

Convertisseurs Statiques à Coût Bas et sans Maintenance pour OFF-Grid Isolé en Electrification Rurale

Ignace RASOANARIVO, Mathieu WEBER, Jamel OUHAJJOU

Laboratoire d'Energétique et de Mécanique Théorique Appliquée (LEMTA) – Université de Lorraine

RESUME – Pour l'Electrification rurale des zones de brousse profonde en Afrique et à Madagascar, l'éloignement de ces sites et le faible revenu moyen annuel par habitant nécessite l'implantation de micro-réseaux électriques à coût bas, de longue durée de fonctionnement et sans maintenance régulière. La bataille du prix se gagne par l'utilisation de semi-conducteurs discrets et d'éléments passifs de petites valeurs. Une longue durée d'exploitation et toute absence de maintenance nécessite une analyse fine des pertes de puissance et des tensions en tension des transistors de puissance. Ainsi, la nouvelle structure topologique du convertisseur étudiée peut être une solution satisfaisant ces exigences. Les résultats obtenus par simulation, validés par des tests expérimentaux confirment hautement les objectifs précités.

Mots-clés—Architecture de convertisseur, Microréseaux électriques isolés et autonomes

1. INTRODUCTION

Les pays en développement commencent de nos jours à relever le défi spécifique de l'accès à l'énergie électrique. Le marché mondial dans ce domaine concerne près d'un tiers de notre planète. Dans la plupart des zones rurales d'Afrique subsaharienne, moins de 6% de la population a accès à l'électricité. Dans ces régions, le niveau de vie de la population, l'éparpillement des villages, les caractéristiques multicritères sociaux et sociétaux des habitants, les modes de vie associés au profil de charge variant d'une zone à l'autre sont de grands obstacles pour l'implantation de grandes centrales électriques.

Les évolutions actuelles de la topologie des convertisseurs multi-niveaux contribuent à un comportement très satisfaisant en tant que source d'alimentation en tension [1-4] pour les micro-réseaux autonomes [5-6].

Pour les onduleurs multi-niveaux avec une barre omnibus CC comportant un point milieu 0V, il est nécessaire d'équilibrer les différentes tensions partielles d'entrée. Cependant, les convertisseurs, comme H-Bridge et H-Cell [7-9] ne disposant pas de point 0V, peuvent être exploités pour cet usage spécifique. Mais ils ont besoin de tensions d'alimentation CC autonomes. En outre, les convertisseurs MMC (Modular Multilevel Converter) [10] offrent d'autres avantages en particulier pour les applications de micro-réseau, et sa topologie distinctive de MMC offre une grande variété de nouvelles fonctionnalités. Mais ces structures sont assez coûteuses. Une autre version du convertisseur sans connexion au point 0V a été développée auparavant par notre équipe de recherche : c'est le convertisseur Zéro Volt Non Connecté à plusieurs niveaux [11], mais il inclut des sources de tension flottantes internes. C'est pour supprimer ces sources

flottantes que le convertisseur actuel est développé, Cette nouvelle topologie est déduite du convertisseur décrit par le brevet [12].

Ainsi, la présente communication est partagée en six sections. En première section est présenté le système complet dans lequel est utilisée la nouvelle topologie. La deuxième section décrit cette nouvelle topologie et la troisième en détaille une analyse harmonique de la tension délivrée. Une analyse de fonctionnement en boucle fermée est donnée en quatrième section. Une étude fine des pertes de conduction et de commutation des transistors discrets utilisés est réalisée en cinquième section. La dernière section donne la photographie du convertisseur et présente les résultats expérimentaux du réseau OFF-GRID réalisé.

2. PRESENTATION DU SYSTEME

Le diagramme général du système est montré sur la Figure 1.

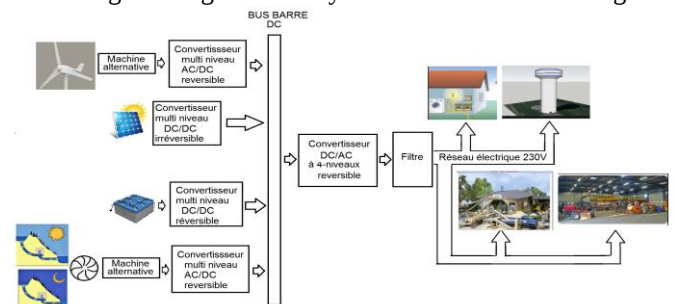


Fig. 1. Synoptique général de l'OFF-GRID.

On est en présence d'un réseau électrique à multi-sources utilisant l'énergie éolienne, l'énergie solaire, l'énergie hydraulique. Des bancs de batteries sont aussi mis en œuvre. Tous les convertisseurs utilisés sont de structures multi-niveaux quelquefois réversibles et sont connectés à un bus barre unique. Le réseau des utilisateurs est fourni par une nouvelle topologie de convertisseur statique développé dans cet article.

Ce réseau permet d'alimenter les foyers domestiques pour l'éclairage, la cuisine et autres, de permettre l'adduction d'eau (via le château d'eau), de disposer de petits ateliers de réparation mécanique (pour les matériels agricoles), de menuiserie et de briqueterie pour la construction et l'entretien des logements d'habitation. Les villages bénéficiant de ce réseau entrent dans une ère nouvelle sans dépense excessive de temps ni de fatigue supplémentaire pour chercher de l'eau à la source. Entre autres, cela contribue à la protection des forêts car sans coupe de bois ni

charbonnage. La santé des villageois sera meilleure loin de l'insalubrité et de la pauvreté. Par conséquent, ils peuvent produire plus et avec des méthodes innovantes que dans les anciens temps. Ainsi, cela sera très bénéfique aux « pauvres de sortir des cadres de la pauvreté », dixit Ester Duflo, Prix Nobel d'Economie 2019.

3. PRESENTATION DE LA TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

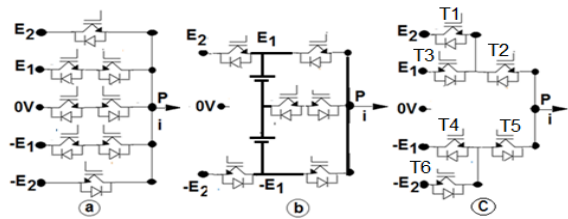


Fig. 2. Le convertisseur de sortie.

Le convertisseur d'étude (Figure 2-c) fait partie des convertisseurs multi-niveaux multi-bras. Sa topologie est déduite de la Figure (2-a) [12] et de la Figure (2-b) [11] : ces deux schémas présentent une structure à 5-niveaux. Pour ce convertisseur à 4-niveaux, le point 0V n'est pas connecté. Et il y a toujours au moins deux semi-conducteurs en série pour tenir une d.d.p. Ceci est le garant d'une bonne tenue de tension de blocage des transistors de puissance. La stratégie de commande de ce convertisseur est déduite du principe de l'angle décalé.

4. ANALYSE HARMONIQUE DE LA TENSION DE SORTIE

Pour le fonctionnement à pleine onde, la tension de sortie est présentée à la Figure 3 : elle comporte quatre niveaux de tension continue : $E_2, E_1, -E_1, -E_2$.

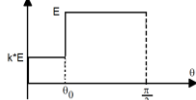


Fig. 3. Motif de la tension de sortie avec $E_2 = E$ et $E_1 = kE$.

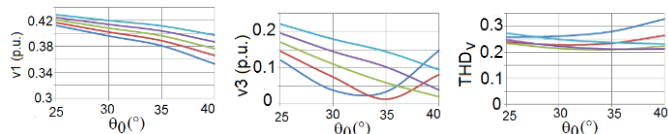


Fig. 4. Les courbes d'optimisation versus θ_0 paramétrées par k : avec en cyan $k=0.5$; en violette $k=0.4$; en vert $k=0.3$; en rouge $k=0.2$; en bleu $k=0.1$.

Afin d'optimiser les valeurs du THD_v et du fondamental de la tension de sortie, les courbes de la Figure 4 présentent, en fonction de la constante k et de l'angle θ_0 , les variations du fondamental défini par : $v_1(pu) = \frac{V_{1,RMS}}{2E}$, de l'harmonique 3 : $v_3(pu) = \frac{V_{3,RMS}}{V_{1,RMS}}$, et du THD_v .

Pour $30^\circ < \theta_0 < 40^\circ$, la tension $v_1(pu)$ est autour de 0.38. Les courbes de THD_v et de $v_3(pu)$ présentent pour $0.1 < k < 0.3$ des minimas. En première approximation, l'angle θ_0 permet d'ajuster la valeur du fondamental de la tension tandis que la constante k permet de minimiser l'harmonique 3.

En outre, les deux quantités k et θ_0 sont utilisées pour dimensionner le filtre de sortie. Des éléments d'exploitation sont montrés sur le Tableau 1, pour 5kW sur charge inductive d'argument $\varphi = 5^\circ$. Ils sont associés aux courbes de la Figure 5.

Tableau 1. Paramètres d'exploitation du réseau avec le filtre de sortie

E_2 (V)	k	θ_0 (°)	P (kW)	V_s (V)	φ (°)	L_f (mH)	C_f (μF)	THD_v (%)	I_s (A)	THD_i (%)	$i(A)$
270	0.2	35	5	230	5	3	503	4.83	20.8	4.41	40.1

On relève des valeurs relativement petites des éléments du filtres (3mH;503μF). Toutefois, le calibre en courant des transistors de puissance est proportionnel à la valeur du

condensateur. Les THD_v et THD_i des grandeurs de sortie sont satisfaisants (de l'ordre de 5%).

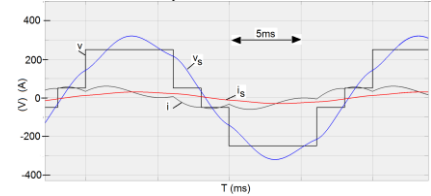


Fig. 5. Ondes de fonctionnement associées au Tableau 1.

5. ANALYSE DE FONCTIONNEMENT EN BOUCLE FERMEE

Dans cette section, un fonctionnement en boucle formée de l'ensemble convertisseur-filtre-utilisateur en commande MLI est abordé, avec trois variations brusques de la puissance demandée (Figure 6), inférieure à 6kW.

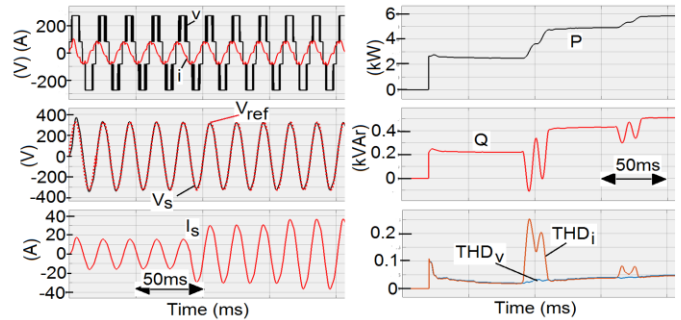


Fig. 6. Ondes de fonctionnement en commande MLI, avec des variations brusques de puissance.

Selon la Figure 6, le mode de contrôle en boucle fermée est basé sur le principe de la poursuite de tension de référence V_{ref} . Malgré les variations brusques de puissance, la tension de sortie V_s suit fidèlement sa référence et le courant de sortie I_s reste bien sinusoïdal. De plus, l'allure de la tension de l'onduleur v met en évidence une commande en sur-modulation de la MLI. Le courant de l'onduleur i est de nature capacitive due à l'effet du filtre. A chaque régime stabilisé, les THD_v et THD_i restent inférieurs à 5%.

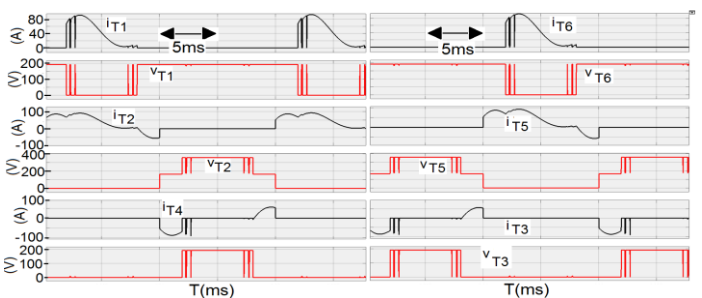


Fig. 7. Formes d'ondes de courant et de tension dans chaque interrupteur de puissance.

Sur la Figure 7 sont reportées les ondes de tension et de courant dans chaque transistor de puissance. La stratégie de découpage est la MLI intersective avec une modulante pouvant avoir un module α supérieur à 1. On note alors que les transistors T_2 et T_5 travaillent en pleine onde, tandis que T_3 (resp. T_4) et T_1 (resp. T_6) sont soit en pleine onde soit en découpage. On ne détecte aucune contrainte électrique excessive sur ces composants de puissance.

6. ANALYSE FINE DU SEMI-CONDUCTEUR DE PUISSANCE

Les semi-conducteurs utilisés sont de type discret et relativement bon marché. Ce sont des transistors IGBT, IXYS IXXH80N65B4H1. L'analyse est faite sur le simulateur SABER, et à titre indicatif, pour un convertisseur de type hacheur série incluant deux transistors de puissance. Les données utilisées sont : tension de 300V, courant de charge 50A, fréquence de découpage de 1.2kHz, rapport cyclique de 0.5, inductance de

câblage 125nH. Pour la simulation, on utilise le Template de transistor MOSFET de la librairie de SABER. Après avoir rempli les tableaux de caractérisation selon le « data-sheet » du constructeur, les résultats de simulation sont montrés sur la Figure 8.

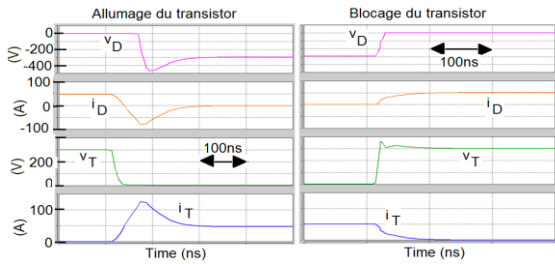


Fig. 8. Les ondes de courant et de tension dans les semi-conducteurs.

Tableau 2. Energies dissipées			
Transistor		Ensemble Transistor et Diode	
ON	OFF	ON	OFF
70μJ	800μJ	1.5mJ	30mJ

Associées à la Figure 8, les énergies de commutation et de conduction sont montrées sur le Tableau 2. Et pour 7.5kW dans la charge, les pertes dans le convertisseur (comportant six interrupteurs de puissance) sont approximativement évaluées à $6 \times 32W = 192W$.

7. EXPERIMENTATION

La photographie du convertisseur d'étude, en monophasé, est donnée sur la Figure 9. Ses dimensions sont autour de $(200 \times 200 \times 200)mm^3$, pour une puissance de 5kW. Les connexions des éléments de puissance sont assurées par des fines plaques de cuivre laminaires [13].

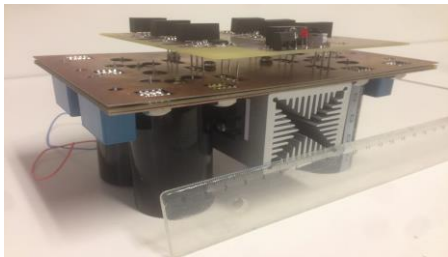


Fig. 9. Photographie de la partie convertisseur

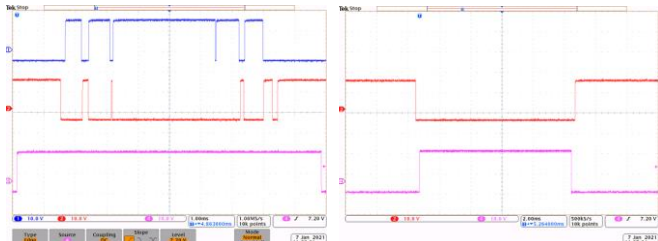


Fig. 10. Pulses expérimentales des triggers ; à gauche, de haut en bas T_1 (resp. T_6), T_3 (resp. T_4), T_2 (resp. T_5) ; à droite T_2 et T_5 .

La Fig. 10 montre les pulses T_i des triggers des transistors. Selon cette figure, on note essentiellement l'existence de temps morts entre les pulses de T_1 (resp. T_6) et de T_3 (resp. T_4), et entre celles de T_2 et T_5 , assurant ainsi les intégrités des semi-conducteurs de puissance. Ces formes d'ondes sont en parfaite concordance avec celles montrées sur la Fig. 7.

Deux tests expérimentaux, à boucle ouverte, seront menés : sans filtre et avec filtre. La fréquence de découpage est de 1200Hz, et les grandeurs de la charge sont : $R = 33\Omega$; $L = 30mH$. La génération des triggers est la MLI intersective avec $\alpha = 1.2$.

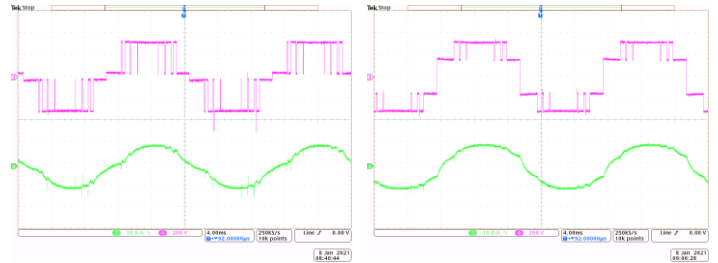


Fig. 11. Formes d'ondes expérimentales dans la charge avec une MLI en sur modulation et sans filtre : en haut la tension de sortie v_{p0} , en bas le courant de charge.

Les formes d'ondes présentées sur la Fig. 11 sont conformes aux pulses des transistors montrées sur la Fig. 10, avec des niveaux différents de la tension $k \cdot E$.

Tableau 3. Paramètres de conversion d'énergie associés à la Fig. 11 (de gauche).

E (V)	kE (V)	α	θ (°)	V_1 (V)	H_3 (%)	H_5 (%)	H_7 (%)	THD_v (%)	I_1 (A)	THD_I (%)
316	62	1.2	30	243.1	1.02	7.2	3.3	25.2	7.13	6.4

Sur la Fig. 11 (de gauche), l'onde de courant est sinusoïdale : cela est confirmé par la valeur du THD_I de 6.4%. De par la valeur de α (égale à 1.2), on est mode de découpage en sur-modulation. Et on note que entre les niveaux de tensions $E = 316V$ et $kE = 62V$, on est en pleine onde. Selon le Tableau 3, l'amplitude de l'harmonique 3 (H_3) est de 1.03% du fondamental. Et pour H_5 , c'est 7.2%, et H_7 3.3%. Donc les harmoniques de tension de rang bas sont particulièrement de faible amplitude. La valeur du THD_v de 25.2% est due essentiellement aux harmoniques de haut rang. Cela nous amène à dimensionner le filtre de sortie avec une fréquence de coupure autour de 150Hz. En première approximation, et selon les éléments à disposition, on a choisi le couple :

$$C_f = 550\mu F; L_f = 2mH$$

Les formes d'ondes de fonctionnement avec le filtre sont données sur la Fig. 11. Les grandeurs de la conversion d'énergie sont montrées dans le Tableau 4.

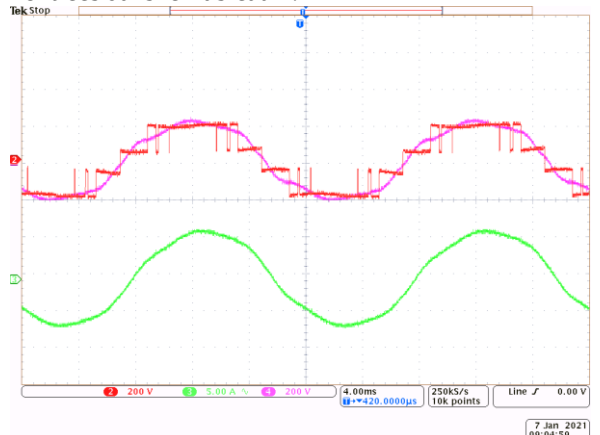


Fig. 12. Formes d'ondes expérimentales dans la charge en sur modulation avec sans filtre : en rouge la tension de sortie v_{p0} , en violet la tension de charge, en vert le courant de charge.

Tableau 4. Paramètres de conversion d'énergie associés à la Fig. 12.

E (V)	kE (V)	α	θ (°)	V_1 (V)	H_3 (%)	H_5 (%)	H_7 (%)	THD_v (%)	I_1 (A)	THD_I (%)
202	56	1.2	30	155	7.1	5	0.5	9.8	4.7	6

Sur la Fig. 12, l'onde de tension v_{p0} est du même allure que celui de la Fig. 11. Le convertisseur se comporte en bonne source de tension. Le motif de la tension de sortie est indépendant de la nature de la charge. On ne relève pas de pic sur l'onde de cette tension v_{p0} . Le module de l'harmonique 3 (H_3) est de 7.1% et

participe en grande partie à la valeur de THD_v de 9.8%. C'est pourquoi la tension de charge est quasi-sinusoïdale. Des analyses avec d'autres valeurs du couple (C_f, L_f) seront menées ultérieurement tout en maintenant la fréquence de coupure du filtre autour de 150Hz. De grandes valeurs du condensateur induiront de fortes valeurs du courant fourni par le convertisseur et nécessiteront de grandes sections pour les fils de cuivre de la bobine du filtre. En plus de leur impact sur les performances de conversion d'énergie attendues, on tiendra aussi compte de leur prix de revient.

8. CONCLUSIONS

Les calibres du transistor IGBT utilisé, 650V-85A, sont amplement suffisants pour l'onduleur de sortie, pour une tension maximale de bus barre autour de 600V. Puisque au moins deux semi-conducteurs se trouvent toujours en conduction, la tension de blocage maximale d'un composant de puissance serait de 400V. Avec la technique de connexion par bus barre laminaire avec des fines plaques de cuivre [13], l'inductance parasite de câblage est relativement faible (de l'ordre de 125nH). On peut ainsi utiliser des résistances de grille de valeur plus petite à de réduire encore plus les pertes de commutation. Cela sera d'autant plus réalisé en opérant en sur-modulation et à basse fréquence de découpage (de l'ordre de 1200Hz). Ces dispositions confèrent alors à l'onduleur une très grande viabilité et respectent les intégrités des transistors. C'est aussi l'assurance d'une durée de fonctionnement relativement longue ne nécessitant pas de fréquente maintenance.

Le bas prix est justifié par l'utilisation de transistors discrets et des éléments passifs de puissance de petites valeurs pour un encombrement relativement petit du convertisseur.

En dernier lieu, les résultats expérimentaux obtenus ont mis en exergue des paramètres de conversion d'énergie satisfaisants, puisque les THD_v et THD_i du côté utilisateur restent inférieurs à 10%. La stratégie de contrôle est très performante puisque l'on ne remarque aucune distorsion de la tension après chaque perturbation. Et l'onduleur se comporte en bonne source de tension.

9. REFERENCES

- [1] Salodkar P.A., and Kulkarni P.S.: A Single Phase Seven Level Inverter Topology for Photovoltaic Application, ICPEDC.2017.80881126, DOI : 10.1109/, March 2017 (Conference Paper)
- [2] K. Yanmaz, I.H. Altas, and O.O. Mengi.: Five-Level Cascaded H-Bridge D-Statcom Using a New Fuzzy and PI Controllers Model for Wind Energy Systems, Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol.17, Issue 4, 2017, pp.49-58 (Article)
- [3] Naderi Y., Hosseini S. H., Zadeh S. G., Mohammadi-Ivatloo B., Savaghebi M., and Guerrero J. M. : An optimized direct control method applied to multilevel inverter for micro grid power quality enhancement, ELSEVIER, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Volume 107, May 2019, Pages 496-506 (Article)
- [4] Kishore, Bhimasingu, and Ravikumar : A Simplified Converter with Simultaneous Multi-level AC and Boost DC Outputs for Hybrid Micro grid Applications, IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 14-17 December, 2016, Trivandrum, INDIA. (Conference Paper)
- [5] Daher S., Schmid J., and Antunes : Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Issue: 7 , July 2008 , pp. 2703 - 2712 (Article)
- [6] Rasoanarivo I. : Implementation of Standalone PV Micro Grid with Multi-level converters for Rural Electrification, International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Oct 2018, Paris, France (Conference Paper)
- [7] Efstratios C., and Rogers Daniel J. : Cell SoC Balancing Using a Cascaded Full-Bridge Multilevel Converter in Battery Energy Storage Systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, Issue: 9 , pp. 5394-5402, Sept. 2016 (Article)
- [8] Biswas M., Podder S., and Khan Z. R. : Modified H-bridge multilevel inverter for Photovoltaic micro-grid systems, International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), 20-22 Dec. 2016, Dhaka, Bangladesh (Conference Paper)

- [9] Sędlak M., Stynski S., Kazmierkowski M. P., and Mariusz Malinowski M. : Operation of four-leg three-level flying capacitor grid-connected converter for RES, IECON 2013 - Conference International of the IEEE Industrial Electronics Society, 10-13 Nov. 2013, Vienna, Austria (Conference Paper)
- [10] Rachananjali K., and Srinu Naik R. : Design of Modular Multilevel Converter for micro grid inked photovoltaic system, IEEE India International Conference on Power Electronics IICPE, December 2018 (Conference Paper)
- [11] Rasoanarivo I., El Jihad H.: Five-Level Inverter with Zero Volt Not Connected (ZVNC) for Medium Power: Analysis of Operating Mode, 20th European Conference on Power Electronics and Applications, 17-21 September 2018, Riga, Latvia, (Conference Paper)
- [12] Rasoanarivo I.: Multi-level, multi-voltage matrix converter and method for implementing such a circuit, WO 2011/058273 A3.(Patent)
- [13] Zoubida L., Rasoanarivo I. , Davat B. : Minimisation of wiring inductance in high power IGBT inverter, Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE, Volume: 2, (Conference Paper)