

Power Electronics Building Blocks for implementing Smart MV/LV Distribution Transformers for Smart Grid

Author

Marek Adamowicz

Keywords

Smart Grid, distribution transformer, power electronics

Abstract

With an observed increase in the involvement of active consumers in activities aimed at improving energy efficiency and increasing interest in producing energy from renewable sources, there is a need for the development of new technologies enabling the distribution network operators to offer new services and functionalities. Smart MV/LV distribution transformers are characterized by a compact three-stage design, including an input stage in the form of a controlled power electronic AC-DC converter on the MV side, intermediate stage in the form of a DC-DC converter with isolation implemented at high frequency and an output stage in the form of controlled power electronic DC-AC converter on the LV side. Topologies and functionalities of basic subsystems of smart distribution transformer are discussed in the paper using the Power Electronics Building Blocks concept. The recent results of investigations carried out at Gdańsk University of Technology are also presented.

DOI: 10.12736/issn.2300-3022.2014401

1. Introduction

In recent years power electronics has become one of the most modern development directions in electrical engineering [1]. The scale of development of this field of science and technology, otherwise known as high-power electronics and digital power processing, can be compared only with the rapid development of computer technology at the end of the 1990s, and continued in the past decade. There are three main reasons for this rapid development of power electronic devices:

- growing demand from the industry and power sectors [2, 3]
- increasing level of the technological development of semiconductor and magnetic materials [4–8]
- development of microprocessor technology, particularly the engineering of high-speed signal processors and development of new topologies and control methods for semiconductor devices and circuits [9, 10].

The growing demand for power electronic systems also results from the increasingly active involvement of consumers, both large enterprises and small consumers, i.e. prosumers, primarily in activities aimed at improving energy use efficiency. The continuously growing interest in electricity generation from renewable energy sources (RES) also has some impact.

In smart grids, through the use of power electronic devices, RES systems, as well as interoperable with power grids charging systems for electric vehicles, the so called V2G vehicle to grid systems may become new elements of the voltage and reactive

power control system. The smart MV/LV distribution transformer with a modular design [9, 11] shown in Fig. 1 is an example of a power electronic interface with unprecedented capabilities of power flow control in conventional transformers and smooth adjustment of grid voltage parameters.

The smart MV/LV distribution transformer solution with a modular three-stage structure shown schematically in Fig.1a and in detail in Fig. 1b–1d, is oriented especially for connecting prosumers and RES owners [3]. Every stage of the multi-level, 3-phase AC-DC converter described in Fig. 1b comprises cascaded transistor H-bridges, and allows generation of sinusoidal voltage on the MV side, at a relatively small size of the passive filter. The intermediate stage DC-DC converter shown in Fig. 1c is used to connect each transistor H-bridge on the MV side with the common intermediate circuit of DC-AC converter on LV side. Dual active bridge (DAB) DC-DC converter, consisting of two IGBT H-bridges and the high-frequency transformer, is the key component of the smart distribution transformer. Properly controlled it provides galvanic isolation between MV and LV sides, voltage transformation, and two-way energy flow controllability. The latter property fulfils the basic requirement for active distribution networks. The high-frequency switching of the DC-DC converter's transformer allows obtaining a small size of the transformer cores and related magnetic elements. Owing to the capacitor energy storages in the intermediate circuits, the active stages, AC-DC on the MV side and DC-AC on the LV side, enable reactive power compensation

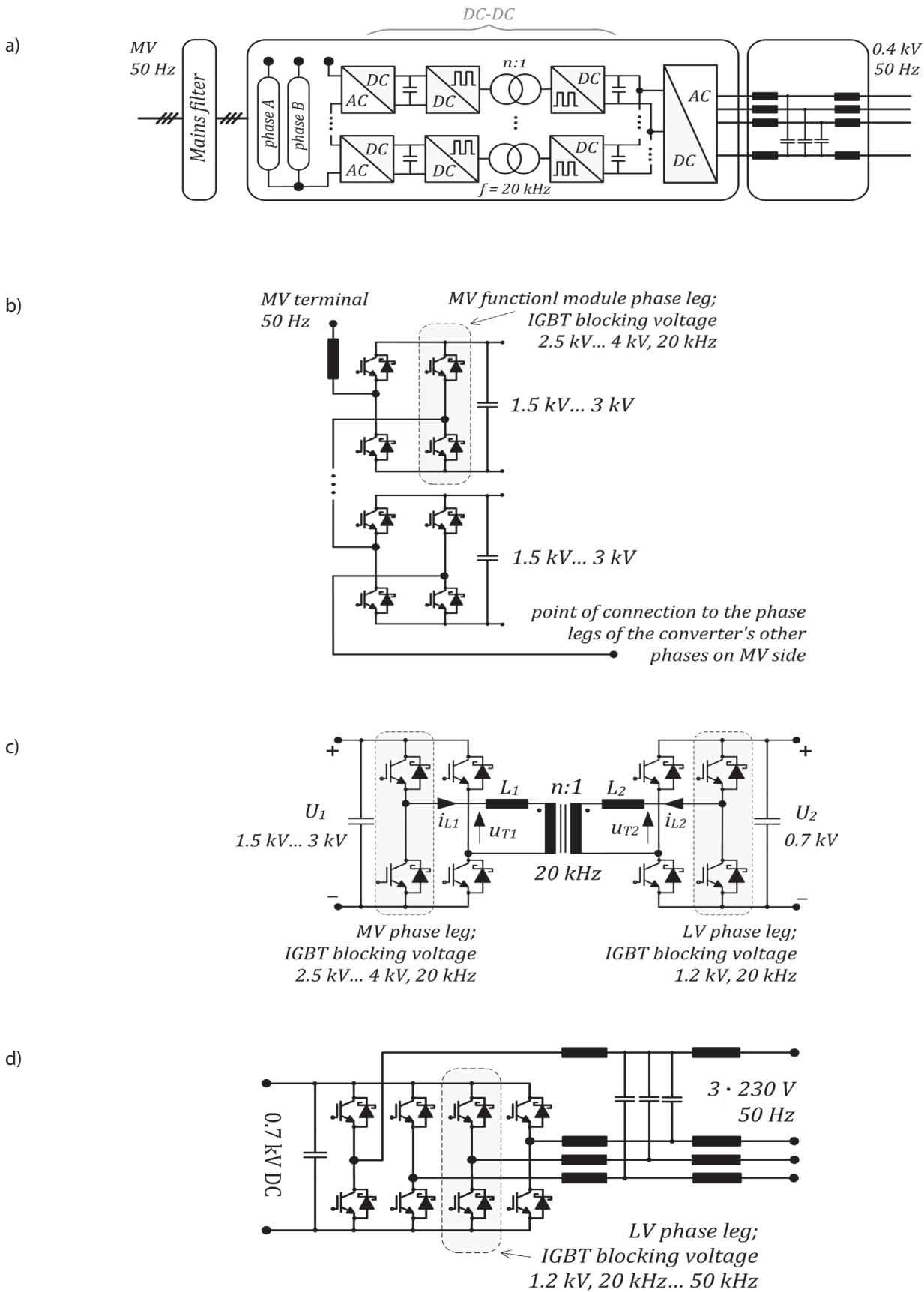


Fig. 1. Smart MV/LV distribution transformer: diagram (a), AC-DC phase branch on MV side consisting of series-connected transistor H-bridges (b) intermediate DC-DC stage with high frequency transformer connected on one side to each bridge of MV phase branch, and on the other side to a common DC-AC converter on LV side (c), DC-AC converter on LV side (d)

and continuous adjustment of voltage parameters in the event of load changes, as well as changes in the connected RES units' output power. With its controllable power electronic systems, the smart MV/LV distribution transformer can therefore be used as the basic actuator in the process of active and reactive power control and adjustment in passive of distributed generation systems. At the same time the smart distribution transformer provides protection of connected loads and RES sources against grid faults, especially quick, deep voltage sags.

2. Basic topologies of functional modules

2.1. Modular concept of power electronic converter design

Basic requirements for power electronic devices proposed for new applications in the energy sector include reliability of operation, and high efficiency of energy conversion. The need for unification and standardization of new devices that would be installed in active power grids has become another open problem in the face of huge diversity of voltage and/or active and reactive output power levels. This refers not only to connected RES systems, but also the unexpected extent of changes in loads of appliances with two-way energy flow, such as V2G charging stations. A solution may be the concept of appliances with different power and voltage levels, made up of uniform power electronic functional modules, the so called Power Electronics Building Blocks, PEBB [12, 13]. Such an approach, however, requires careful analysis and consideration of a number of aspects relating to requirements, functionality and the current state of technology. One of the technological aspects of the smart distribution transformers design is to provide a sufficiently high frequency of semiconductor devices switching that allows to use modern magnetic materials with small size cores, and a sufficiently high efficiency of the voltage transformation process. Due to advances in the silicon based (Si) semiconductor technology high-speed IGBT transistors, e.g. NPT IGBT, with blocking voltages up to 4 kV and switching frequency 20 kHz and higher are now commercially available [7]. In turn, commercially available high-performance semiconductor devices made of silicon carbide (SiC), a new semiconductor material with a much better specification than silicon, are now available with blocking voltage 1.7 kV. Development of power electronic devices for new applications in the power sector is also associated with the selection of control systems and circuits, communication systems, insulation materials, and passive components, capacitors especially, for high voltages, capable of operation with high-rate variable currents of large amplitudes. The unification and uniform description of PEBB functionality have been attempted in some studies, such as [12–15]. PRBB modules integrate in their structures:

- power semiconductor devices
- passive components, e.g. capacitors and filters
- magnetic elements, e.g. high-frequency transformers and reactors
- gate control circuits
- control cards with DSPs, ARM processors
- electronics interfaces

- measuring systems
 - communication systems
 - other configurations, depending on the designed functionality.
- The various subsystems of a PEBB module with power semiconductor devices made of silicon, can be grouped, in terms of requirements for the control, signal changes dynamics, and required functionality, in five separate groups, with corresponding control and adjustment layers [13–15]:

- **system layer** – its functions are closely related a PEBB module's intended application, i.e. the system in which it will operate, or a device pf which it will be a component. It is responsible for slow – variable processes with transient durations over 10 ms (grid voltage half-cycle). In the case of a smart MV/LV distribution transformer these processes are: transformation of MV distribution grid to the level at prosumer or RES interconnection point, improvement of voltage quality on the MV side, and, optionally, management of external systems connected to DC bus (storages, RES, V2G)
- **supervisory control layer** – responsible for processes with durations ranging from 1 ms to 1 s. As regards smart distribution transformers they include: adjustable amplitude and frequency control (MV and LV sides) of the 3-phase voltage, voltage symmetrisation (MV side), reactive power compensation (MV side), compensation or active filtration of higher harmonics in the grid (MV side), and optional energy storage management
- **voltage conversion control layer** – responsible for processes with durations $\approx 10 \mu\text{s}$ –1 ms. The lower duration limit is related to the control processor rate, including primarily the programme execution time at interrupt. This time will vary depending on whether the voltage conversion is single-stage (AC-DC, DC-DC, DC-AC, AC-AC) or multi-stage (e.g. AC-DC-DC), and whether at the interrupt any advanced algorithms, such as differential equations of grids' electromotive force observer, are executed. The layer includes phase locked loop (PLL), output voltage and current control (controller equations), and control of the offset angle between primary and secondary transformer voltages (in DC-DC isolated converter)
- **semiconductor devices switching control layer** – for processes with durations in the range $\approx 1 \mu\text{s}$ –10 ms. This includes calculation of semiconductor devices' duty cycles, determination of switching times using pulse width modulation (in 3-phase AC-DC and DC-AC converters)
- **hardware control layer** – for dynamic processes with the shortest transient durations in range $\approx 100 \text{ ns}$ –1 μs . It is related to the transistor control gate signals formation processes by way of safe switching assurance (reduction of current and voltage rise rates di/dt and dv/dt), semiconductor devices protection from damage, fault signals support, and measurement signals formation.

Where a PEEB module includes silicon carbide transistors, the hardware control layer covers much shorter transient durations – of tens ns [16]. A PEEB module design should also provide communication between the layers, using appropriate communication interfaces. Communication signals within the PEEB module can be divided into [14]:

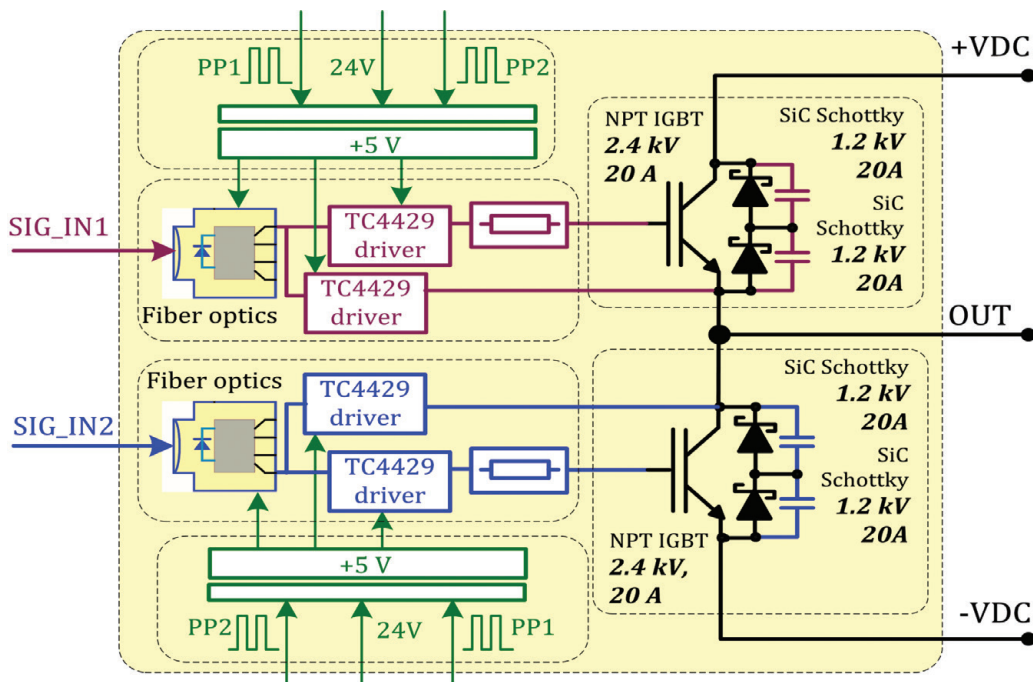


Fig. 2. Diagram of the IGBT 2.4 kV, 20 A half-bridge with silicon carbide (SiC) Schottky freewheeling diodes developed as the smallest basic PEEB module for the implementation of a smart distribution transformer's MV side

- control signals and fault marker service marks related to the layer's basic tasks and functionalities
- setpoint signals and state variable status signals, related to the subsystem described by the layer, or the power electronic device as a whole
- measurement signals generated in analogue-digital conversion processing.

Information within the PEEB module can circulate in a hierarchical manner, e.g. from the lowest to highest layer, or bidirectionally between pairs of layers.

2.2. Half-bridge module with fast IGBT 2.4 kV transistors

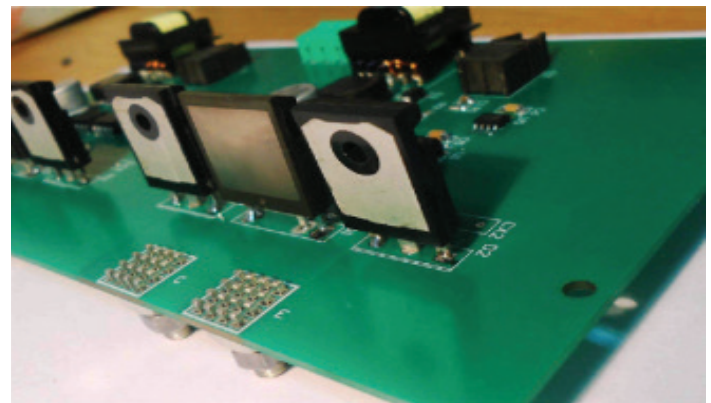
In the reference literature the PEEB concept is used to describe phase branches with controlled power semiconductor devices – transistors with integrated gate control circuits, and with freewheeling diodes. A single phase leg in the form of IGBT half-bridge with specific parameters, such as blocking voltage, rated current, switching frequency, may provide the basis for a number of power electronic converters, such as:

- transistor H-bridge (Fig. 1b) – for, inter alia, AC-DC and DC-AC multi-level converters, isolated DC-DC converters (Fig. 1c)
- 3-phase, bi-directional DC-AC converter (inverter/rectifier), four-leg (Fig. 1d) or three-leg
- DC-DC converter – boosting or bucking voltage, for example in connected additional energy storages.

Fig. 2 schematically shows the IGBT 2.4 kV, 20 A half-bridge module together with integrated gate control circuits developed in the author's team as the smallest basic PEEB module for the

implementation of smart distribution transformer subsystems on the MV side.

a)



b)

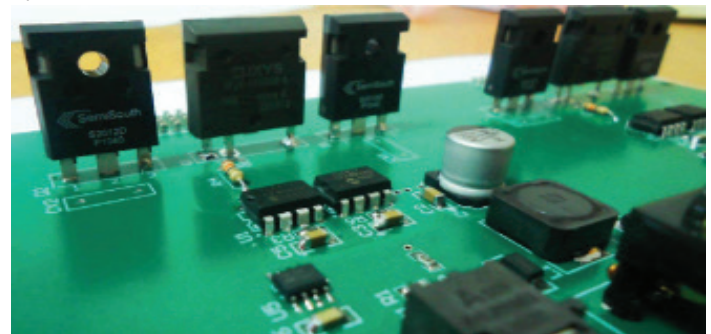


Fig. 3. View of the IGBT 2.4 kV, 20 A half-bridge with silicon carbide (SiC) Schottky freewheeling diodes and integrated gate control circuits (with heat sink removed)

To form the voltage signal to control IGBTs in the hardware control layer a standard TC4429 driver was used. It is a driver with an output current of 6 A that reverses the sign of the control signal (SIGN_IN1, SIGN_IN2), because of the applied fibre optic communication system as the HFBR2528Z fibre-optic receivers also reverse the control signal phase. The TC4429 driver's input is in TTL standard and matched to the fibre-optic receiver output. The driver propagation delay is only 55 ns, and the control signal's dynamic change times are in the order of 25 ns. Fig. 3 shows a view of the IGBT half-bridge with fast recovery silicon carbide (SiC) Schottky freewheeling diodes and integrated gate control circuits. Its high voltage IXLF19N250A-type NPT IGBT transistors with a very low total charge accumulated at the gate ($Q_G = 142 \text{ nC}$ at switching 1.5 kV), feature a short switching-on time $t_{d(on)} + t_r = 150 \text{ ns}$ and relatively short switching-off time $t_{d(of)} = 600 \text{ ns}$ and $t_f = 250 \text{ ns}$.

The energy loss at switching the transistor on depends on the charge accumulated in the freewheeling diode. The two serially connected 1.2 kV silicon carbide Schottky diodes with almost zero total charge, used as the IGBT transistor's freewheeling diodes allow switching it on with no loss. Switching losses will therefore depend only on the energy loss at switching the IGBT off. To reduce these losses the transistors are switched off with

negative gate voltage. Power $P_{GATE(on)}$ loss in the IGBT gate at switching-on voltage $U_{G(on)} = 15 \text{ V}$ and switching frequency $f_s = 20 \text{ kHz}$ is:

$$P_{GATE(on)} = U_{G(on)} \cdot Q_G \cdot f_s = 15 \cdot 142 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,043 \text{ W} \quad (1)$$

By using two-sided FR4 laminate with thickened 70 micron copper layer for connections between the transistors and diodes, a high degree of the IGBT half-bridge's integration was achieved. Fig. 3a shows 16-pin high-current output terminals. Fig. 4 shows an example of the waveforms at switching the IGBT on and off in the developed half-bridge at 1.5 kV and 10 A. It should be noted that during laboratory tests satisfactory results were obtained also at switching 2 kV voltage.

2.3. Isolated DC-DC converter module with high frequency transformer

The basic half-bridge IGBT module discussed above does not have the feature of galvanic isolation of the input and output voltages. This function is performed by the isolated DC-DC converter as a PEEB module.

The isolated DC-DC converter's essential components, which determine its performance and size, are transistor H-bridges, each consisting of two IGBT half-bridges, and a 20 kHz transformer. The dual active bridge (DAB) DC-DC converter, as has already been indicated in the introduction, enables bi-directional power flow control by appropriate shaping of voltages and currents in the transistor bridges on primary and secondary sides. The transformer voltage and current waveforms, which will determine the whole device's design, result from the adopted method of transistor control in the voltage conversion control layer. In each of the DC-DC converter's two bridges (Fig. 1c) DC voltage U_1 at the input of the bridge on the converter's primary side, or U_2 on secondary side, is converted into a rectangular pulse train with frequency of 20 kHz and, depending on the control, with constant or modulated width. The transferred power depends on the mutual phase shift between voltages of the side transistor bridges on primary and secondary sides. In the simplest case, when the voltage pulse duty cycle is fixed at 50%, the converter power can be described by the relation:

$$P = \frac{U_1 \cdot (U_2 / n) \cdot \phi \cdot (\pi - \phi)}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_s \cdot (L_1 + L_2)} \quad (2)$$

where:

ϕ [rad] – offset angle between rectangular bridge voltages on primary and secondary sides, n – transformer ratio, f_s – transistor switching frequency.

Additional inductances L_1 and L_2 connected in series in the transformer circuit on primary and secondary sides, while accumulating energy allow controlling the power flow on the one hand, and on the other hand they reduce the rise rate of currents in the transformer windings.

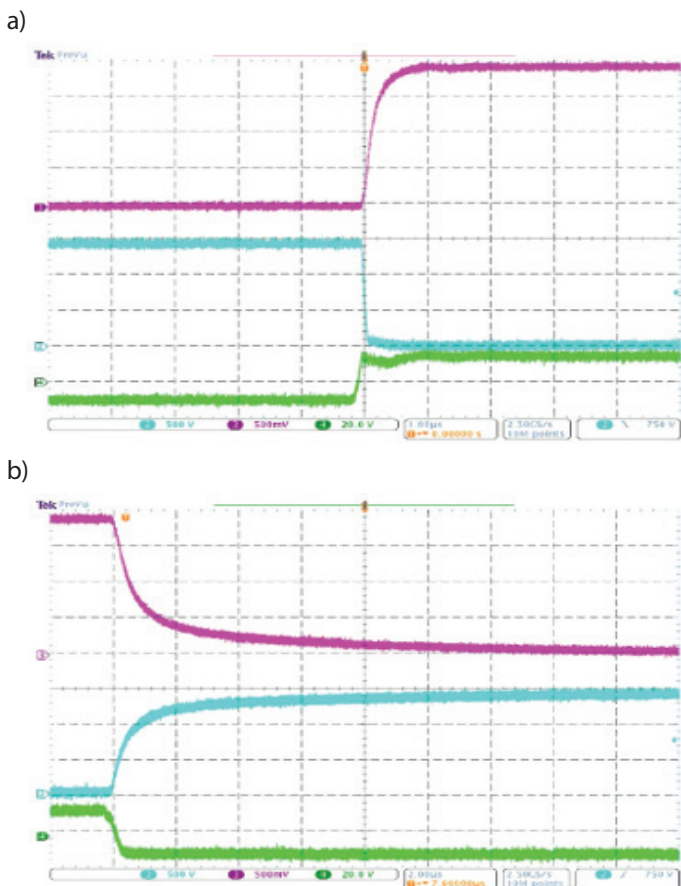


Fig. 4. Waveforms obtained for the IGBT half-bridge at switching-on (1 ms/div) (a) and switching-off (2 ms/div) (b) the high-voltage IXLF19N250A transistor From top: current (2.5 A/div), transistor voltage (500 V/div), and gate voltage at the (20 V/div)

The DC-DC converter control should preclude saturation of the transformer core. Core magnetisation is a function of the volt – second applied to the transformer windings, which for rectangular voltage waveforms can be easily determined by multiplying the transformer winding voltage amplitude by the voltage rectangle duration. Depending on the DC-DC converter transistor's operating frequency and the applied control methods (with or without width modulation of rectangular voltage pulses), the core material is selected from the following [17]:

- ferrite core – relatively the cheapest
- amorphous core – with the highest saturation flux density B_{sat}
- nanocrystalline core – with the relatively smallest losses.

In cheaper ferrite cores saturation is avoided by gluing multiple cores together (to increase the resultant cross-sectional area), and by increasing the number of turns in accordance with the relation:

$$\Delta B = \frac{\lambda}{2 \cdot N \cdot A_c} \quad (3)$$

where:

ΔB – amplitude of magnetic flux density changes, λ – volt-second [V·s], N – number of turns, A_c – core cross-sectional area.

On a laboratory bench a DC-DC converter was tested, with a 40 kW 1100 V high frequency transformer with a N97-type nanocrystalline core [18] made up of four cores with cross-sections $A_e = 840 \text{ mm}^2$ and resultant rated flux density $B_{max} = 250 \text{ mT}$ that occurs at volt-second 0.037 Vs.

For the tested core the rated magnetisation occurred when supplied with rectangular voltage with an amplitude of 1100 V and frequency of 30 kHz, at rectangular pulse duty cycle $D = 1$. Lowering of the transistors' operating frequency, which allows, for example, reducing the losses where heat dissipation is obstructed, for the tested core requires voltage pulse width modulation. For example, at 20 kHz the tested core's rated magnetisation was obtained for rectangular voltage pulse duty cycle $D = 0.667$.

a)

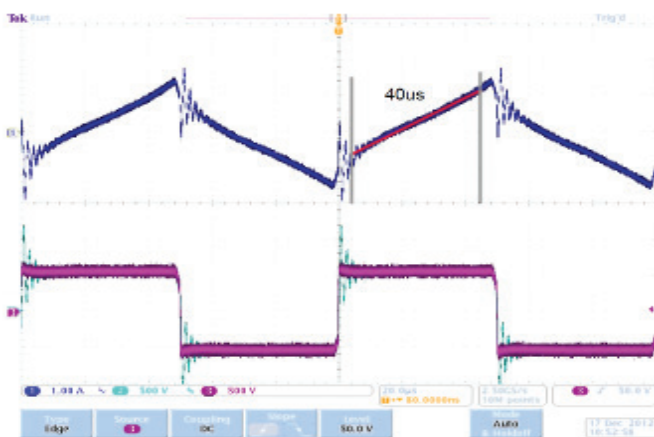


Fig. 5 shows the effect of lowering the transistors' operating frequency on volt-second increase, and thus on increase in the tested transformer core magnetisation. In the test the voltage on the DC-DC converter secondary side was 550 V. The transformer was unloaded, which confirms the lack of relationship between load current and saturation occurrence. At a given constant DC voltage, with decreasing frequency increases the volt-second applied to the transformer windings. At transformer transistors operating frequency $f_s = 10 \text{ kHz}$ Fig. 5a shows an almost linear transformer current slope, whereas at frequency 6.67 kHz Fig. 5b shows the characteristic bend of the transformer secondary current curve, which evidences the transformer core's saturation. In order to minimize the losses and optimally utilise the transformer core, transistor control may be implemented in the isolated DC-DC converter with switching frequency changes in function of the load and concurrent duty cycle D control of the rectangular voltage pulses. Operating frequency of the transistors as a function of the load can then be determined in the supervisory control layer. As with increasing frequency grow losses in the DC-DC converter's transistor bridges, at the transformer nominal load the switching frequency cannot be too high. It should be borne in mind that in the isolated DC-DC converter connected in series to the transformer windings are additional inductances that store energy and enable power transmission. Under heavy load, the current in the transformer also causes voltage drops on the additional inductances L_1 and L_2 , connected in series to the transformer windings. At the rated load the voltage drops on the additional inductances significantly reduce the volt-second applied to the transformer windings.

Fig. 6 shows waveforms of the voltage on the inverter's secondary side bridge and the transformer's secondary winding, and of the secondary current, for two voltage phase shift angles: $\phi = 0.5 \text{ rad}$ and $\phi = 0.62 \text{ rad}$, at DC voltage on LV side 700 V and transistor operating frequency 20 kHz.

As shown in the waveforms, with increasing offset angle ϕ between voltages of the DC-DC converter's primary and

b)

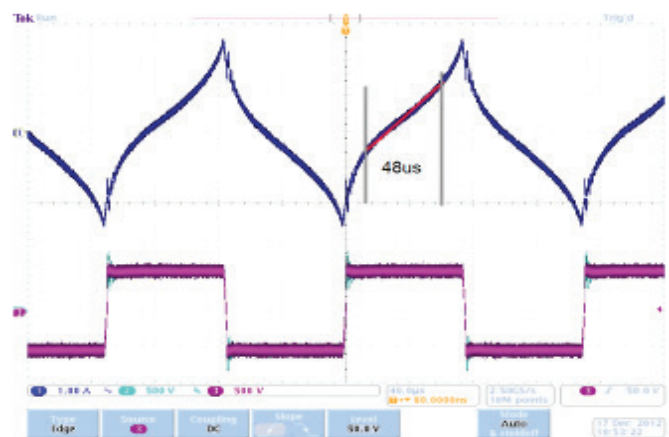


Fig. 5. Waveforms of current (1 A/div) and voltage (500 V/div) on secondary side of the DC-DC converter's transformer during idling at frequency 10 kHz (20 ms/div) (a) and frequency 6.67 kHz, with visible transformer saturation (40 ms/div) (b)

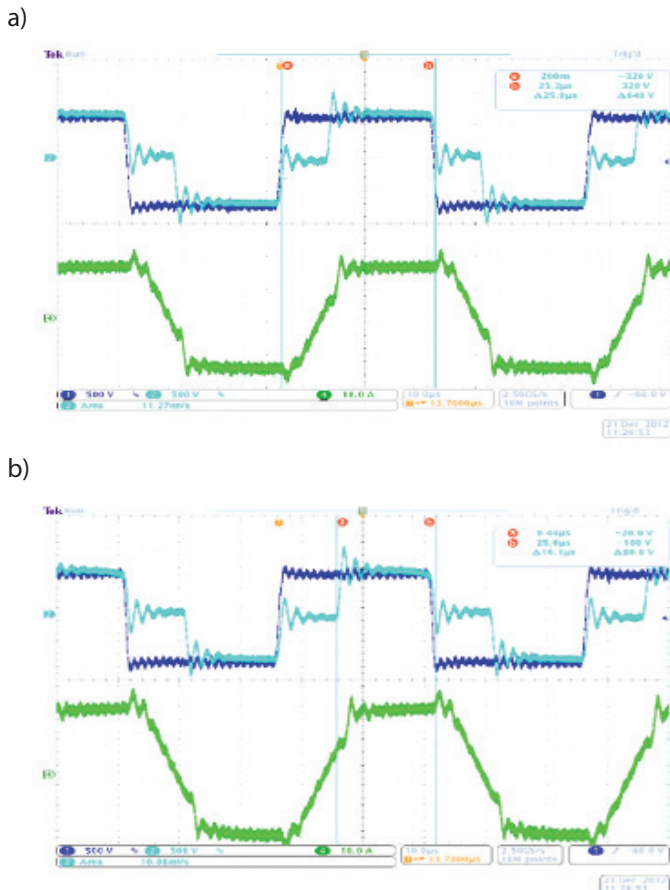


Fig. 6. Waveforms of voltages on secondary side bridge (500 V/div), and on transformer secondary windings (500 V/div), and of transformer secondary current (10 A/div) of loaded DC-DC converter, operating at frequency 20 kHz and phase shift angles: $\phi = 0.5$ rad (a) and $\phi = 0.62$ rad (b)

secondary side bridges, increases also the transformer current and transmitted power. Also increases the voltage drop on the secondary side inductance $L_2 = 70 \mu\text{H}$, thereby reducing the volt-second applied to the transformer windings. In the test shown in Fig. 5 the phase shift angle increase of 0.12 rad has caused the increase in the secondary-side current amplitude of more than 3.5 A, and the volt-second decrease of 0.014 V s, i.e. 11%.

3. Conclusions

It would be beneficial if the now developed smart MV/LV distribution transformers were of modular design. Implementation of the power electronics building blocks concept proposed in recent years in the reference literature for a description of smart MV/LV distribution transformer's various subsystems may facilitate its engineering, and, in the future, unification and standardization for the purposes of distribution network operators. The paper presents a smart MV/LV distribution transformer's two elementary subsystems: IGBT 2.5 kV, 20 A half-bridge module with fast recovery SiC Schottky freewheeling diodes and integrated gate control circuits, and DC-DC converter module that ensures

isolation and bi-directional power flow control. To describe the two subsystems the power electronics building blocks concept was used.

REFERENCES

1. Benysek G. et al., Power Electronic Systems as a Crucial Part of Smart Grid Infrastructure – A Survey, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences*, Vol. 59, No. 4, Dec. 2011, pp. 455–473.
2. Czyżewski R., Babs A., Madajewski K., Smart grids – selected objectives and directions of distribution system operator actions, *Acta Energetica* 2011, No. 8, pp. 31–35.
3. She X. et al., On Integration of Solid-State Transformer with Zonal DC Microgrid, *IEEE Transactions On Smart Grid*, Vol. 3, No. 2, June 2012, pp. 975–985.
4. Aggeler D., Biela J., Kolar J.W., Solid-State Transformer Based on SiC JFETs for Future Energy Distribution Systems, Proceedings of the Smart Energy Strategies Conference (SES '08), Zurich, Switzerland, Sep. 8–10, 2008
5. Wang J. et al., Smart Grid Technologies. Development of 15-kV SiC IGBTs and Their Impact on Utility Applications, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, June 2009, pp. 16–25.
6. Adamowicz M. et al., Performance Comparison of SiC Schottky Diodes and Silicon Ultra-Fast Recovery Diodes, Proc. IEEE Conf. CPE (2011), June 1–3 [CD-ROM].
7. Discrete IGBTs, Very High Voltage NPT IGBTs (2500 V – 4000 V) [online], <http://ixdev.ixys.com/>.
8. Mühlethaler J.M. et al., Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics* 2012, Vol. 27, No. 2, pp. 964–973.
9. Zhao T. et al., Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer, *IEEE Transactions on Power Electronics* 2013, Vol. 28, No. 4, pp. 1523–1532.
10. Jain A.K., Ayyanar R., PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification, *IEEE Transactions On Power Electronics* 2011, Vol. 26, No. 4, pp. 1215–1227.
11. Adamowicz M., Smart MV/LV distribution transformer for Smart Grid with active prosumer participation, *Acta Energetica* 2012, No. 3, pp. 4–9.
12. Ericson T. et al., PEBB – Power Electronics Building Blocks, from Concept to Reality, Proc. IET Conf. on Power Electronics, Machines and Drives, 2006, pp. 12–16.
13. Adamowicz M., Strzelecki R., Krzemiński Z., Hybrid High-frequency-SiC and Line-frequency-Si based PEBB for MV Modular Power Converters, Proc. 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON (2012), Montreal, Canada.
14. IEEE Guide for Control Architecture for High Power Electronics (1 MW and Greater) Used in Electric Power Transmission and Distribution Systems IEEE Std 1676-2010, 2011, pp. 1–47.
15. Monti A., Ponci F., PEBB Standardization for High-Level Control: A Proposal, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2012, Vol. 59, No. 10, pp. 3700–3709.

16. Adamowicz M. i in., Układy sterowania bramkowego tranzystorów z węgliku krzemu SiC JFET w falownikach napięcia [Gate control circuits for SiC JFETsilicon carbide transistors in voltage inverters], *Przełqd Elektrotechniczny* 2012, Vol. 88, No. 4B, pp. 1–6.
17. Ortiz G., Biela J., Kolar J.W., Optimized design of medium frequency transformers with high isolation requirements, Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON 2010, pp. 631–638.
18. Stadler A., Gulden C., Improved thermal design of a high frequency power transformer, European Conf. on Power Electronics and Applications EPE 2011, pp. 1–9.

ACKNOWLEDGEMENTS

This study was partially completed under a Research Grant funded by Energa SA.

The author also wishes to express special thanks to Mr. Jędrzej Pietryka, MSc. Eng., a PhD student of Gdańsk University of Technology, Department of Electrical and Control Engineering, for his contribution to, and assistance in, the laboratory research.

Marek Adamowicz

Gdańsk University of Technology

e-mail: madamowi@ely.pg.gda.pl

An assistant professor in the Department of Mechatronics and High Voltage Engineering, Gdańsk University of Technology. He managed the LIDER project concerning AC-AC converters with silicon carbide power semiconductor devices for wind power plants in the first program for the development of young researchers of the National Centre for Research and Development (2010–2012). The winner of the Energa SA competition for a research grant awarded to the study on a solution of smart MV/LV distribution transformer for smart grid (2012). His research interests include: development of new converter systems for MV distribution grids, control methods for wind power plants and MV electric drives with bidirectional energy flow.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6–13. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Energoelektroniczne moduły funkcjonalne dla realizacji inteligentnych transformatorów dystrybucyjnych SN/nn dla sieci Smart Grid

Autor

Marek Adamowicz

Słowa kluczowe

inteligentne sieci energetyczne, transformator dystrybucyjny, energoelektronika

Streszczenie

Przy coraz większym zaangażowaniu aktywnych odbiorców w działania mające na celu poprawę efektywności wykorzystania energii oraz wzroście zainteresowania wytwarzaniem energii z odnawialnych źródeł konieczne staje się opracowanie rozwiązań technologicznych, które umożliwią operatorom sieci dystrybucyjnych rozwój nowych usług i funkcjonalności. W odróżnieniu od konwencjonalnych transformatorów, inteligentne transformatory dystrybucyjne, będące w fazie opracowań, wykorzystują w swej budowie szybkie przyrządy półprzewodnikowe dużej mocy i obwody magnetyczne wysokiej częstotliwości, zapewniając sterowanie dwukierunkowym przepływem energii oraz płynną regulację parametrów napięcia sieci. Z założenia inteligentne transformatory dystrybucyjne charakteryzują się budową modułową. W artykule autor omówił podstawowe energoelektroniczne moduły funkcjonalne, z których realizowane są inteligentne transformatory dystrybucyjne, oraz przedstawił wyniki badań prowadzonych na Politechnice Gdańskiej nad budową modelu inteligentnego transformatora.

1. Wstęp

W ostatnich latach jednym z najnowocześniejszych kierunków rozwoju elektrotechniki stała się energoelektronika [1]. Skala rozwoju tej dziedziny nauki i techniki, nazywanej inaczej elektroniką wielkich mocy oraz cyfrowym przetwarzaniem energii (ang. *power processing*), można porównać jedynie z burzliwym rozwojem technologii komputerowej w końcówce lat 90. ubiegłego wieku, kontynuowanym w minionej dekadzie.

Wśród głównych przyczyn tak szybkiego rozwoju urządzeń energoelektronicznych można wskazać trzy podstawowe:

- rosnące zapotrzebowanie ze strony przemysłu i energetyki [2, 3]
- rosnący poziom rozwoju technologii materiałów półprzewodnikowych oraz magnetycznych [4–8]
- rozwój technologii mikroprocesorowej, zwłaszcza opracowanie szybkich procesorów sygnałowych oraz nowych topologii i metod sterowania przyrządami i układami półprzewodnikowymi [9, 10].

Rosnące zapotrzebowanie na układy energoelektroniczne wynika również z coraz większego zaangażowania aktywnych odbiorców energii, zarówno dużych przedsiębiorstw, jak i małych odbiorców, prosumentów, przede wszystkim w działania mające na celu poprawę efektywności wykorzystania energii. Wpływ ma również nieustanny wzrost zainteresowania wytwarzaniem energii z odnawialnych źródeł (OZE).

W inteligentnych sieciach energetycznych (ang. *Smart Grid*) dzięki zastosowaniu urządzeń energoelektronicznych układy OZE, a także współpracujące z siecią systemy ładowania pojazdów elektrycznych V2G (ang. *vehicle to grid*) mogą stać się nowymi elementami systemu sterowania poziomami napięć i rozpryżem mocy biernej. Przedstawiony na rys. 1 inteligentny transformator dystrybucyjny SN/nn o budowie modułowej [9, 11] jest przykładem interfejsu

energoelektronicznego o niespotykanej dotąd w konwencjonalnych transformatorach możliwości sterowania przepływem mocy oraz płynnej regulacji parametrów napięcia sieci.

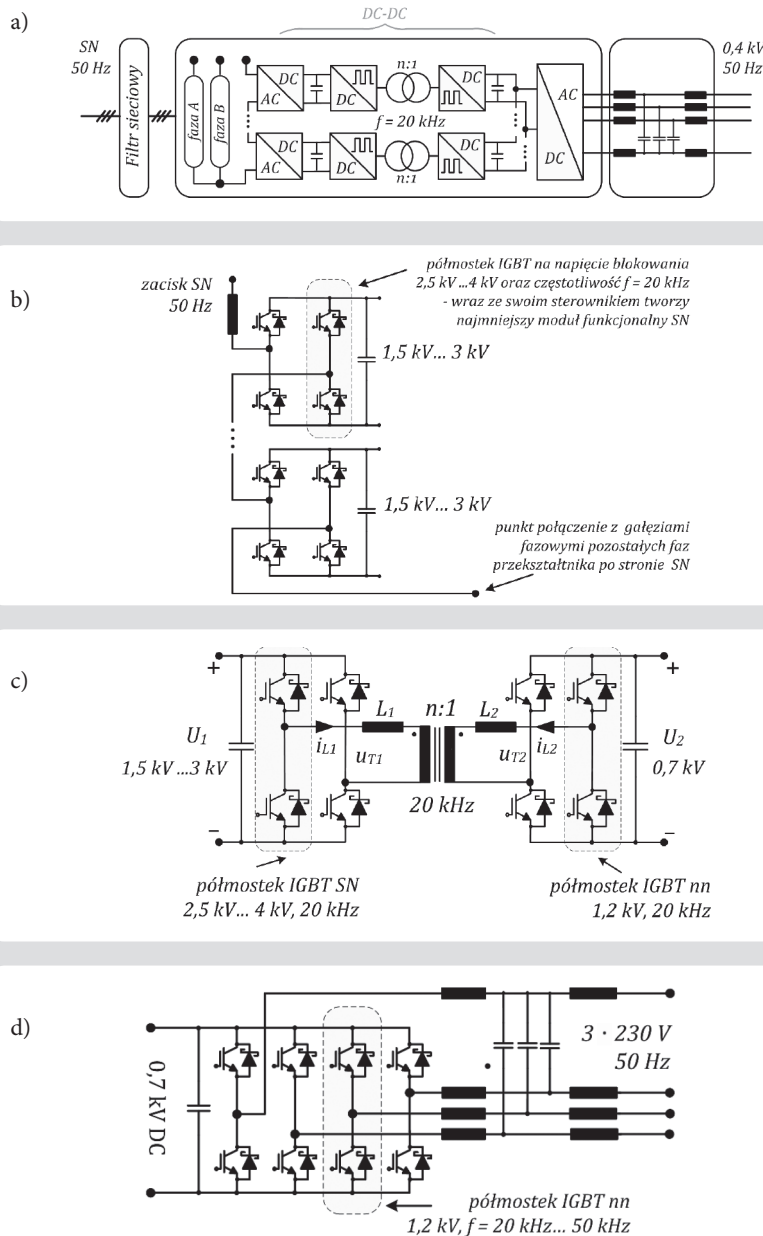
Przedstawione schematycznie na rys. 1a rozwiązanie inteligentnego transformatora dystrybucyjnego SN/nn, o budowie modułowej i trójstopniowej strukturze pokazanej w szczegółach na rys. 1b–1d, jest zorientowane zwłaszcza na przyłączanie prosumentów oraz właścicieli układów OZE [3]. Udokumentowany na rys. 1b wielopoziomowy, 3-fazowy przekształtnik AC-DC składa się w każdej fazie z połączonych kaskadowo mostków tranzystorowych typu H i pozwala na kształtowanie sinusoidalnego napięcia po stronie SN, przy stosunkowo niewielkich rozmiarach filtra pasywnego. Pokazany na rys. 1c przekształtnik DC-DC stopnia pośredniego służy do połączenia każdego z mostków tranzystorowych H po stronie SN ze wspólnym obwodem pośredniczącym przekształtnika sieciowego DC-AC po stronie nn. Izolowany przekształtnik DC-DC (ang. *dual active bridge*, DAB), zawierający dwa mostki tranzystorowe typu H oraz transformator wysokiej częstotliwości, stanowi kluczowy element inteligentnego transformatora dystrybucyjnego. Odpowiednio sterowany zapewnia izolację galwaniczną pomiędzy stronami SN i nn, transformację napięcia oraz możliwość sterowania przepływem energii w dwóch kierunkach. Ta ostatnia właściwość jest spełnieniem podstawowego wymogu stawianego aktywnym sieciom dystrybucyjnym. Zastosowanie wysokiej częstotliwości przełączania tranzystorów przekształtnika DC-DC pozwala na uzyskanie małych rozmiarów rdzeni transformatorowych i powiązanych elementów magnetycznych. Stopnie aktywne AC-DC po stronie SN oraz DC-AC po stronie nn, dzięki magazynom energii w postaci kondensatorów

w obwodach pośredniczących, dają możliwość kompensacji mocy biernej oraz płynnej regulacji parametrów napięcia zarówno w przypadku zmian obciążenia w szerokim zakresie, jak i w przypadku zmian mocy generowanej przez przyłączone źródła OZE. Dzięki zastosowaniu sterowanych układów energoelektronicznych inteligentny transformator dystrybucyjny SN/nn może być zatem wykorzystany jako podstawowy element wykonawczy w procesie kontroli i sterowania mocą czynną oraz bierną w systemach generacji rozproszonej. Inteligentny transformator dystrybucyjny zapewnia jednocześnie ochronę przyłączanych odbiorców i źródeł OZE przed występującymi w sieci zakłóceniami, zwłaszcza krótkotrwałymi, głębokimi zapadami napięcia.

2. Podstawowe topologie modułów funkcjonalnych

2.1. Koncepcja budowy modułowej przekształtników energoelektronicznych

Podstawowymi wymogami stawianymi urządzeniom energoelektronicznym, proponowanym do nowych zastosowań w energetyce, są: niezawodność działania oraz wysoka sprawność przekształcania energii. Otwartym problemem staje się również konieczność unifikacji i standaryzacji nowych urządzeń, które miałyby być instalowane w aktywnych sieciach energetycznych przy występowaniu ogromnego zróżnicowania poziomów napięć czy poziomów generowanej mocy czynnej i biernej. Dotyczy to nie tylko przyłączanych układów OZE, a także nieprzewidywanego zakresu zmian mocy odbiorów o dwukierunkowym przepływie energii, m.in. stacji ładowania V2G. Rozwiązaniem może być zastosowanie koncepcji budowy urządzeń o różnych mocach i poziomach napięć z ujednoliconych energoelektronicznych modułów funkcjonalnych (ang. *Power Electronics Building Blocks*, PEBB) [12, 13]. Takie podejście wymaga jednak wnikliwej analizy i rozpatrzenia szeregu aspektów



Rys. 1. Inteligentny transformator dystrybucyjny SN/nn: schemat (a), gałąź fazowa AC-DC po stronie SN złożona z połączonych szeregowo mostków tranzystorowych (b), stopień pośredni DC-DC z transformatorem wysokiej częstotliwości dołączany z jednej strony do każdego mostka gałęzi fazowej SN, a z drugiej połączony ze wspólnym przekształtnikiem DC-AC po stronie nn (c), przekształtnik DC-AC po stronie nn (d)

dotyczących wymagań, funkcjonalności i aktualnego stanu technologii.

Jednym z aspektów technologicznych, związanych z budową inteligentnych transformatorów dystrybucyjnych, jest zapewnienie odpowiednio wysokiej częstotliwości przełączania przyrządów półprzewodnikowych, umożliwiającej zastosowanie nowoczesnych materiałów magnetycznych o małych rozmiarach rdzeni, oraz odpowiednio wysokiej sprawności procesu transformacji napięcia. Postęp w technologii półprzewodnikowej opartej na krzemie (Si) pozwala obecnie na stosowanie dostępnych na rynku szybkich tranzystorów IGBT, np. typu NPT IGBT, o napięciach blokowania do 4 kV oraz częstotliwości przełączania 20 kHz i większej [7]. Z kolei dostępne

na rynku wydajne przyrządy półprzewodnikowe z nowego materiału półprzewodnikowego – węgla krzemu (SiC), o znacznie lepszych parametrach niż krzem, są obecnie dostępne na napięciach blokowania do 1,7 kV. Opracowanie urządzeń energoelektronicznych dla nowych zastosowań w energetyce wiąże się również z doborem systemów i układów sterowania, układów komunikacji, materiałów izolacyjnych oraz elementów pasywnych, zwłaszcza kondensatorów na wysokie napięcia, zdolnych do pracy z szybkozmiennymi prądami o dużej amplitudzie.

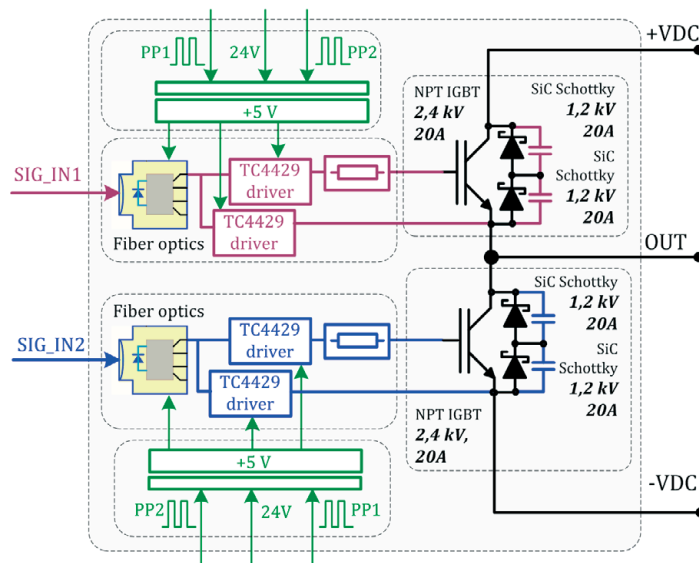
Próby unifikacji i ujednoczonego opisu funkcjonalności energoelektronicznych modułów funkcjonalnych zostały podjęte m.in. w pracach [12–15].

Energoelektroniczny moduł funkcjonalny integruje w swojej strukturze:

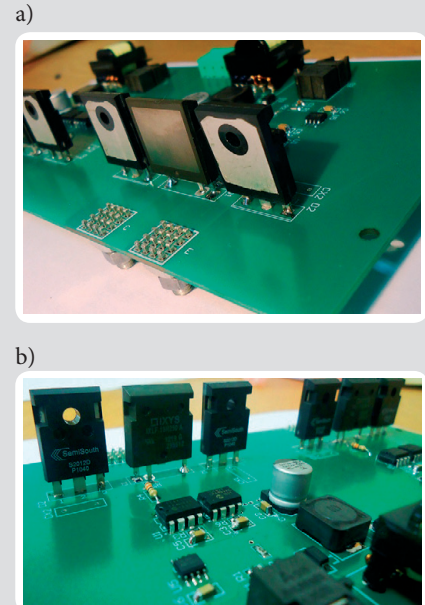
- przyrządy półprzewodnikowe mocy
- elementy bierne, m.in. kondensatory i filtry
- elementy magnetyczne, m.in. transformatory wysokiej częstotliwości i dławiki
- układy sterowania bramkowego
- karty z procesorami sygnałowymi, procesorami ARM
- elektroniczne układy interfejsów
- układy pomiarowe
- układy komunikacyjne
- pozostałe układy w zależności od zaprojektowanej funkcjonalności.

Poszczególne podsystemy energoelektronicznego modułu funkcjonalnego, wykonanego z przyrządami półprzewodnikowymi mocy, wytworzonymi z krzemu, można pogrupować pod kątem wymagań dotyczących sterowania, dynamiki zmian sygnałów oraz wymaganej funkcjonalności w pięć oddzielnych grup, wraz z odpowiadającymi im warstwami sterowania i kontroli [13–15]:

- **warstwa systemowa** – jej funkcje są ściśle związane z przeznaczeniem energoelektronicznego modułu funkcjonalnego, w jakim systemie będzie pracował bądź w skład jakiego urządzenia będzie wchodził. Odpowiada za wolnozmiennne procesy o czasach trwania stanów przejściowych powyżej 10 ms (półokres napięcia sieci). W przypadku inteligentnego transformatora dystrybucyjnego SN/nn są to: proces transformacji napięcia sieci dystrybucyjnej SN do poziomu w punkcie przyłączenia prosumenta bądź układu OZE, poprawa jakości napięcia po stronie SN oraz opcjonalnie zarządzanie układami zewnętrznymi przyłączonymi do szyny DC (zasobniki, OZE, V2G)
- **warstwa sterowania nadrzędnego** – odpowiada za procesy o czasach trwania rzędu od 1 ms do 1 s. W odniesieniu do inteligentnego transformatora dystrybucyjnego będą to m.in.: regulacja amplitudy i częstotliwości napięcia 3-fazowego (po stronie SN oraz nn), symetryzacja napięcia (po stronie SN oraz nn), kompensacja mocy biernej (po stronie SN), kompensacja bądź aktywna filtracja wyższych harmonicznych sieci (po stronie SN), a także opcjonalnie zarządzanie zasobnikami energii
- **warstwa sterowania przekształcaniem napięcia** – odpowiada za procesy o czasach trwania $\approx 10 \mu\text{s} - 1 \text{ ms}$. Dolna granica okresu czasu jest związana z szybkością procesora sterującego, w tym przede wszystkim czasem wykonania programu w przerwaniu. Czas ten będzie się zmieniał w zależności od tego, czy będzie to jedno-stopniowe przekształcanie napięcia (AC-DC, DC-DC, DC-AC, AC-AC), czy wielostopniowe (np. AC-DC-DC), a także czy w przerwaniu są liczone zawansowane algorytmy, np. równania różniczkowe obserwatora siły elektromotorycznej sieci. Warstwa obejmuje m.in. pętlę synchronizacji fazowej (PLL), sterowanie napięciem i prądem wyjściowym (równania regulatorów), sterowanie kątem przesunięcia napięć strony pierwotnej i wtórnej transformatora (w przekształtniku izolowanym DC-DC)
- **warstwa sterowania przełączaniem przyrządów półprzewodnikowych** – dotyczy procesów o czasach trwania



Rys. 2. Schemat opracowanego półmostka IGBT 2,4 kV, 20 A z szybkimi diodami zwrotnymi z węglika krzemu, jako najmniejszego podstawowego energoelektronicznego modułu funkcjonalnego do realizacji strony SN transformatora inteligentnego



Rys. 3. Widok opracowanego półmostka IGBT 2, 5 kV, 20 A z szybkimi diodami zwrotnymi z węglika oraz zintegrowanymi obwodami sterowania bramkowego (na fotografii zdjęty radiator chłodzący)

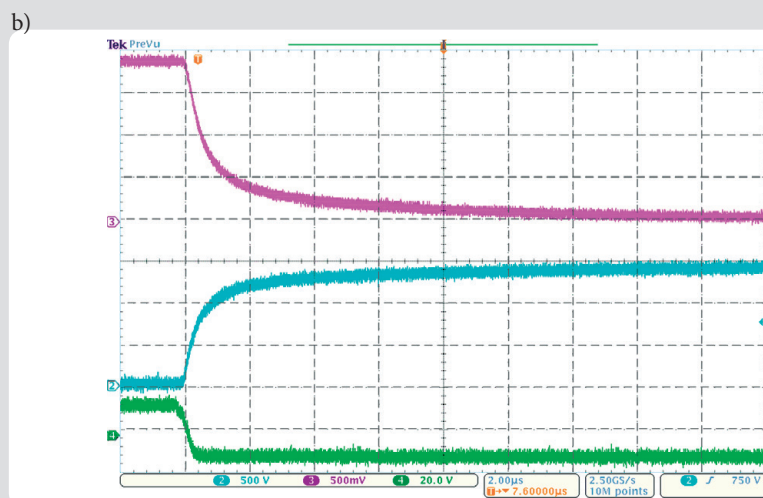
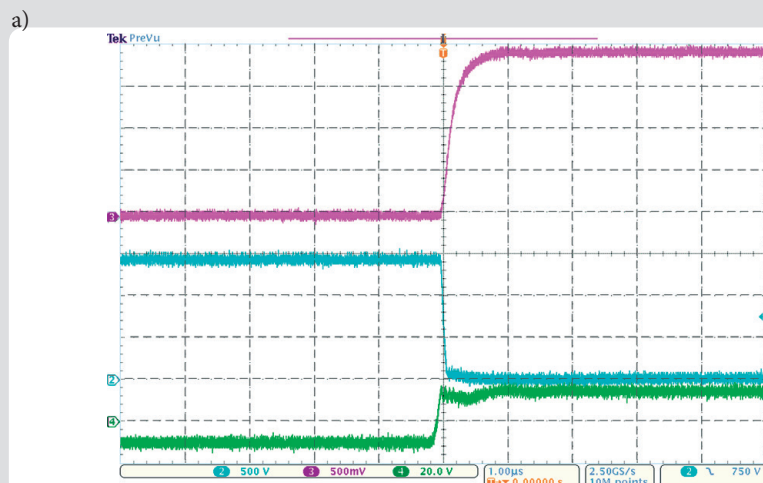
z zakresu $\approx 1 \mu\text{s} - 10 \mu\text{s}$. Obejmuje wyliczenie czasów wypełnienia impulsu (ang. *duty cycle*) przyrządów półprzewodnikowych, wyznaczenie czasów załączania metodą modulacji szerokości impulsów (w 3-fazowych przekształtnikach AC-DC i DC-AC)

- **warstwa sterowania sprzętowego** – obejmuje procesy dynamiczne o najkrótszych czasach trwania stanów przejściowych rzędu $\approx 100 \text{ ns} - 1 \mu\text{s}$. Związana z procesami formowania sygnałów bramkowych sterujących tranzystorami, zapewnieniem bezpiecznej komutacji (ograniczenie stromości narastania prądów i napięć di/dt oraz dv/dt), zabezpieczeniem przyrządów półprzewodnikowych przed uszkodzeniem, obsługą sygnałów awarii (*fault*) oraz formowaniem sygnałów pomiarowych.

W przypadku zastosowania w energoelektronicznym module funkcjonalnym tranzystorów z węglika krzemu warstwa sterowania sprzętowego będzie obejmowała znacznie krótsze czasy trwania stanów przejściowych – rzędu dziesiątek ns [16]. Projekt energoelektronicznego modułu funkcjonalnego powinien ponadto zapewniać komunikację pomiędzy poszczególnymi warstwami, z zastosowaniem odpowiednich interfejsów komunikacyjnych. Sygnały komunikacyjne w obrębie modułu funkcjonalnego można podzielić na [14]:

- sygnały sterujące oraz sygnały obsługi znaczników awarii, związane z podstawowymi zadaniami i funkcjonalnościami danej warstwy
- sygnały zadane i sygnały statusu zmieniających stan, związane z podsystemem opisanym daną warstwą bądź też urządzeniem energoelektronicznym jako całością
- sygnały pomiarowe generowane w procesie przetwarzania analogowo-cyfrowego.

Obieg informacji w obrębie energoelektronicznego modułu funkcjonalnego może



Rys. 4. Przebiegi uzyskane dla opracowanego półmostka IGBT w czasie załączania ($1 \mu\text{s}/\text{dz}$) (a) oraz wyłączania ($2 \mu\text{s}/\text{dz}$) (b) wysokonapięciowego tranzystora IXLF19N250A. Od góry: prąd ($2,5 \text{ A}/\text{dz}$), napięcie na tranzystorze ($500 \text{ V}/\text{dz}$) oraz napięcie na bramce ($20 \text{ V}/\text{dz}$)

się odbywać w sposób hierarchiczny, np. od warstwy najniższej do najwyższej, bądź dwukierunkowo pomiędzy poszczególnymi parami warstw.

2.2. Moduł półmostka z szybkimi tranzystorami IGBT 2,4 kV

Koncepcja energoelektronicznych modułów funkcjonalnych jest w literaturze stosowana do opisu gałęzi fazowej zawierającej sterowane przyrządy półprzewodnikowe mocy – tranzystory wraz ze zintegrowanymi obwodami sterowania bramkowego oraz z diodami zwrotnymi. Pojedyncza gałąź fazowa w postaci półmostka IGBT o określonych parametrach, m.in. napięciu blokowania, znamionowym prądzie, częstotliwości przełączeń, może stanowić podstawę wielu przekształtników energoelektronicznych, m.in.:

- mostka tranzystorowego typu H (rys. 1b) – do zastosowania m.in. w przekształtnikach AC-DC i DC-AC wielopozomowych, izolowanych przekształtnikach DC-DC (rys. 1c)
- 3-fazowego, dwukierunkowego przekształtnika DC-AC (falownik prostownik) czterogałęziowego (rys. 1d) bądź trójgałęziowego
- przekształtnika DC-DC, tzw. choppera – podwyższającego bądź obniżającego napięcie, np. przyłączonych dodatkowych zasobników energii.

Na rys. 2 przedstawiony został w sposób schematyczny moduł półmostka IGBT 2,4 kV, 20 A wraz ze zintegrowanymi obwodami sterowania bramkowego, opracowany w zespole autora artykułu jako najmniejszy podstawowy energoelektroniczny moduł funkcjonalny do realizacji podsystemów inteligentnego transformatora dystrybucyjnego po stronie SN.

W warstwie sterowania sprzętowego do formowania sygnału napięciowego, sterującego tranzystorami IGBT, wykorzystano standardowy driver TC4429. Jest to driver o wydajności prądowej 6 A, odwracający znak sygnału sterującego (SIGN_IN1, SIGN_IN2) ze względu na zastosowany światłowodowy system komunikacji, wykorzystane odbiorniki światłowodowe nowej generacji typu HFBR2528Z również odwracają fazę sygnału sterującego. Driver TC4429 posiada wejście w standardzie TTL dopasowane do wyjścia odbiornika światłowodowego. Czas propagacji drivera wynosi tylko 55 ns, a czasy zmian dynamicznych sygnału sterującego są rzędu 25 ns. Na rys. 3 pokazano widok opracowanego półmostka IGBT z szybkimi diodami zwrotnymi z węglika oraz zintegrowanymi obwodami sterowania bramkowego.

Zastosowane wysokonapięciowe tranzystory NPT IGBT typu IXLF19N250A o bardzo małym ładunku całkowitym, gromadzonym w bramce ($Q_G = 142 \text{ nC}$ przy przełączeniu 1,5 kV), charakteryzują się krótkim czasem załączenia $t_{d(on)} + t_r = 150 \text{ ns}$ i relatywnie krótkimi czasami wyłączenia $t_{d(off)} = 600 \text{ ns}$ oraz $t_f = 250 \text{ ns}$.

Ilość energii traconej na załączenie tranzystora zależy od ładunku zgromadzonego w diodzie zwrotnej. Zastosowanie w proponowanym rozwiązaniu dwóch szeregowo połączonych diod Schottky'ego 1,2 kV z węglika krzemu, o blisko zerowym ładunku całkowitym, jako diod zwrotnych

tranzystora IGBT pozwala na bezstratne załączenie tranzystora. Straty na przełączanie będą zależały zatem wyłącznie od energii traconej na wyłączenie tranzystora IGBT. Dla zmniejszenia tych strat zastosowano wyłączenie tranzystorów z ujemnym napięciem bramki. Moc $P_{GATE(on)}$ tracona w bramce tranzystora IGBT przy napięciu załączenia $U_{G(on)} = 15 \text{ V}$ i częstotliwości przełączania $f_s = 20 \text{ kHz}$ wynosi:

$$\begin{aligned} P_{GATE(on)} &= U_{G(on)} \cdot Q_G \cdot f_s = \\ &= 15 \cdot 142 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 = \\ &= 0,043 \text{ W} \end{aligned} \quad (1)$$

Dzięki wykorzystaniu do realizacji połączeń pomiędzy tranzystorami i diodami dwustronnego laminatu FR4, o pogrubionej warstwie miedzi 70 μm , uzyskano wysoki stopień integracji opracowanego półmostka IGBT. Na rys. 3a widoczne są 16-pinowe wyprowadzenia silnoprądowe. Na rys. 4 pokazano przykładowe przebiegi załączania i wyłączania tranzystora IGBT w opracowanym półmostku przy napięciu 1,5 kV oraz prądzie 10 A. Należy nadmienić, że w czasie badań laboratoryjnych uzyskano również zadowalające wyniki przy przełączaniu napięcia 2 kV.

2.3. Moduł izolowanego przekształtnika DC-DC z transformatorem wysokiej częstotliwości

Omówiony powyżej podstawowy moduł półmostka IGBT nie posiada funkcji izolacji galwanicznej napięć wejściowego i wyjściowego. Funkcję tę spełnia natomiast energoelektroniczny moduł funkcjonalny w postaci izolowanego przekształtnika DC-DC.

Zasadniczymi elementami izolowanego przekształtnika DC-DC, decydującymi o sprawności i gabarycie, są mostki tranzystorowe typu H, każdy złożony z dwóch półmostków IGBT oraz transformator pracujący z częstotliwością 20 kHz. Przekształtnik DC-DC, jak zostało już nadmienione we wstępie, daje możliwość sterowania dwukierunkowym przepływem mocy poprzez odpowiednie kształtowanie napięć i prądów mostków tranzystorowych strony pierwotnej i wtórnej. Przebiegi napięć i prądów transformatora, które będą decydowały o projekcie całego urządzenia, wynikają z przyjętej metody sterowania tranzystorami w warstwie sterowania przekształcaniem napięcia. W każdym z dwóch mostków przekształtnika DC-DC (rys. 1 c) napięcie stałe U_1 na wejściu mostka po stronie pierwotnej bądź U_2 po stronie wtórnej przekształtnika jest przekształcane w ciąg impulsów prostokątnych o częstotliwości 20 kHz oraz, w zależności od sterowania, o stałej bądź modulowanej szerokości. Przesyłana moc zależy od wzajemnego przesunięcia fazowego przebiegu napięcia mostka tranzystorowego strony pierwotnej względem napięcia mostka strony wtórnej. W najprostszym przypadku, gdy wypełnienie impulsów napięcia jest stałe i wynosi 50%, moc przekształtnika można opisać zależnością:

$$P = \frac{U_1 \cdot (U_2 / n) \cdot \phi \cdot (\pi - \phi)}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_s \cdot (L_1 + L_2)} \quad (2)$$

gdzie:

ϕ [rad] – kąt przesunięcia względem siebie napięć prostokątnych mostka strony pierwotnej i mostka strony wtórnej, n – przekładnia transformatora, f_s – częstotliwość przełączania tranzystorów.

Włączone szeregowo w obwód transformatora, po stronie pierwotnej i wtórnej, dodatkowe indukcyjności L_1 oraz L_2 , gromadząc w sobie energię, umożliwiają z jednej strony sterowanie przesyłaniem mocy, a z drugiej strony ograniczają stromości narastania prądów w uzwojeniach transformatora.

Układ sterowania przekształtnikiem DC-DC powinien zapewnić nienasycenie się rdzenia transformatora. Namagnesowane rdzenia jest funkcją przyłożonej do uzwojeń transformatora całki napięcia (ang. *volt - second*), którą dla przebiegów prostokątnych napięcia można w prosty sposób wyznaczyć, przemnażając amplitudę napięcia na uzwojeniu transformatora przez czas trwania prostokąta napięcia. W zależności od częstotliwości pracy tranzystorów przekształtnika DC-DC oraz zastosowanej metody sterowania (z modulacją lub bez modulacji szerokości impulsów prostokątnych napięcia) wybierany jest materiał rdzenia transformatora spośród następujących [17]:

- rdzeń ferrytowy – charakteryzujący się relatywnie najniższą ceną
- rdzeń amorficzny – o największej indukcji nasycenia B_{sat}
- rdzeń nanokrystaliczny – charakteryzujący się relatywnie najmniejszymi stratami.

W tańszych rdzeniach ferrytowych uniknięcie nasycenia uzyskuje się przez sklejanie ze sobą wielu rdzeni (zwiększenie wypadkowej powierzchni przekroju) oraz zwiększenie liczby zwojów zgodnie z zależnością:

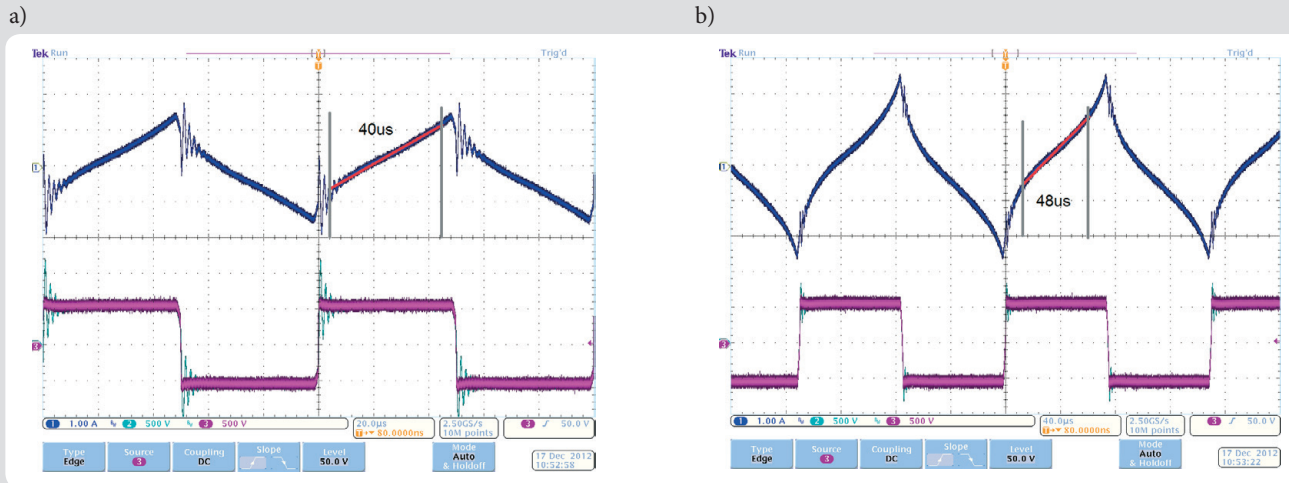
$$\Delta B = \frac{\lambda}{2 \cdot N \cdot A_c} \quad (3)$$

gdzie:

ΔB – amplituda zmian indukcji magnetycznej, λ – całka napięcia wyrażona w [V · s], N – liczba zwojów, A_c – przekrój powierzchni rdzenia.

Na stanowisku laboratoryjnym badano przekształtnik DC-DC z transformatorem wysokiej częstotliwości o mocy 140 kW i napięciu znamionowym 1100 V z rdzeniem nanokrystalicznym typu N97 [18], złożonym z czterech rdzeni o przekroju $A_c = 840 \text{ mm}^2$ o wypadkowej znamionowej indukcji $B_{max} = 250 \text{ mT}$ występującej przy całce napięcia równej 0,037 V · s.

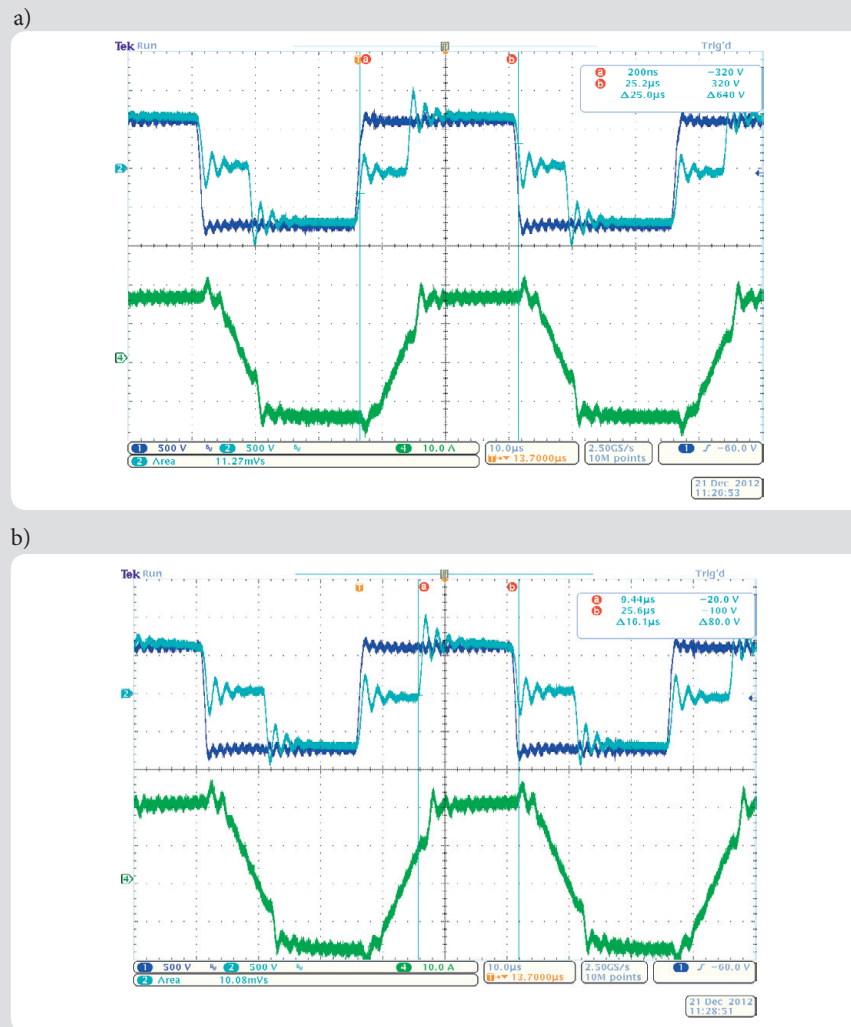
Dla badanego rdzenia znamionowe warunki namagnesowania występowały przy zasilaniu napięciem prostokątnym o amplitudzie 1100 V i częstotliwości 30 kHz, przy współczynniku wypełnienia impulsu prostokątnego $D = 1$. Obniżenie częstotliwości pracy tranzystorów, pozwalające np. na zmniejszenie strat w warunkach, gdzie utrudnione jest odprowadzenie ciepła, wymaga dla badanego rdzenia zastosowania modulacji szerokości impulsów napięcia. Przykładowo, przy częstotliwości 20 kHz znamionowe namagnesowanie badanego rdzenia uzyskano dla współczynnika wypełnienia impulsów napięcia prostokątnego $D = 0,667$.



Rys. 5. Przebiegi prądu (1 A/dz) i napięcie (500 V/dz) strony wtórnej transformatora przekształtnika DC-DC w czasie pracy jałowej z częstotliwością 10 kHz (20 µs/dz) (a) oraz z częstotliwością 6,67 kHz, z widocznym nasyceniem transformatora (40 µs/dz) (b)

Na rys. 5 pokazano wpływ zmniejszania częstotliwości pracy tranzystorów na wzrost całki napięcia, a tym samym na wzrost namagnesowania rdzenia badanego transformatora. Podczas badań napięcie po stronie wtórnej przekształtnika DC-DC wynosiło 550 V. Transformator pracował nieobciążony, co potwierdza brak zależności pomiędzy prądem obciążenia a występowaniem nasycenia. Przy określonym stałym napięciu DC, ze zmniejszaniem częstotliwości, rośnie całka napięcia przyłożona do uzwojeń transformatora. Przy częstotliwości pracy tranzystorów $f_s = 10$ kHz na rys. 5a widać prawie liniowy kształt zbroczy prądu transformatora, natomiast przy częstotliwości 6,67 kHz, na rys. 5b, widoczne jest charakterystyczne zagięcie krzywej prądu strony wtórnej transformatora świadczące o nasyceniu rdzenia transformatora.

W celu uzyskania minimalizacji strat przy jednoczesnym optymalnym wykorzystaniu rdzenia transformatora w izolowanym przekształtniku DC-DC można zastosować sterowanie tranzystorami ze zmianą częstotliwości przełączeń w funkcji obciążenia z jednoczesnym sterowaniem współczynnikiem wypełnienia D prostokątnych impulsów napięcia. Częstotliwość pracy tranzystorów w funkcji obciążenia może być wówczas wyznaczana w warstwie sterowania nadrzędnego. Ponieważ ze wzrostem częstotliwości rosną straty w mostkach tranzystorowych przekształtnika DC-DC, przy znamionowym obciążeniu transformatora częstotliwość przełączania nie może być zbyt wysoka. Należy jednak mieć na uwadze, że w izolowanym przekształtniku DC-DC do uzwojeń transformatora dołączone są szeregowo indukcyjności dodatkowe, magazynujące energię i umożliwiające przesyłanie mocy. Przy dużym obciążeniu prąd płynący przez transformator powoduje również spadki napięcia na indukcyjnościach dodatkowych L_1 i L_2 , dołączonych szeregowo do uzwojeń transformatora. Przy obciążeniu znamionowym spadki napięcia na indukcyjnościach dodatkowych zmniejszają w sposób istotny całkę napięcia, przyłożoną do uzwojeń transformatora.



Rys. 6. Przebiegi napięcia mostka strony wtórnej (500 V/dz) oraz napięcia na uzwojeniach strony wtórnej transformatora (500 V/dz) i prądu strony wtórnej transformatora (10 A/dz) obciążonego przekształtnika DC-DC, pracującego z częstotliwością 20 kHz i kątami przesunięcia fazowego: $\phi = 0,5$ rad (a) oraz $\phi = 0,62$ rad (b)

Na rys. 6 pokazano przebiegi napięcia na mostku strony wtórnej przekształtnika i uzwojeniu strony wtórnej transformatora oraz prąd strony wtórnej, dla dwóch kątów przesunięcia fazowego napięć: $\phi = 0,5$ rad

oraz $\phi = 0,62$ rad, przy napięciu DC po stronie nn równym 700 V i częstotliwości pracy tranzystorów 20 kHz. Jak widać na przebiegach, ze wzrostem kąta ϕ wzajemnego przesunięcia napięć mostków

strony pierwotnej i wtórnej przekształtnika DC-DC rośnie prąd transformatora i przesyłana moc. Rośnie również spadek napięcia na indukcyjności strony wtórnej $L_2 = 70 \mu\text{H}$, zmniejszając tym samym całkowite napięcie przyłożone do uzwojeń transformatora. W badaniu pokazanym na rys. 5 wzrost kąta przesunięcia fazowego o 0,12 rad spowodował wzrost amplitudy prądu strony wtórnej o ponad 3,5 A i zmniejszenie całkowitego napięcia o 0,014 V · s, tzn. o 11%.

3. Wnioski

Korzystnym jest, aby będące obecnie w fazie opracowań inteligentne transformatory dystrybucyjne SN/nn dla sieci Smart Grid charakteryzowały się budową modułową. Zastosowanie proponowanej w ostatnich latach w literaturze koncepcji energoelektronicznych modułów funkcjonalnych do opisu poszczególnych podsystemów inteligentnego transformatora dystrybucyjnego SN/nn może ułatwić jego projektowanie, a w przyszłości unifikację i standaryzację na potrzeby operatorów sieci dystrybucyjnych. W artykule przedstawiono dwa elementarne podsystemy inteligentnego transformatora dystrybucyjnego SN/nn: moduł półmostka IGBT 2,5 kV, 20 A z szybkimi diodami zwrotnymi z węgla krzemu oraz ze zintegrowanymi obwodami sterowania bramkowego oraz moduł przekształtnika DC-DC zapewniający izolację i sterowanie dwukierunkowym przepływem mocy. Do opisu obydwu podsystemów zastosowano koncepcję energoelektronicznych modułów funkcjonalnych.

Bibliografia

1. Benysek G. i in., Power Electronic Systems as a Crucial Part of Smart Grid Infrastructure – a Survey, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences*, Vol. 59, No. 4, Dec. 2011, s. 455–473.
2. Czyżewski R., Babś A., Madajewski K., Sieci inteligentne – wybrane cele i kierunki działania operatora systemu dystrybucyjnego, *Acta Energetica* 2011, nr 8, s. 31–35.
3. She X. i in., On Integration of Solid-State Transformer with Zonal DC Microgrid, *IEEE Transactions On Smart Grid*, Vol. 3, No. 2, June 2012, s. 975–985.
4. Aggeler D., Biela J., Kolar J.W., Solid-State Transformer Based on SiC JFETs for Future Energy Distribution Systems, *Proceedings of the Smart Energy Strategies Conference (SES '08)*, Zurich, Switzerland, Sep. 8–10 2008.
5. Wang J. i in. Smart Grid Technologies. Development of 15-kV SiC IGBTs and Their Impact on Utility Applications, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, June 2009, s. 16–25.
6. Adamowicz M. i in., Performance Comparison of SiC Schottky Diodes and Silicon Ultra-Fast Recovery Diodes, *Proc. IEEE Conf. CPE (2011)*, June 1–3 [CD-ROM].
7. Discrete IGBTs, Very High Voltage NPT IGBTs (2500 V – 4000 V) [online], <http://ixdev.ixys.com/>.
8. Mühlethaler J.M. i in., Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics* 2012, Vol. 27, No. 2, s. 964–973.
9. Zhao T. i in., Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer, *IEEE Transactions on Power Electronics* 2013, Vol. 28, No. 4, s. 1523–1532.
10. Jain A.K., Ayyanar R., PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification, *IEEE Transactions On Power Electronics* 2011, Vol. 26, No. 4, s. 1215–1227.
11. Adamowicz M., Smart MV/LV distribution transformer for Smart Grid with active prosumer participation, *Acta Energetica* 2012, nr 3, s. 4–9.
12. Ericson T. i in., PEBB – Power Electronics Building Blocks, from Concept to Reality, *Proc. IET Conf. on Power Electronics, Machines and Drives*, 2006, s. 12–16.
13. Adamowicz M., Strzelecki R., Krzemiński Z., Hybrid High-frequency-SiC and Line-frequency-Si based PEBB for MV Modular Power Converters, *Proc. 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON (2012)*, Montreal, Canada.
14. IEEE Guide for Control Architecture for High Power Electronics (1 MW and Greater) Used in Electric Power Transmission and Distribution Systems *IEEE Std 1676-2010*, 2011, s. 1–47.
15. Monti A., Ponci F., PEBB Standardization for High-Level Control: A Proposal, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2012, Vol. 59, No. 10, s. 3700–3709.
16. Adamowicz M. i in., Układy sterowania bramkowego tranzystorów z węgla krzemu SiC JFET w falownikach napięcia, *Przegląd Elektrotechniczny* 2012, r. 88, nr 4B, s. 1–6.
17. Ortiz G., Biela J., Kolar J.W., Optimized design of medium frequency transformers with high isolation requirements, *Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON 2010*, s. 631–638.
18. Stadler A., Gulden C., Improved thermal design of a high frequency power transformer, *European Conf. on Power Electronics and Applications EPE 2011*, s. 1–9.

PODZIĘKOWANIA

Badania w części zostały wykonane w ramach grantu badawczego ufundowanego przez ENERGA SA.

Autor pragnie złożyć również specjalne podziękowania panu mgr. inż. Jędrzejowi Pietryce, doktorantowi Politechniki Gdańskiej, Wydziału Elektrotechniki i Automatyki, za włożoną pracę i pomoc w badaniach laboratoryjnych.

Marek Adamowicz

dr inż.

Politechnika Gdańska

e-mail: madamowi@ely.pg.gda.pl

Pracuje na stanowisku adiunkta w Katedrze Mechatroniki i Inżynierii Wysokich Napięć Politechniki Gdańskiej. Był kierownikiem projektu LIDER, dotyczącego przekształtników AC-AC z przyrządów półprzewodnikowych z węgla krzemu dla elektrowni wiatrowych, w ramach pierwszego programu rozwoju młodej kadry naukowej Narodowego Centrum Badań i Rozwoju (2010–2012). Laureat konkursu na grant badawczy ENERGA SA za pracę traktującą o rozwiązaniu inteligentnego transformatora dystrybucyjnego SN/nn dla sieci Smart Grid (2012). Zainteresowania naukowe, m.in.: opracowanie nowych układów przekształtnikowych dla sieci dystrybucyjnych SN, metod sterowania elektrowniami wiatrowymi oraz napędami elektrycznymi średniego napięcia o dwukierunkowym przepływie energii.