changing the phase of the voltage generated by the inverter in relation to the supply voltage, as a consequence of charging or discharging the capacitor. STATCOM device is difficult to control and can generate significant interference (especially with the inverter's simple design).

## 2. Concept of a new device for reactive power compensation

The authors propose a completely new device for reactive power compensation, based on a principle different from that employed in existing compensators, although the device's design is similar to the STATCOM system (Fig. 1). The device is based on a multi-phase matrix converter operated through a transformer to a capacitor or inductance. The transformer serves to adjust the grid voltages to a level acceptable by the power electronics, as well as to build (if needed) a multiphase system (3 by 6 or 3 by 12 phases). The transformer's longitudinal inductances are a filter element and limit the current rise rate in transient states (commutation). The proposed device is capable of the smooth adjustment of the reactive power output, both inductive and capacitive, with very good dynamics.

### Matrix converter

The matrix converter (Fig. 2) is a power electronic device made up of bidirectional, fully controlled and symmetric keys. A key's one end is connected the phase supplying the converter and the other end to the output phase. As a consequence, the voltages and currents in each input and output phase consist of fragments of voltages and currents in the phases on the other side of the MC (Fig. 3 and 4).

There are many ways to control MC [7], and in this study the method developed by these authors, the so-called single-period control, has been employed. The solution is described in [8, 9, 10, 11]. A fixed sequence for switching the keys connected to one of the output phases is established. Each key is conductive for the same period of time. For example, for a 6-phase MC (6 phases to 6 phases structure, shown in Fig. 2), a sinusoid is best represented by the MC output voltage by the following switching sequences:

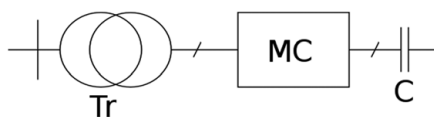


Fig. 1. Schematic diagram of the proposed device

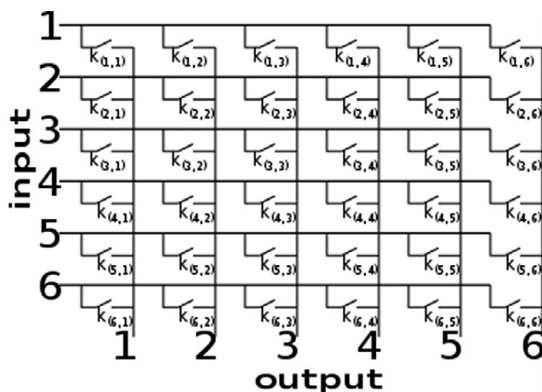


Fig. 2. Matrix converter 6 to 6 phases. Please note how the keys are marked: the first index indicates the input phase to which the key is connected to, the second index – the output phase

a)  $\dots \rightarrow k_{(1,1)} \rightarrow k_{(2,1)} \rightarrow k_{(3,1)} \rightarrow k_{(4,1)} \rightarrow k_{(5,1)} \rightarrow k_{(6,1)} \rightarrow k_{(1,1)} \dots$  (Fig. 3)  
 b)  $\dots \rightarrow k_{(1,1)} \rightarrow k_{(6,1)} \rightarrow k_{(5,1)} \rightarrow k_{(4,1)} \rightarrow k_{(3,1)} \rightarrow k_{(2,1)} \rightarrow k_{(1,1)} \dots$  (Fig. 4)  
 The arrows indicate between which keys commutation takes place and its direction in time. Key switching frequency is chosen as the difference for the switching sequence: a) or sum: sequence b). MC supply frequency and output frequency. The key switching sequence for the second output phase is shifted by the relevant part of the period depending on the number of

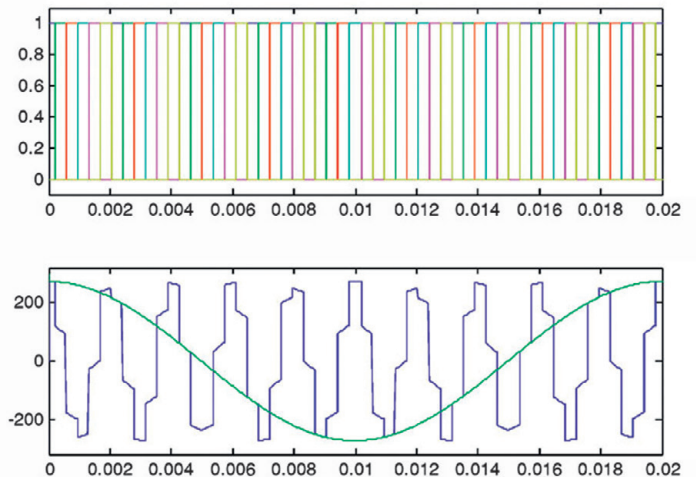


Fig. 3. MC output voltage construction in a 6 x 6 phase system at key switching frequency equal to the difference of input (50 Hz) and output (500 Hz) frequencies (sequence a). Top drawing: status of six consecutive keys (0 blockade, 1 conduction). Bottom drawing: mutual position of the output voltage (for the first phase) – blue waveform, and voltage supplying the first phase – green waveform. The waveforms' overlap means that the  $k_{(1,1)}$  key is conductive

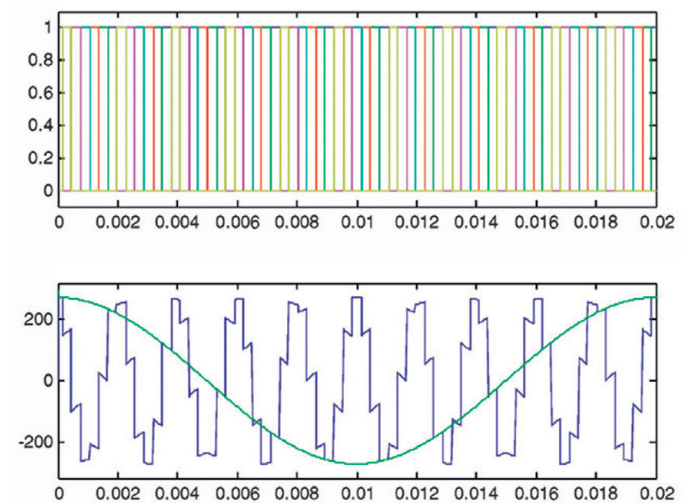


Fig. 4. MC output voltage construction in a 6 x 6 phase system at key switching frequency equal to the sum of input and output frequencies (sequence b). Top drawing: status of six consecutive keys (0 blockade, 1 conduction). Bottom drawing: mutual position of the output voltage (for the first phase) – blue waveform, and voltage supplying the first phase – green waveform. The waveforms' overlap means that the  $k_{(1,1)}$  key is conductive

converter phases. The conduction time of a single key depends on the assumed output frequency (the input frequency is 50 Hz) and the MC size. To avoid short-circuits at the converter's input and output, the key's conduction time should be chosen in that way, so that at the certain time instant single input phase can be connected only to a single output phase and opposite i.e. single output phase can be connected only to the input.

Please take note of the characteristic way of the output voltage waveforms' formation (shown as the blue line in Fig. 3 and 4). In both cases, to compose the output voltage, unlike in the typical voltage envelope-based MC control, all intermediate values of input voltages are used, also fragments with values close to zero. The voltage fragments from the first supply phase are every sixth "piece" of the output voltages and constitute one sixth of the output waveform. The waveforms differ in that in the case of sequence a) commutation takes place from phase 1 to phase 2 (positive sequence); and b) from phase 1 to phase 6 (negative order). Consequently, for sequence a) (Fig. 3), the waveform is composed of sinusoidal fragments with the same slope (derivative sign) as the current slope of the first harmonic of the output waveform, and for sequence b) (Fig. 4), the fragments are inclined to the opposite slope (this has been analysed in more detail in [12, 13]).

The proposed algorithm features full utilization of keys in MC, low number of commutations during the period, good quality of MC output voltage i.e. generation of high order harmonics (the last two advantages are especially evident in multiphase MC systems). Theoretically, control sequence b) performs slightly better, i.e. better represents sine waves and delivers higher harmonics in the spectrum. However, for multiphase structures and a large frequency ratio between output and supply frequencies, the differences in performance for both sequences are not significant.

In the case of MC inductive load when output currents are sinusoidal (Fig. 5 and 6), the input currents become also sinusoidal,

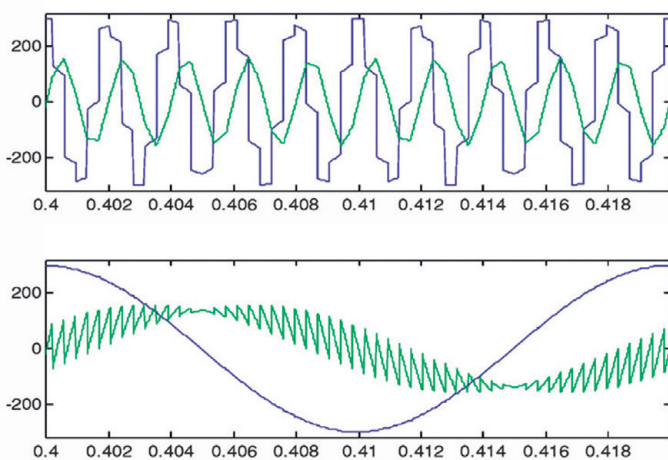


Fig. 5. Mutual position of voltages (blue) and currents (green) at the output (top drawing) and input (bottom drawing) of inductance-loaded MC and controlled according to sequence a), the key switching frequency equal to the difference of input and output frequencies. In this case, the phase shifts on input and output have the same character

since they are built from fragments of the outputs. Moreover, due to the ties introduced by the MC, the phase-shift between the first harmonics of currents and voltages at the MC input is:

on the same character (inductive or capacitive) as the at the output for control sequence a) and

on the opposite character (inductive output-capacitive input or capacitive output-inductive input) for control sequence b). The absolute values of relative angles  $\varphi$  (angles at the input and output) are almost equal.

This behaviour of a MC subjected to the proposed control allows the conclusion, that it is capable to transfer reactive power and influence on its character (L, C). And this in turn allows the use of a MC controlled in the proposed way as a part of reactive power compensation device.

To confirm stated previously properties, a drawing showing the MC operation and the passage from control sequence a) to sequence b) is presented in (Fig. 7). This figure shows the step-change of the sequences. For the given parameters the step in control is characterised by transient states' of very short duration. The MC switching frequencies for both sequences are selected so that the output frequency does not change. At the beginning and at the end of the considered time interval, a steady states can be observed. The transient state occurring between steady states, can be attributed to the commutation order change. At the beginning of the simulation the phase shift at the input is inductive, and after commutation sequence change the phase shift changes into capacitive one. The character of the shift at the output does not change.

The proposed device concept is completely different than the use of MC for the reactive power compensation referenced in the literature [16, 17, 18].

### 3. The device application

The proposed device (Fig. 1) consists of a transformer (Tr) for the device's connection to the power system, a matrix converter (MC) preferably of a multiphase design, and a multiphase capacitor bank (C). The capacitors are supplied with a sinusoidal voltage with an increased frequency (up to several kHz) and a relatively low value (limited due to the converter's design requirements), so these components relatively cheap and compact. The described reactive power compensation method and the device itself are the subject of a patent application [18].

The exemplary MC is of 3 x 12 size. This is, on the one hand, due to the need of limitation of the interferences generated by the device (with more phases higher order harmonics would be emitted to the grid), and on the other hand it has enabled the use of a typical (3-phase) transformer that does not change the number of phases. The consequence of this choice are the non-sinusoidal voltages and current in the capacitor bank. But this fact does not affect the device's performance. The MC was loaded with a multiphase capacitor bank. The capacitor load allows to avoid some the converter's commutation problems with were recognized during operation with inductive load.

The MC in the device controls the reactive power at the input by adjusting the frequency of the output voltage. Changing the control sequence determines whether the device's reactive



power intake is capacitive or inductive. The phase shift character change was described above in the analysis of the operation of a matrix converter subjected to the proposed control.

The capacitor bank current is controlled by adjusting the MC output voltage frequency. The capacitor current changes as a function of the frequency in accordance with formula  $I = 2\pi fCU$ . This means that the bank's reactive power is proportional to the applied frequency. The step change between control sequences a) and b) takes place at the instant when the frequency of the

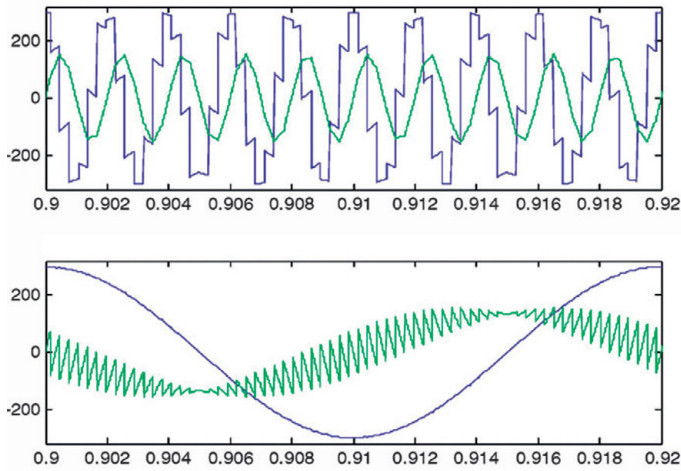


Fig. 6. Mutual position of voltages (blue) and currents (green) at the output (top drawing) and input (bottom drawing) of MC inductance-loaded and controlled according to sequence a), the key switching frequency equal to the sum of input and output frequencies. In this case, the phase shift at the input is capacitive, and at the output inductive

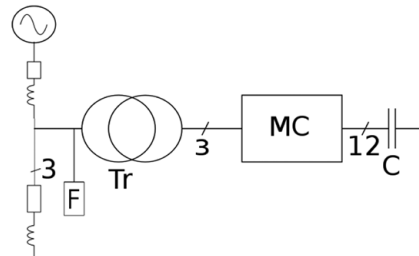


Fig. 9. The device model developed in MATLAB/Simulink software

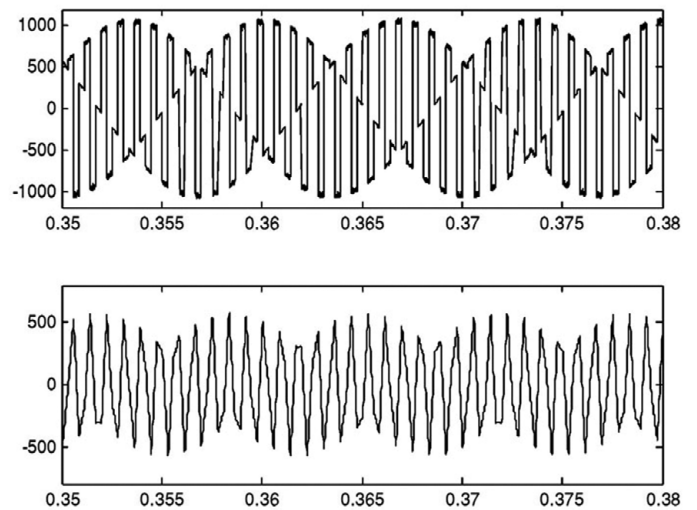


Fig. 10. Capacitor current (top) and voltage (bottom). The device's operation with inductive  $\cos \varphi$  (sequence b), key switching frequency 1.2 kHz

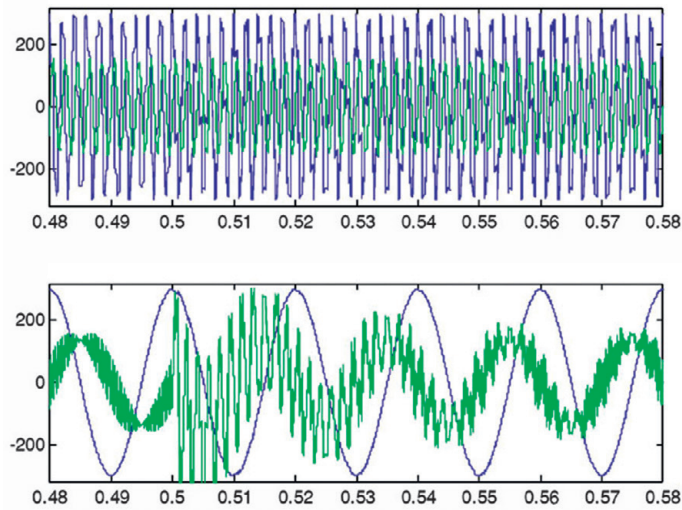


Fig. 7. Mutual position of voltages (blue) and currents (green) at the output (top drawing) and input (bottom drawing) of an inductance-loaded MC during a step transition between the control sequences a) and b) Change can be seen in the nature of the shift between the input current and voltage

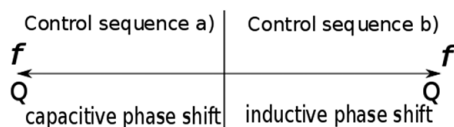


Fig. 8. Relationships between key switching sequence, key switching frequency, and reactive power output (Q) and its nature for a capacitance-loaded MC

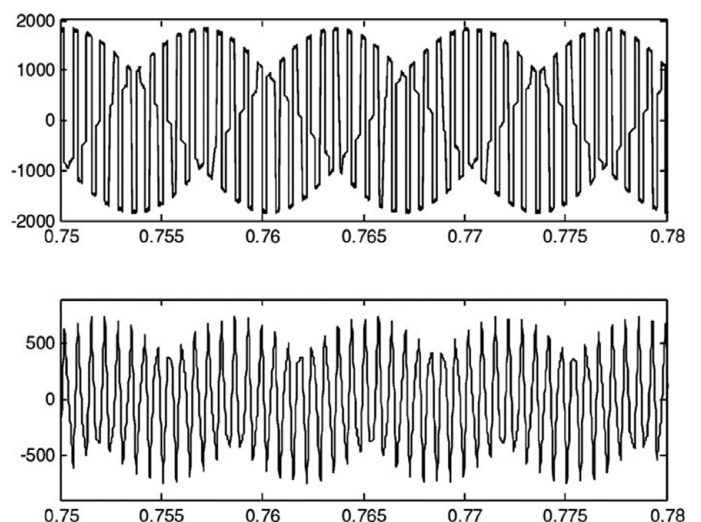


Fig. 11. Capacitor current (top) and voltage (bottom). Device operation with capacitive  $\cos \varphi$  (sequence a), key switching frequency 1.5 kHz

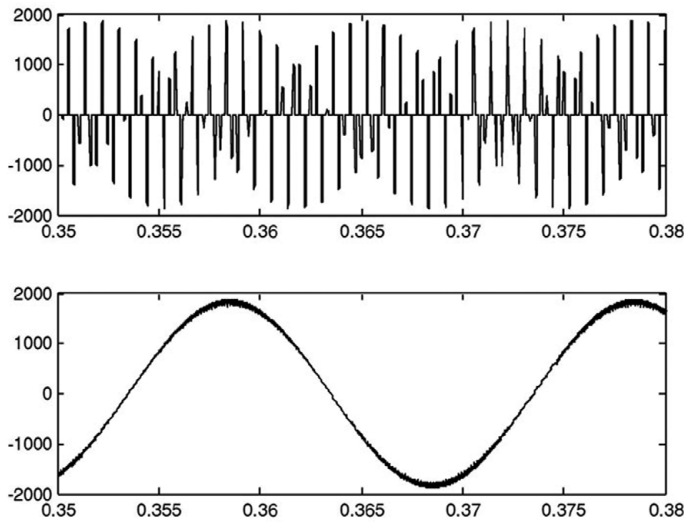


Fig. 12. MC currents on the capacitor bank (top) and transformer (bottom) sides. The device's operation with inductive  $\cos \varphi$  (sequence b), key switching frequency 1.2 kHz

capacitor voltage is close to zero, thus reactive power flow is also close to zero. The current of the device is then minimal what limits switch loading.

#### 4. Simulation test Example of device operation

To assess the device's functioning, a simple simulation tests were performed. A 3-phase load was supplied from a 3-phase AC source with a specific internal impedance. The proposed device was connected in parallel to the line linking source and load (Fig. 9).

The simulation was performed in MATLAB/Simulink package using SimPowerSystems toolbox. The simulation parameters are as follow:

- supply voltage 15 [kV], source's short-circuit power 60 [MVA], X/R ratio = 6 for source's internal impedance
- load: for rated voltage 15 [kV] – 3.4 [MW], 2.7 [MVA<sub>r</sub>]
- device: three/three phase 3.2 MVA transformer, short-circuit voltage 4%, connection group Dy5 15 kV/1 kV
- capacitor capacitance (in 12-phase polygon-connected bank): 300  $\mu\text{F}$ .

At 0.4 s the MC control sequence is step-changing from b) (inductive reactive power output) to a) (capacitive reactive power output) and the key switching frequency changes from 1.2 kHz to 1.5 kHz (Fig. 16). The waveforms characterizing the device performance in the steady state are presented in the selected time intervals.

The series of Fig. 10–13 illustrates the waveforms of currents and voltages inside the device. It is noteworthy that the shapes of the capacitor voltages and currents are non-sinusoidal. However, this fact is irrelevant to the device performance. The transformer's secondary side current is sinusoidal. In addition, the waveform shapes are the same for the operations with capacitive and inductive load. The differences in amplitude of capacitors currents are due to different switching frequencies.

The series of Fig. 14–16 show the device's external characteristics and their impact on the reactive and active power flows in the circuit. All effects recognized during device analysis were confirmed during performed simulations. Especially, the shape of the input current of the device is noteworthy to remember – regardless of reactive power generation is very close to pure sinusoid.

#### 5. Conclusions

The proposed device's operation employs a completely new method of reactive power compensation. It allows for a smooth adjustment of the reactive power output/intake with high dynamics. In addition, due to the capacitor bank supply voltage's high frequency, the bank can be compact and inexpensive. The voltage conversion from the grid frequency to a much higher frequency by the MC based device especially for its multiphase design limits the generation of the harmonics. Only high order

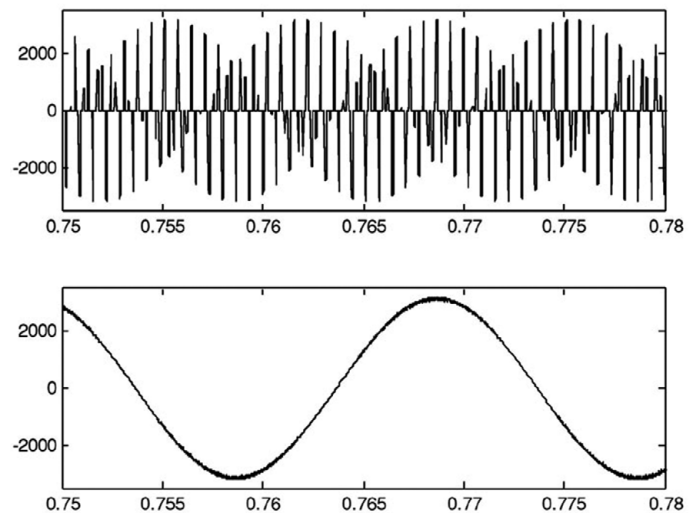


Fig. 13. MC currents on the capacitor bank (top) and transformer (bottom) sides. Device operation with capacitive  $\cos \varphi$  (sequence a), key switching frequency 1.5 kHz

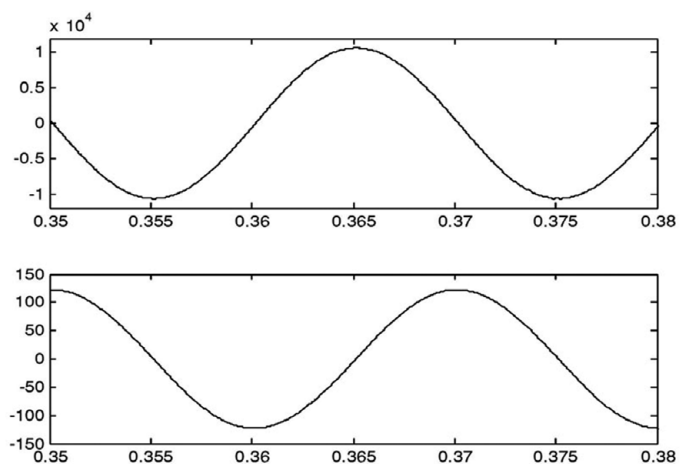


Fig. 14. The device's input phase voltage (top) and supply current (bottom). The device's operation with inductive  $\cos \varphi$  (sequence b), key switching frequency 1.2 kHz

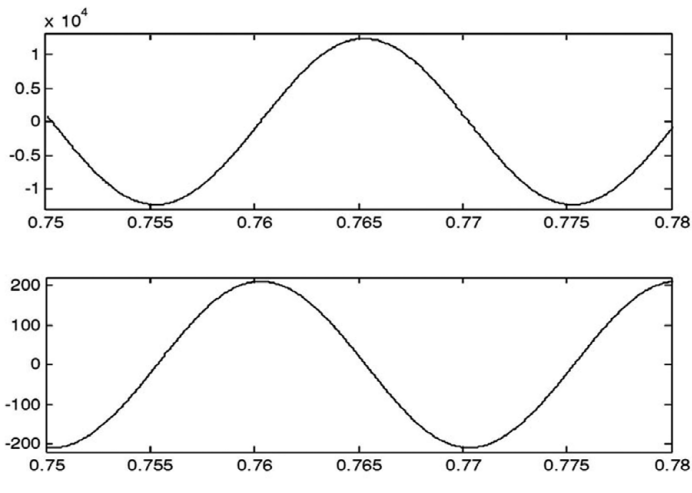


Fig. 15. The device's input phase voltage (top) and supply current (bottom). The device's operation with capacitive  $\cos \varphi$  (sequence a), key switching frequency 1.5 kHz

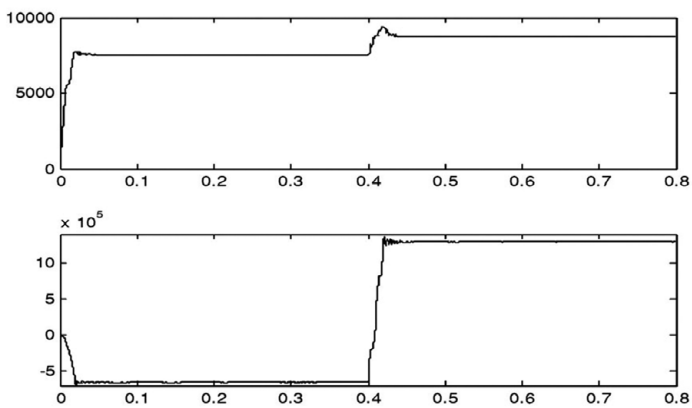


Fig. 16. RMS phase voltage at terminals of the device for reactive power compensation (top) and its reactive power output (bottom). At 0.4 s the MC control sequence is step-changing from b) to a), and the key switching frequency from 1.2 kHz to 1.5 kHz

(easy to filter out) harmonics of voltages and currents are present at the input side. The increased number of capacitor bank phases (MC outputs) allows the reduction of interferences present in MC input waveforms.

## REFERENCES

- Bąchorek W. et al., "Optimization Criteria for Reactive Power Compensation in Distribution Networks", *Acta Energetica*, No. 4 (21), 2014, pp. 140–148.
- Kowalak R., "Countering the Voltage Failure Development with SVC Systems", *Acta Energetica*, No. 2 (7), 2011, pp. 5–11.
- Lubośny Z., Klucznik J., Dobrzyński K., "The Issues of Reactive Power Compensation in High-voltage Transmission Lines", *Acta Energetica*, No. 2 (23), 2015, pp. 102–108.
- Bałkowski B., "Modern Reactive Power and Higher Harmonic Compensation Through the Utilisation of STATCOM and EFA Dynamic Compensators", *Acta Energetica*, No. 3 (5), 2010, pp. 5–11.
- Kowalak R., Małkowski R., "Shunt Compensator as Controlled Reactive Power Sources", *Acta Energetica*, No. 1 (6), 2011, pp. 13–20.
- Kowalak R., "Resonant Conditions in a Node with an SVC Compensator", *Acta Energetica*, No. 3 (28), 2016, pp. 70–75.
- Rodriguez J. i in., "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 1, 2012, p. 58, 70.
- Sieńko T., Sobczyk T.J., "Matrix converter control for applications to multi-phase high-speed microgenerators", *Archives of Electrical Engineering*, No. 53 (2), 2004, pp. 217–228.
- Sobczyk T.J., Sienko T., "Matrix converters control for high speed generators", *Electric Machines and Drives*, 2005 IEEE International Conference, 1975–1980.
- Sobczyk T.J., Sienko T., Danilewicz J.B., "Study of asymmetrical regimes in matrix converters for multi-phase high speed generators", *Power Tech*, 2005 IEEE Russia, 1–6.
- Sobczyk T.J., Sienko T., "Application of matrix converter as a voltage phase controller in power systems", *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2006.
- Sienko T., Szczepanik J., Sobczyk T.J., "Voltage phase controller for power systems", *Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007.
- Szczepanik J., Sieńko T., "The Study of Implementation of Multiphase Matrix Converter in Power Systems", *Przegląd Elektrotechniczny*, Vol. 89, No. 8, 2013.
- Holtsmark N., Molinas M., "Reactive power compensation capability of a matrix converter-based FACTS device", 2011 IEEE Trondheim PowerTech, Trondheim, 2011, pp. 1–6.
- Holtsmark N., Molinas M., "Reactive power compensation using an indirectly space vector-modulated matrix converter", 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari 2010, pp. 2455–2460.
- Shadmand M. et al., "Model Predictive Control of a Capacitorless Matrix Converter Based STATCOM", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 5, Issue 2, 2017.
- Rzasa J., "Przekształtnik matrycowy jako generator mocy biernej w sieci elektroenergetycznej" [Matrix converter as a reactive power generator in the power grid], *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej*, Vol. 30 (247), 2007, pp. 59–69.
- Sieńko T.P., 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, 11.07.2014.

---

**Tomasz Sieńko**

e-mail: sienko77@o2.pl

Cracow University of Technology

Assistant Professor, 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.

**Jerzy Wojciech Szczepanik**

e-mail: jerzy\_szczepanik@hotmail.com

Cracow University of Technology

Assistant Professor, Institute of Electromechanical Energy Transition (E-2), Faculty of Electrical and Computer Engineering of 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.



PL

## Urządzenie do kompensacji mocy biernej z przekształtnikiem macierzowym

### Autorzy

Tomasz Paweł Sieńko  
Jerzy Wojciech Szczepanik

### Słowa kluczowe

kompensacja mocy biernej, urządzenia FACTS, przekształtnik macierzowy

### Streszczenie

W artykule zaprezentowano nowatorskie urządzenie do kompensacji mocy biernej bazujące na bezpośredniej konwersji energii (przekształtnik macierzowy – PM). Urządzenie w całości składa się z transformatora, wielofazowego przekształtnika i obciążenia pojemnościowego połączonych w wielobok. Autorzy opracowali sposób sterowania przekształtnika, który pozwala na transfer i manipulowanie charakterem mocy biernej płynącej przez PM. Zmiana wartości wydawanej mocy biernej dokonywana jest poprzez zmianę częstotliwości pracy kondensatorów, a zmiana charakteru wydawanej mocy biernej poprzez zmianę sekwencji sterowania przekształtnikiem. Urządzenie pozwala na szybką i bezstopniową (ciągłą) zmianę wartości wydawanej mocy oraz nie jest zagrożone wystąpieniem rezonansów sieciowych.

Data wpływu do redakcji: 2.02.2017

Data akceptacji artykułu: 27.03.2017

Data publikacji online: 15.02.2019

### 1. Analiza metod kompensacji mocy biernej

Problem gospodarki mocą bierną jest ciągle istotny zarówno w sieci przesyłowej, jak i rozdzielczej. Złe zarządzanie mocą bierną powoduje obniżenie parametrów jakościowych dostarczanej energii, zwiększone straty oraz zmniejszoną niezawodność urządzeń, a w przypadku większych uchybień może również doprowadzić do utraty stabilności lokalnej przez system elektroenergetyczny. Przez właściwe użytkowanie urządzeń do kompensacji mocy biernej uzyskuje się poprawę we wszystkich wspomnianych zagrożeniach [1, 2].

Klasyczne rozwiązanie, czyli wykorzystanie do kompensacji mocy baterii kondensatorów lub w przypadku linii wysokich napięć dławików [3], ma wiele ograniczeń: baterie są duże, drogie i powolne w sterowaniu (ograniczona szybkość przełączania łączników mechanicznych). Ich użycie może doprowadzić także do rezonansów szeregowych z siecią dla wyższych harmonicznych, co zazwyczaj skutkuje uszkodzeniem baterii. Problemem są również stany przejściowe związane z załączaniem kolejnych stopni baterii.

Drugie klasyczne rozwiązanie – kompensatory synchroniczne – jest wariantem drogim, aczkolwiek w zależności od potrzeb pozwala generować zarówno moc bierną pojemnościową, jak i indukcyjną, a zmiana tej mocy może odbywać się w sposób ciągły, a nie skokowy (tak jak w przypadku baterii kondensatorów).

Istnieją również urządzenia FACTS przeznaczone do kompensacji mocy biernej: SVC i STATCOM. Urządzenie SVC składa się z baterii kondensatorów i dławików przyłączanych do sieci za pomocą dwukierunkowych łączników tyrystorowych (sterowanych grupowo, zamiast łączników mechanicznych), pozwalających w przybliżeniu

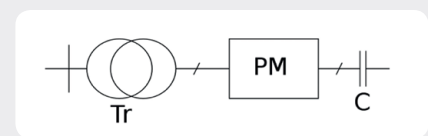
dobrać moc bierną urządzenia oraz jednego stopnia przyłączonego za pomocą dwustronnego łącznika tyrystorowego sterowanego kątowno, pozwalającego na regulację dokładną. Urządzenie to pracuje na częstotliwości sieciowej i w konsekwencji zastosowane w nim kondensatory i dławiki mają znaczne gabaryty (porównywalne z tradycyjną baterią kondensatorów). Ponadto urządzenie SVC generuje znaczne zakłócenia (o zmiennych i niskich rzędach harmonicznym) i musi współpracować z rozbudowanymi filtrami [4, 5, 6].

STATCOM jest zbudowany z wykorzystaniem prostownika sterowanego obciążonego – C albo L. Rola falownika jest dwójaka: regulacja napięcia lub prądu na tym elemencie (L lub C) oraz generacja napięcia zmiennego na wejściu urządzenia. Przykładowo: dla STATCOM wykorzystującego C w zależności od tego, czy napięcie pochodzące z wyjścia przekształtnika (napięcie na C), a widoczne na jego wejściu, jest niższe lub wyższe od napięcia w punkcie przyłączenia urządzenia, generowana jest moc bierna indukcyjna lub pojemnościowa, analogicznie jak w kompensatorze synchronicznym. Zmianę napięcia na C można uzyskać poprzez chwilową zmianę fazy napięcia generowanego przez falownik w stosunku do napięcia zasilającego, w konsekwencji dołączając lub rozłączając kondensator. STATCOM jest urządzeniem trudnym w sterowaniu i mogącym generować znaczne zakłócenia (szczególnie przy prostej konstrukcji falownika).

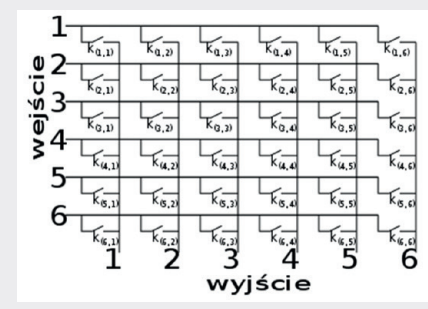
### 2. Koncepcja nowego urządzenia do kompensacji mocy biernej

Autorzy proponują zupełnie nowe urządzenie do kompensacji mocy biernej, bazujące na innej niż w dotychczas używanych kompensatorach zasadzie, choć struktura urządzenia jest podobna do układu

STATCOM (rys. 1). Urządzenie oparte jest na wielofazowym przekształtniku macierzowym pracującym poprzez transformator na kondensator lub indukcyjność. Transformator został użyty w celu dostosowania poziomu napięć sieciowych do poziomu akceptowalnego przez energoelektronikę, a także w celu budowy (jeśli będzie potrzebny) układu wielofazowego (3 na 6 lub 3 na 12 faz). Indukcyjności wzdłużne transformatora stanowią element filtra i ograniczają szybkość narastania prądu w stanach przejściowych (komutacja). Proponowane urządzenie ma możliwość płynnej regulacji wydawanej mocy biernej, zarówno mocy o charakterze indukcyjnym,



Rys. 1. Schemat układu proponowanego urządzenia



Rys. 2. Struktura przekształtnika macierzowego 6 na 6 faz. Proszę zwrócić uwagę na sposób oznaczania kluczy: pierwszy indeks oznacza, do której fazy wejściowej jest przyłączony klucz, drugi indeks – faza wyjściowa



This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 64–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL

jak i pojemnościowym, oraz charakteryzuje się bardzo dobrą dynamiką.

### Przekształtnik macierzowy

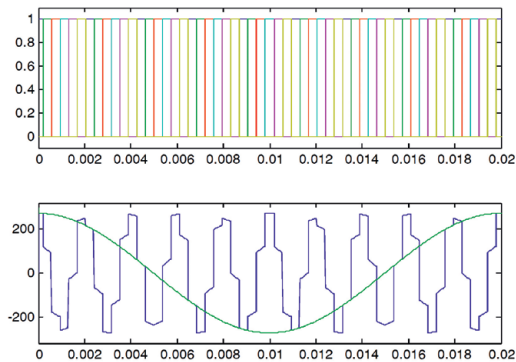
Przekształtnik macierzowy (rys. 2) jest energoelektronicznym urządzeniem zbudowanym z dwukierunkowych, w pełni sterowanych i symetrycznych kluczy. Klucze te są przyłączone jednym końcem do fazy zasilającej przekształtnik, a drugim końcem do fazy wyjściowej. W konsekwencji napięcia i prądy każdej z faz wejściowych i wyjściowych składają się z fragmentów napięć i prądów faz z drugiej strony PM (rys. 3 i 4).

Istnieje wiele sposobów sterowania PM [7], a w pracy wykorzystano sposób opracowany przez autorów artykułu, tzw. sterowanie jednookresowe. Rozwiązanie opisano w pracach [8, 9, 10, 11]. Ustala się stałą sekwencję przełączania kluczy przyłączonej do jednej z faz wyjściowych. Każdy klucz przewodzi przez ten sam odcinek czasu. Na przykład dla 6-fazowego PM (struktura 6 faz na 6 faz, pokazana na rys. 2) najlepsze odwzorowanie sinusoidy przez napięcie wyjściowe PM uzyskuje się, obierając następujące sekwencje przełączeń:

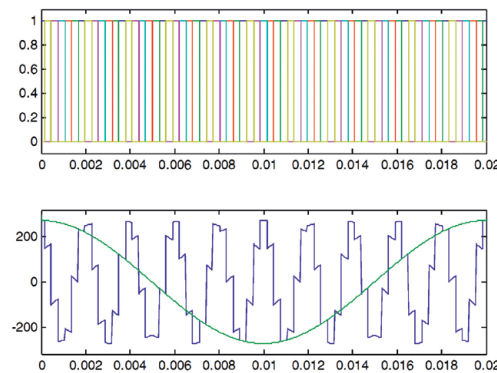
- a) ...  $\rightarrow k_{(1,1)} \rightarrow k_{(2,1)} \rightarrow k_{(3,1)} \rightarrow k_{(4,1)} \rightarrow k_{(5,1)} \rightarrow k_{(6,1)} \rightarrow k_{(1,1)} \dots$  (rys. 3)  
 b) ...  $\rightarrow k_{(1,1)} \rightarrow k_{(6,1)} \rightarrow k_{(5,1)} \rightarrow k_{(4,1)} \rightarrow k_{(3,1)} \rightarrow k_{(2,1)} \rightarrow k_{(1,1)} \dots$  (rys. 4).

Strzałki oznaczają, pomiędzy którymi kluczami następuje komutacja i jej kierunek w czasie. Częstotliwość przełączania kluczy dobiera się jako różnicę dla sekwencji przełączania: a) lub sumę: sekwencja b) częstotliwości zasilającej PM i częstotliwości wyjściowej. Sekwencja przełączeń kluczy dla drugiej fazy wyjściowej jest przesunięta o stosowną część okresu zależną od liczby faz przekształtnika. Czas przewodzenia pojedynczego klucza zależy od przyjętej częstotliwości wyjściowej (wejściową założono na poziomie 50 Hz) i rozmiarów PM. Chcąc uniknąć zwarć na wejściu i na wyjściu przekształtnika, czas przewodzenia kluczy należy tak dobrać, aby w tej samej chwili nie mógł przewodzić więcej niż jeden klucz przyłączony do danej fazy wejściowej i wyjściowej.

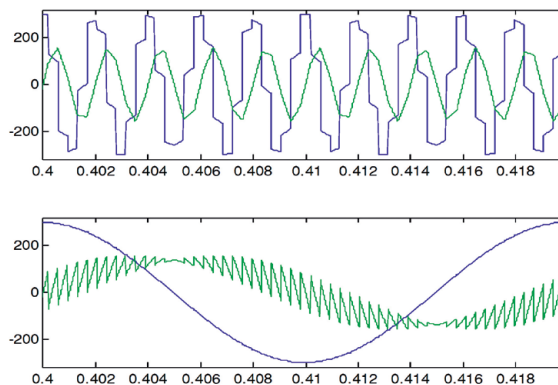
Proszę zwrócić uwagę na charakterystyczny sposób powstawania przebiegów napięć wyjściowych (pokazany jako linia niebieska na rys. 3 i 4). W obu przypadkach do złożenia napięcia wyjściowego, inaczej niż w typowych sterowaniach PM stosujących obwolutę napięć, wykorzystano wszystkie wartości pośrednie napięć wejściowych, również fragmenty o wartościach bliskich zeru. Fragmenty napięcia z pierwszej fazy zasilającej są co szóstymi „kawalkami” napięcia wyjściowego i stanowią jedną szóstą przebiegu wyjściowego. Przebiegi różnią się tym, że w przypadku sekwencji a) następuje komutacja z fazy 1 do fazy 2 (kolejność zgodna); a w przypadku sekwencji b) do fazy 6 (kolejność przeciwna). W konsekwencji, dla sekwencji a) (rys. 3) przebieg jest złożony z fragmentów sinusoid o tym samym nachyleniu (znaku pochodnej), co aktualne nachylenie pierwszej harmonicznej przebiegu wyjściowego, a dla sekwencji b) (rys. 4) fragmenty są nachylone w przeciwną stronę (zostało to dokładniej zanalizowane w pracach [12, 13]).



Rys. 3. Powstawanie napięcia wyjściowego PM dla układu 6 x 6 faz przy częstotliwości przełączania kluczy równej różnicy częstotliwości na wejściu (50 Hz) i wyjściu (500 Hz) (sekwencja a). Górny rysunek: stan sześciu kolejnych kluczy (0 stan blokowania, 1 przewodzenia). Dolny rysunek: wzajemne położenie napięcia wyjściowego (dla pierwszej fazy) – przebieg niebieski i napięcia zasilającego pierwszą fazę – przebieg zielony. Nalożenie się przebiegów oznacza, że klucz  $k_{(1,1)}$  jest w stanie przewodzenia



Rys. 4. Powstawanie napięcia wyjściowego PM dla układu 6 x 6 faz przy częstotliwości przełączania kluczy równej sumie częstotliwości na wejściu i wyjściu (sekwencja b). Górny rysunek: stan sześciu kolejnych kluczy (0 stan blokowania, 1 przewodzenia). Dolny rysunek: wzajemne położenie napięcia wyjściowego (dla pierwszej fazy) – przebieg niebieski i napięcia zasilającego pierwszą fazę – przebieg zielony. Nalożenie się przebiegów oznacza, że klucz  $k_{(1,1)}$  jest w stanie przewodzenia



Rys. 5. Wzajemne położenie napięć (niebieski) oraz prądów (zielony) na wyjściu (rysunek górny) i wejściu (rysunek dolny) PM, obciążonego indukcyjnie i sterowanego według sekwencji a, częstotliwość przełączania kluczy jest równa różnicy częstotliwości na wejściu i wyjściu. W tym przypadku przesunięcie fazowe na wejściu i wyjściu ma ten sam charakter

Proponowany algorytm cechuje się dobrym wykorzystaniem kluczy w PM, małą liczbą komutacji, dobrą jakością napięcia na wyjściu PM oraz generowaniem

harmonicznych wysokiego rzędu (dwie ostatnie zalety szczególnie dobrze widoczne dla wielofazowych układów PM). Teoretycznie sekwencja b) daje trochę

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 64–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL

lepsze rezultaty, tzn. lepsze odwzorowanie sinusoidy i wyższe harmoniczne w widmie, ale dla struktur wielofazowych i dużego stosunku pomiędzy częstotliwością wyjściową i zasilania PM różnice nie są znaczące.

Warto zauważyć, że w przypadku obciążenia PM baterią indukcyjności prądy wyjściowe są sinusoidalne (rys. 5 i 6), a prądy wejściowe kształtem zbliżone do sinusoid, ponieważ również prądy wejściowe zostały poskładane z fragmentów prądów wyjściowych. Ponadto, zarówno na wejściu, jak i wyjściu PM, występuje przesunięcie pomiędzy pierwszymi harmonicznymi prądów i napięć. W przypadku sekwencji a) przesunięcie to ma taki sam charakter (indukcyjny – indukcyjny lub pojemnościowy – pojemnościowy), a względne kąty  $\varphi$  są prawie równe. W przypadku sekwencji b) przesunięcie fazowe przy indukcyjnym obciążeniu na wyjściu zmieniło na wejściu charakter z indukcyjnego na pojemnościowy. Ta własność PM wynika wprost z tego, że przebiegi jednej strony (napięcia i prądy) są składane z odpowiednich fragmentów przebiegów strony przeciwnej. Wynika to z faktu, że sekwencja a) składa przebiegi wyjściowe z fragmentów przebiegów wejściowych o takim samym nachyleniu jak nachylenie przewidywanej pierwszej harmonicznej wyjścia.

Analogicznie, zgodnie ze strukturą więzów narzucanych przez przekształtnik, prądy wejściowe składane są z fragmentów prądów wyjściowych, nie zmieniając typu przesunięcia fazowego.

Odwrotna sytuacja występuje dla sekwencji b), która składa napięcie wyjściowe z fragmentów o nachyleniu przeciwnym, tzn. napięcie wyjściowe jest składane z napięć wejściowych o przeciwnej fazie, a w konsekwencji tego prąd wyjściowy również jest składany z prądów wyjściowych o przeciwnej fazie. Powoduje to zmianę charakteru przesunięcia fazowego na wejściu w stosunku do wyjścia.

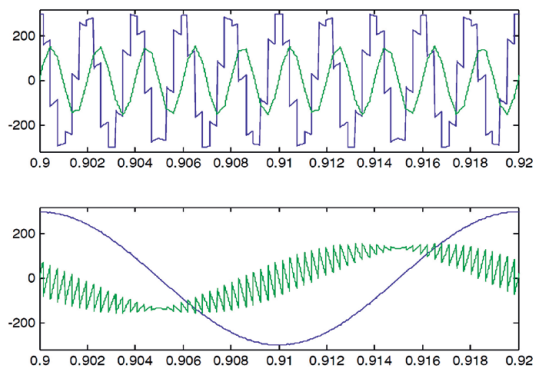
Takie zachowanie PM poddanego zaproponowanemu sterowaniu pozwala na wysnucie wniosku, że jest on zdolny do transferu mocy biernej oraz manipulowania jej charakterem (L, C). A to z kolei pozwala na wykorzystanie tak sterowanego PM do budowy urządzenia do kompensacji mocy biernej.

Na potwierdzenie tych właściwości zaprezentowano rysunek przedstawiający przejście PM od pracy z sekwencją a) na pracę z sekwencją b) (rys. 7). Zmiany sekwencji dokonano skokiem. Zwraca na nim uwagę bardzo krótki przedział czasu zajmowany przez stany nieustalone. Częstotliwości przełączania dla obu sekwencji są tak dobrane, aby częstotliwość wyjściowa nie uległa

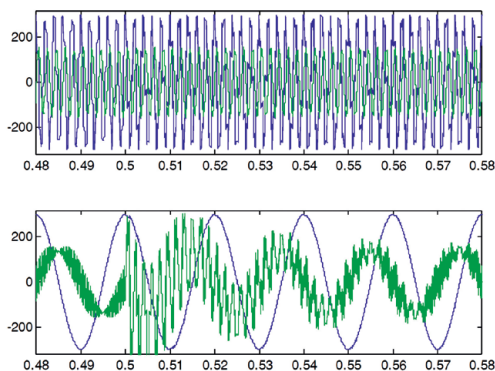
zmianie. Na rysunku widać stan nieustalony w prądach zasilających związany ze zmianą sekwencji. Na początku i na końcu obserwowanego przedziału czasu można zaobserwować stan ustalony. Stan przejściowy związany jest głównie ze zmianą w kolejności komutacji. Na początku przedziału czasu przesunięcie na wejściu ma charakter indukcyjny, na końcu pojemnościowy. Charakter przesunięcia na wyjściu nie ulega zmianie. Proponowana koncepcja urządzenia jest zupełnie inna niż obecne w literaturze wykorzystanie PM do kompensacji mocy biernej [16, 17, 18].

### 3. Koncepcja urządzenia

Proponowane urządzenie (rys. 1) składa się z transformatora ( $Tr$ ), pozwalającego na przyłączenie go do SSE, przekształtnika macierzowego (PM), preferowane są konstrukcje wielofazowe, i wielofazowej baterii kondensatorów (C). Kondensatory są zasilane napięciem sinusoidalnym o podwyższonej częstotliwości (do kilku kHz) i zasilane są relatywnie niskim napięciem (ograniczonym ze względu na wymogi konstrukcji przekształtnika), są więc to elementy stosunkowo tanie i małe gabarytowo. Zarówno opisany sposób kompensacji mocy biernej, jak samo urządzenie są przedmiotem zgłoszenia patentowego [18]. W przykładzie wykorzystano PM o rozmiarach  $3 \times 12$ . Podyktowane to zostało z jednej strony koniecznością ograniczenia zakłóceń generowanych przez urządzenie (zwiększenie liczby faz powoduje wzrost rzędu generowanych do sieci harmonicznych), a z drugiej strony umożliwiło to wykorzystanie typowego transformatora (3-fazowego) niezminiającego liczby faz. Konsekwencją są niesinusoidalne przebiegi napięć i prądów w baterii kondensatorów. Nie wpływa to jednak na działanie urządzenia. Jako obciążenie PM wykorzystano wielofazową baterię kondensatorów. Pozwala to uniknąć części problemów związanych z komutacją przekształtnika.



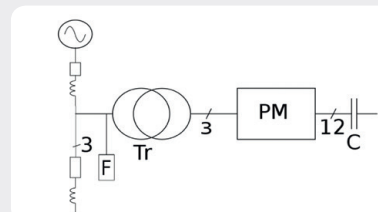
Rys. 6. Wzajemne położenie napięć (niebieski) oraz prądów (zielony) na wyjściu (rysunek górny) i wejściu (rysunek dolny) PM obciążonego indukcyjnie i sterowanego według sekwencji b), częstotliwość przełączania kluczy jest równa sumie częstotliwości na wejściu i wyjściu. W tym przypadku przesunięcie fazowe na wejściu ma charakter pojemnościowy, a na wyjściu indukcyjny



Rys. 7. Wzajemne położenie napięć (niebieski) oraz prądów (zielony) na wyjściu (rysunek górny) i wejściu (rysunek dolny) PM obciążonego indukcyjnie w trakcie skokowego przejścia pomiędzy sekwencją sterującą a) i b). Widoczna zmiana charakteru przesunięcia pomiędzy prądem i napięciem na wejściu



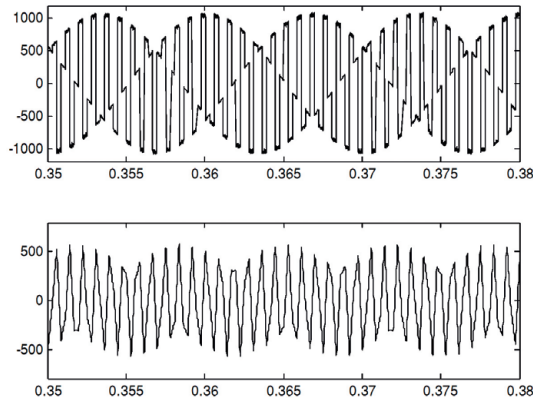
Rys. 8. Zależności pomiędzy sekwencją przełączania kluczy, częstotliwością przełączania kluczy, wielkością generowanej mocy biernej ( $Q$ ) i jej charakterem dla PM obciążonego pojemnościami



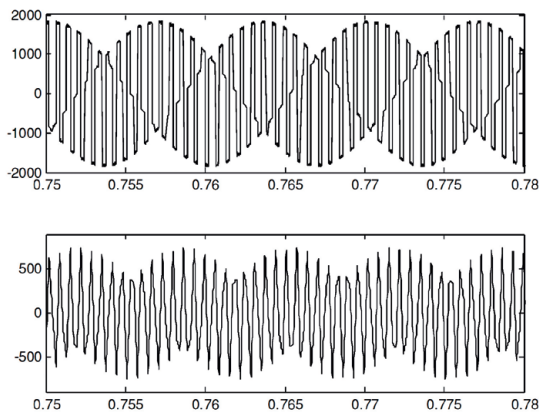
Rys. 9. Model urządzenia zbudowanego w programie MATLAB/Simulink

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 64–70. When referring to the article please refer to the original text.

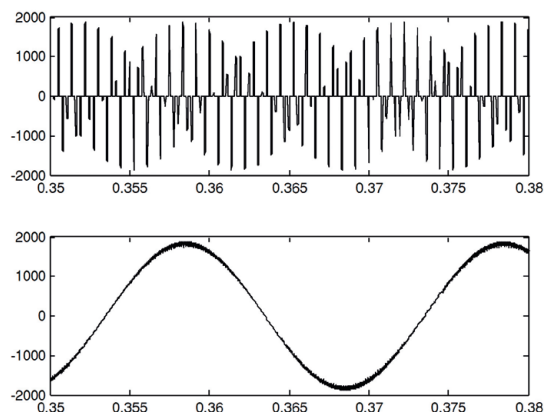
PL



Rys. 10. Prąd (rysunek górny) i napięcie (rysunek dolny) na kondensatorze. Praca urządzenia z indukcyjnym  $\cos \varphi$  (sekwencja b), częstotliwość przełączania kluczy 1,2 kHz



Rys. 11. Prąd (rysunek górny) i napięcie (rysunek dolny) na kondensatorze. Praca urządzenia z pojemnościowym  $\cos \varphi$  (sekwencja a), częstotliwość przełączania kluczy 1,5 kHz



Rys. 12. Prądy PM od strony baterii kondensatorów (rysunek górny) i transformatora (rysunek dolny). Praca urządzenia z indukcyjnym  $\cos \varphi$  (sekwencja b), częstotliwość przełączania kluczy 1,2 kHz

W skonstruowanym urządzeniu PM reguluje wielkość mocy biernej generowanej/pobieranej przez zmianę częstotliwości napięcia na baterii kondensatorów, a poprzez

zmianę sekwencji sterowania decyduje czy moc bierna pobierana przez urządzenie ma charakter pojemnościowy czy indukcyjny. Zmianę charakteru przesunięcia fazowego

opisano powyżej w trakcie analizy pracy przekształtnika macierzowego poddanego proponowanemu w pracy sterowaniu. Regulację prądu baterii kondensatorów realizuje się przez zmianę częstotliwości napięcia na wyjściu PM. Zmiana prądu kondensatora w funkcji częstotliwości odbywa się zgodnie z zależnością  $I = 2\pi fCU$ . Oznacza to, że moc bierna baterii jest proporcjonalna do częstotliwości. Przy płynnej regulacji częstotliwości zmiana pomiędzy sekwencją a) i b) odbywa się przy bliskiej zeru częstotliwości napięcia na kondensatorach (minimalny prąd i minimalna moc bierna urządzenia).

#### 4. Test symulacyjny. Przykład działania urządzenia

W celu oceny poprawnej pracy urządzenia wykonano prosty test symulacyjny. Z 3-fazowego źródła napięcia przemiennego o pewnej impedancji zasilono 3-fazowe obciążenie. Równoległe z obciążeniem przyłączono proponowane urządzenie (rys. 9). Symulację wykonano w pakiecie MATLAB/Simulink z wykorzystaniem toolboxu SimPowerSystems. Przyjęte parametry symulacji:

- napięcie zasilania 15 [kV], moc zwarcia źródła 60 [MVA], stosunek  $X/R = 6$  dla impedancji wewnętrznej źródła
- obciążenie: dla napięcia znamionowego 15 [kV] – 3,4 [MW], 2,7 [MVar]
- urządzenie: transformator trzy na trzy fazy o mocy transformatora 3,2 [MVA], napięciu zwarcia 4%, grupie połączeń Dy 15 [kV]/1 [kV]
- pojemność kondensatora (w baterii 12-fazowej połączonej w wielobok): 300 [ $\mu$ F].

W chwili 0,4 [s] następuje skokowa zmiana sekwencji sterującej PM z b) (generacja mocy biernej indukcyjnej) na a) (generacja mocy biernej pojemnościowej) i częstotliwości przełączania kluczy z 1,2 [kHz] na 1,5 [kHz] (rys. 16). Zaprezentowano wybrane przebiegi charakteryzujące pracę urządzenia w stanie ustalonym, wynikają z tego pokazane przedziały czasu. Ze względu na czytelność wyników pokazano przebiegi napięć fazowych i w konsekwencji mocy biernej generowanej przez jedną fazę urządzenia (moc całkowita jest trzy razy większa).

Seria rys. 10–13 ilustruje przebiegi wewnątrz urządzenia. Zwraca uwagę niesinusoidalny kształt napięcia i prądu na kondensatorach; zjawisko to nie ma jednak znaczenia dla pracy urządzenia. Prąd strony wtórnej transformatora jest sinusoidalny. Ponadto kształt przebiegów jest taki sam dla pracy z pojemnościowym i indukcyjnym  $\cos \varphi$ . Różnice w amplitudzie wynikają z różnych częstotliwości przełączania kluczy.

Seria rys. 14–16 pokazuje charakterystyki zewnętrzne urządzenia i jego wpływ na rozptył mocy biernej i czynnej w obwodzie – uzyskano wszystkie efekty spodziewane dla urządzenia do kompensacji mocy biernej. Zwraca uwagę kształt prądu zasilającego urządzenie (brak odstępstw od sinusoidy).

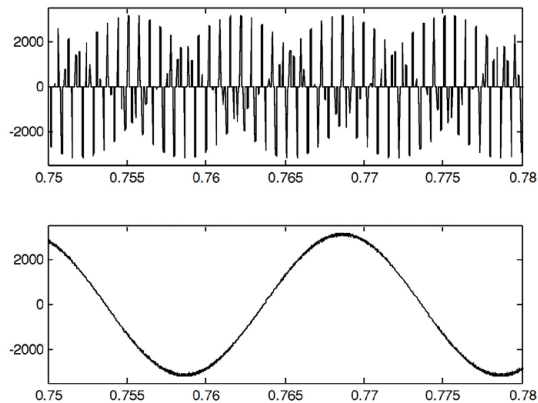
#### 5. Wnioski

Proponowane urządzenie pracuje, wykorzystując kompletnie nową metodę kompensacji mocy biernej. Pozwala ono na płynną

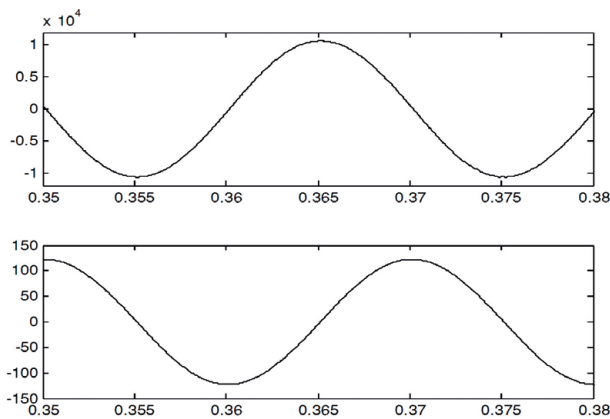


This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 64–70. When referring to the article please refer to the original text.

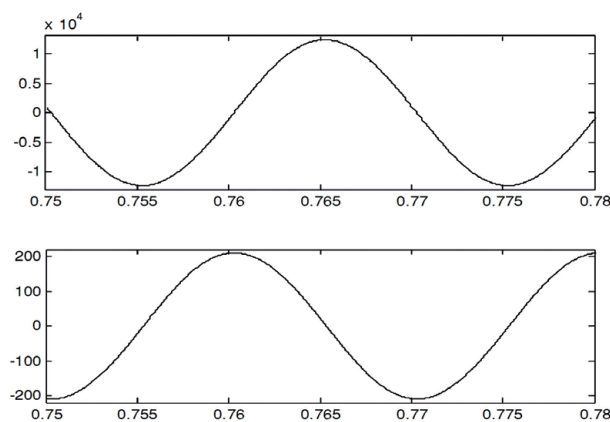
PL



Rys. 13. Prądy PM od strony baterii kondensatorów (rysunek górny) i transformatora (rysunek dolny). Praca urządzenia z pojemnościowym  $\cos \varphi$  (sekwencja a), częstotliwość przełączania kluczy 1,5 kHz



Rys. 14. Napięcie wejściowe fazowe (rysunek górny) i prąd zasilający (rysunek dolny) urządzenie. Praca urządzenia z indukcyjnym  $\cos \varphi$  (sekwencja b), częstotliwość przełączania kluczy 1,2 kHz



Rys. 15. Napięcie wejściowe fazowe (rysunek górny) i prąd zasilający (rysunek dolny) urządzenie. Praca urządzenia z pojemnościowym  $\cos \varphi$  (sekwencja a), częstotliwość przełączania kluczy 1,5 kHz

regulację wielkości mocy biernej generowanej/pobieranej, a zmiana jej wartości może się dokonywać z dużą dynamiką.

Ponadto, ze względu na wysoką częstotliwość napięcia zasilającego baterię kondensatorów, bateria ta będzie miała małe gabaryty

oraz niską cenę. Wykorzystanie w urządzeniu (PM) do przekształcania napięcia z częstotliwości sieciowej na częstotliwość dużo wyższą oraz jego wielofazowa struktura spowodują, że stanie się ono z punktu widzenia sieci źródłem harmonicznych wysokiego rzędu (łatwych do odfiltrowania). Zwiększenie liczby faz baterii kondensatorów (liczby wyjść PM) pozwala ograniczyć emitowane zakłócenia (zwiększa to rząd i ogranicza amplitudę harmonicznych w spektrach przebiegów) oraz zmniejszyć prądy poszczególnych kluczy w PM i prądy kondensatorów.

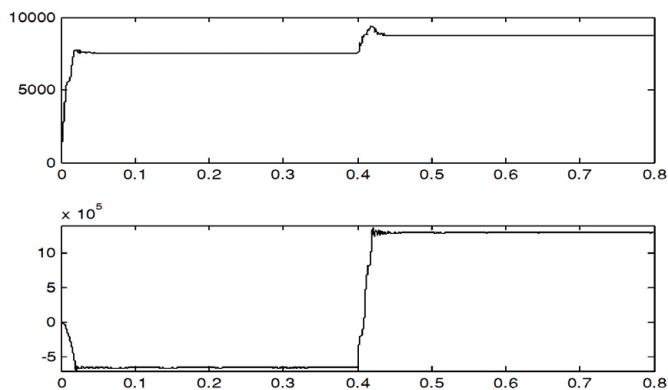
### Bibliografia

1. Bąchorek W. i in., Optimization Criteria for Reactive Power Compensation in Distribution Networks, *Acta Energetica* 2014, No. 4/21, s. 140–148.
2. Kowalak R., Przeciwdziałanie układów SVC rozwojowi awarii napięciowej, *Acta Energetica* 2011, No. 2/7, s. 5–11.
3. Lubośny Z., Klucznik J., Dobrzyński K., The Issues of Reactive Power Compensation in High-voltage Transmission Lines, *Acta Energetica* 2015, No. 2/23, s. 102–108.
4. Bałkowski B., Nowoczesna kompensacja mocy biernej i wyższych harmonicznych z wykorzystaniem kompensatorów dynamicznych STATCOM i EFA, *Acta Energetica* 2010, No. 3/5, s. 5–11.
5. Kowalak R., Małkowski R., Shunt Compensator as Controlled Reactive Power Sources, *Acta Energetica* 2011, No. 1/6, s. 13–20.
6. Kowalak R., Resonant Conditions in a Node with an SVC Compensator, *Acta Energetica* 2016, No. 3/28, s. 70–75.
7. Rodriguez J. i in., A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2012, Vol. 59, No. 1, s. 58,70.
8. Sieńko T., Sobczyk T.J., Matrix converter control for applications to multi-phase high-speed microgenerators, *Archives of Electrical Engineering* 2004, No. 53 (2), s. 217–228.
9. Sobczyk T.J., Sienko T., Matrix converters control for high speed generators, *Electric Machines and Drives*, 2005 IEEE International Conference on, 1975–1980.
10. Sobczyk T.J., Sienko T., Danilewicz J.B., Study of asymmetrical regimes in matrix converters for multi-phase high speed generators, *Power Tech*, 2005 IEEE Russia, 1–6.
11. Sobczyk T.J., Sienko T., Application of matrix converter as a voltage phase controller in power systems, *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2006.
12. Sienko T., Szczepanik J., Sobczyk T.J., Voltage phase controller for power systems, *Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007.
13. Szczepanik J., Sieńko T., The Study of Implementation of Multiphase Matrix Converter in Power Systems, *Przegląd Elektrotechniczny* 2013, r. 89, nr 8.



This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 64–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 16. Wartość skuteczna napięcia fazowego na zaciskach urządzenia do kompensacji mocy biernej (rysunek górny) i mocy biernej przez nie generowanej (rysunek dolny). W chwili 0,4 [s] następuje skokowa zmiana sekwencji sterującej PM z b) na a) i częstotliwości przełączania kluczy z 1,2 [kHz] na 1,5 [kHz]

14. Holtsmark N., Molinas M., Reactive power compensation capability of a matrix converter-based FACTS device, 2011 IEEE Trondheim PowerTech, Trondheim, 2011, s. 1–6.
15. Holtsmark N., Molinas M., Reactive power compensation using an indirectly space vector-modulated matrix converter, 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari 2010, s. 2455–2460.
16. Shadmand M. i in., Model Predictive Control of a Capacitorless Matrix Converter Based STATCOM, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 2017, Vol. 5, Issue 2.
17. Rząsa J., Przekształtnik matrycowy jako generator mocy biernej w sieci elektroenergetycznej, *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej* 2007, z. 30 (247), s. 59–69.
18. Sieńko T.P., 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, 11.07.2014.

### Tomasz Paweł Sieńko

dr

e-mail: sienko77@o2.pl

Politechnika Krakowska

Adiunkt 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 pracę instalacji nn.

### Jerzy Wojciech Szczepanik

dr

e-mail: jerzy\_szczepanik@hotmail.com

Politechnika Krakowska

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.