

단상 인버터의 동작에 의한 이중접속 3상 전압원 인버터의 출력파형 개선

崔世琬, 梁承旭

Output Waveform Improvement of Double-Connected 3-Phase Voltage Source Inverter by Single-Phase Inverter

Sewan Choi, Seunguk Yang

요약

본 논문에서는 전압원 인버터의 출력전압 파형을 개선하기 위한 새로운 이중접속 3상 전압원 인버터를 제안한다. 보조회로의 단상인버터로 리플전압을 발생시키고 이를 기존의 12-스텝 인버터에 주입함으로써 12-스텝 동작이 36-스텝 동작으로 전환된다. 한편, 출력 측의 결합용 위상 변압기로서 커플링 리액터를 도입하여 변압기의 KVA용량을 감소시킨다. 또한 본 방식을 포함한 전체의 정류기-인버터 시스템을 제안하고, 실험에 의해 본 방식의 타당성을 입증한다.

ABSTRACT

This paper proposes a new double-connected 3-phase voltage source inverter with improved output voltage waveform. An auxiliary single-phase inverter injects a ripple voltage into the double-connected inverter to convert 12-step operation to 36-step operation. The KVA rating of the output phase-shifting transformer is reduced by employing a harmonic canceling reactor. The whole rectifier-inverter system including the proposed technique is introduced, and the experimental results are provided.

Key Words : Multi-Step, Double-Connected, Voltage Source Inverter, Coupling Reactor

1. 서론

3상 전압원 인버터는 교류 전동기의 가변속 구동장치, 무정전 전원장치(UPS) 및 정지형 무효전력 보상장치(SVC) 등에 폭넓게 사용되고 있다.^[1-4] 인버터의 출력파형을 개선하기 위하여 고주파 동작이 가능한 IGBT 등을 사용하는 PWM 방식은 주로 중·소용량의 교류 전동기 구동이나 UPS 등에 사용되고 있지만 동작주파수가 수백Hz 정도인 GTO를 사용하는 중·대전력의 응용에서는 이러한 PWM 방식을 사용할 수 없다. 따라서 이러한 중·대전력용 인버터에는 복수대의 인버터

를 직렬 또는 병렬로 접속하여 용량을 늘리고 위상변압기로 출력을 결합하여 파형을 개선하는 다중화방식이 사용되고 있다. 이 다중화방식은 저차고조파를 제거 하여도 고차고조파가 증대되지 않을 뿐 아니라, 복수대의 인버터를 사용하기 때문에 이중 일부가 고장시에도 분리하면 계속 운전이 가능하므로 신뢰성이 높다^[1]. 그러나 이 방식은 출력파형의 개선을 위하여 스텝수를 증가시키려면 인버터 브리지와 위상변압기의 수를 늘려야 한다. 예를 들면, 36-스텝 인버터를 구현하기 위하여는 6대의 인버터(즉 36개의 스위칭 소자)와 6대의 위상변압기를 사용하여야 하는데 단지 출력파형을 개선하기 위하여 인버터를 다중화하는 것은 비용이나 설치면적 등에서 비경제적이다.

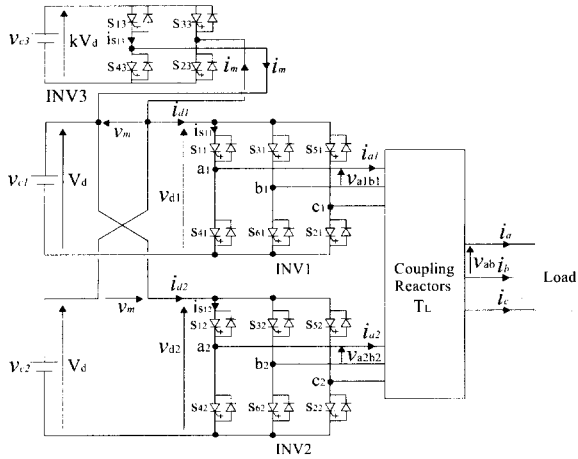


그림 1 제안한 36-스텝 인버터
Fig. 1 Proposed 36-step Inverter

따라서 이를 개선한 전압분할방식의 이중접속 전압원 인버터가 제안되었다.^[1-4] 문헌 [2]에서는 전압형 상간 리액터를 사용하여 36-스텝 인버터를 구현하였고, 문헌 [3]에서는 출력측에 커플링 리액터를 사용하여 60-스텝 파형으로 6상 유도전동기에 적용하였다. 또한 문헌 [4]에서는 보조회로에 단권변압기를 사용하여 24-스텝과 36-스텝의 파형을 얻을 수 있었다. 문헌 [2]와 [4]의 방식은 보조회로에 리플전압 주입용으로 사용되는 리액터 소자가 포화되면 오동작을 일으킬 수 있는 단점이 있다. 본 논문에서는 보조회로에 리액터 소자를 사용하지 않는 새로운 이중접속형 전압원 인버터를 제안하고자 한다. 제안한 인버터는 기존의 이중접속형 12-스텝 인버터에 단상 인버터만을 보조회로로 하여 36-스텝의 출력파형을 얻는다. 또한 출력측에 결합 변압기로서 커플링 리액터를 채택하여 변압기의 VA용량을 감소시킨다.^[5] 본 논문에서는 제안한 인버터의 동작원리, 전압·전류해석에 의한 최적 파라미터의 선정 및 각 소자의 용량을 계산하고 본 방식을 포함한 전체의 정류기-인버터 시스템을 제안한다. 또한 실험에 의해 본 방식의 타당성을 입증한다.

2. 동작원리

그림 1은 제안하는 인버터 시스템을 나타낸다. 두 대의 3상 인버터 브리지(INV1, INV2)는 출력측의 커플링 리액터 TL에 의하여 결합되고, 보조회로로서 사용된 단상 인버터 INV3의 출력을 각 3상 인버터의 입력에 그림과 같이 연결한다. 두 대의 3상 인버터 INV1

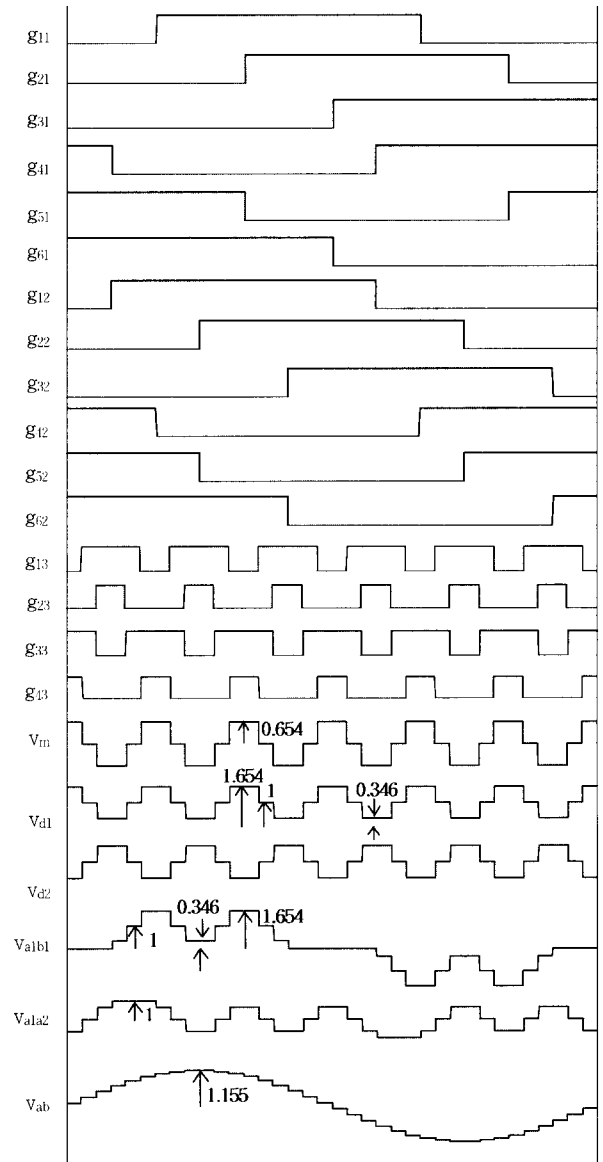


그림 2 제안한 36-스텝 인버터의 주요 파형
($V_d=1$, $k=0.654$ 일 때)
Fig. 2 Waveforms for the Proposed 36-step Inverter
(when $V_d=1$, $k=0.654$)

과 INV2는 180° 도통방식으로 구동되며 서로 30°의 위상차를 갖도록 한다. 단상인버터 INV3은 3상 인버터의 6배 주파수로 동작한다. 각 인버터의 스위치 S_{ij} 의 게이트 신호 g_{ij} (이때 $i(i=1\sim6)$ 는 스위치 번호, $j(j=1,2)$ 는 인버터 번호를 표시함) 및 이에 따른 각 부의 파형을 그림 2에 나타낸다. 먼저 출력전압의 해석을 용이하게 하기 위하여 사용한 스위칭 소자와 커

플링 리액터는 이상적이라고 가정한다. 각 인버터의 입력전압은

$$v_{c1} = v_{c2} = V_d \quad (1)$$

$$v_{c3} = kV_d \quad (2)$$

이며, 이때 k 는 주 인버터의 입력전압에 대한 보조회로의 입력전압비이다. 단상 인버터의 출력전압 v_m 은 입력전압과 게이트 신호에 의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_m = (g_{13} - g_{33})v_{c3} \quad (3)$$

각 3상 인버터의 입력전압은

$$v_{d1} = v_{c1} - v_m \quad (4)$$

$$v_{d2} = v_{c2} + v_m \quad (5)$$

이고, 각 3상 인버터의 출력전압은 다음과 같다.

$$v_{ab1} = (g_{1j} - g_{3j})v_{dj} \quad (6)$$

$$v_{bc1} = (g_{3j} - g_{5j})v_{dj} \quad (7)$$

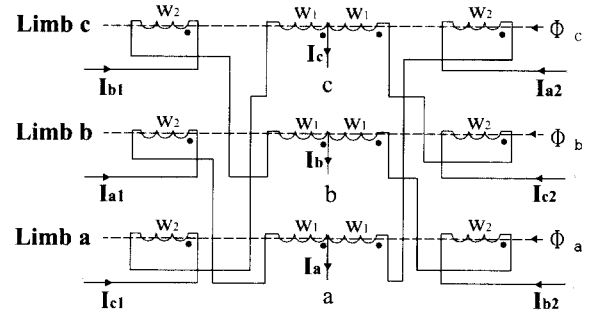
$$v_{ca1} = (g_{5j} - g_{1j})v_{dj} \quad (8)$$

한편, 그림 1의 고조파 제거를 위한 3상 커플링 리액터의 결선도와 기본파에 대한 전류의 페이서도를 그림 3에 나타낸다^[5]. 그림 3(a)의 각 3상 철심에 연결된 권선 W_1 과 W_2 의 권수비 $a = W_2/W_1$ 는 그림 3(b)의 페이서도에서 보듯이 두 6-스텝 인버터의 전류가 서로 30° 의 위상차를 갖도록 결정한다. 즉, a상의 부하전류 I_a 에 대하여 각 인버터의 출력전류 I_{a1} 과 I_{a2} 가 각각 $+15^\circ$ 와 -15° 의 위상을 갖도록 하여 기본파 전류에 대한 기저력의 합이 0이 되도록 하면 권수비 $a = 0.366$ 이 된다. 또한 이러한 결선에 의한 커플링 리액터의 선간 출력 전압을 3상 인버터의 출력전압으로 표현하면 다음과 같다.^[6]

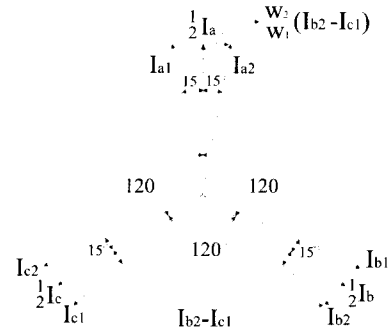
$$v_{ab} = \frac{(v_{a1b1} + v_{a2b2})}{2} + 0.077(v_{a1a2} + v_{b1b2} - 2v_{c1c2}) \quad (9)$$

따라서 식 (1)에서 (9)로부터, 출력전압 v_{ab} 는 각 인버터의 게이트 신호와 인버터 INV3의 입력 전압비 k 에 의하여 다음과 같이 된다.

$$v_{ab} = \frac{V_d}{2} [1.155(g_{11} - g_{32}) - 0.845(g_{31} - g_{12}) - 0.31(g_{51} - g_{52}) + k(g_{33} - g_{13})\{1.155(g_{11} + g_{32}) - 0.845(g_{31} + g_{12}) - 0.31(g_{51} + g_{52})\}] \quad (10)$$



(a) 결선도
(a) Winding Configuration



(b) 기본파 전류에 대한 페이서도
(b) Phasor Diagram for fundamental current

그림 3 커플링 리액터
Fig. 3 Coupling Reactor

인버터 출력전압의 왜곡률 (Distortion Factor)은

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{ab,n}^2}}{V_{ab,1}} \times 100 \quad (11)$$

로 정의되며, 전압비 k 에 따른 출력전압의 왜곡률을 그림 4에 나타낸다. 그림 4로부터 전압비 $k = 0.654$ 일 때 왜곡률은 $DF = 3.99\%$ 로 최소로 되며 이때 출력전압의 파형은 그림 2에서 보듯이 기존의 36-스텝 인버터와 동일하다. 그리고, 각 3상 인버터 입력전류는 각 인버터의 출력전류와 게이트신호에 의해 다음과 같이 된다.

$$i_{dj} = g_{1j}i_{aj} + g_{3j}i_{bj} + g_{5j}i_{cj} \quad (12)$$

또한, 단상인버터의 출력전류 i_m 은

$$i_m = i_{a2} - i_{a1} \quad (13)$$

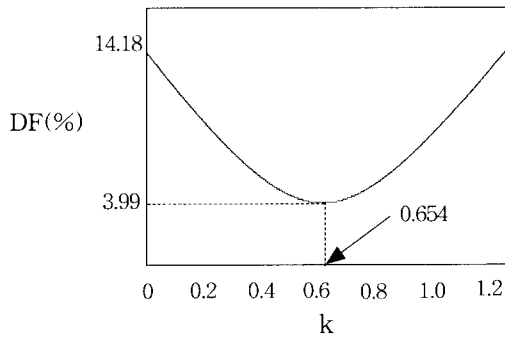


그림 4 보조회로의 전압비 k에 따른 출력전압의 왜곡률
Fig. 4 Distortion Factor of Output Voltage with Respect to Voltage Ratio k of Auxiliary Circuit

이므로, 3상 인버터의 스위치 전류 i_{s11} 과 단상 인버터의 스위치 전류 i_{s13} 은 다음과 같이 된다.

$$i_{s11} = g_{11} i_{a1} \quad (14)$$

$$i_{s13} = g_{13} i_m \quad (15)$$

3. 커플링 리액터의 용량과 소자의 정격

본 절에서는 커플링 리액터의 용량과 스위칭 소자의 용량을 계산한다. 리액터 권선의 전압정격을 계산할 때 정현파의 경우는 실효값(Effective voltage)을 사용하나, 비정현파인 경우는 인가전압에 의해 유기된 최대자속값을 고려하여 다음과 같이 정의된 등가실효전압(Equivalent effective voltage)을 사용한다.

$$V_{eq} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \int_0^\pi v_w d\theta \quad (16)$$

여기서 v_w 는 권선에 인가된 비정현파형의 전압임. 한편, a상 철심의 자속의 변화율은

$$\frac{d\Phi_a}{dt} = \frac{1}{w_2 + 2w_1} v_{a1a2} \quad (17)$$

이 되므로 권선 w_1 과 w_2 의 등가 실효전압은 각각

$$V_{w1,eq} = 0.224 V_d \quad (18)$$

$$V_{w2,eq} = 0.082 V_d \quad (19)$$

이 된다. 또한 부하전류의 실효값을 I_a 라 할때 권선

w_1 과 w_2 에 흐르는 전류의 실효값 I_{a1} 은 그림 3(b)의 페이지도로부터

$$I_{a1} = 0.5176 I_a \quad (20)$$

이 된다. 이때, 출력 전력 P_o 는 다음과 같다.

$$P_o = \sqrt{3} V_{ab} I_a = 1.428 V_d I_o \quad (21)$$

표 1에서 보듯이 KVA용량이 기존의 $\Delta - Y$ 형 변압기에 비해 약 61%가 감소되었음을 알 수 있다.

한편, 그림 2로부터 각 스위칭 소자의 전압정격을 구할 수 있으며, 부하전류를 정현파로 가정하고 부하전압에 대한 위상의 변화에 따라 스위칭 소자의 전류의 최대값을 구하여 표 2에 나타내었다.

표 1 커플링 리액터의 VA 용량
Table 1 VA Rating of Coupling Reactor

	커플링 리액터		기존의 $\Delta - Y$ 형 변압기	
	등가 실효 전압	$V_{w1,eq}/V_d$	0.224	$V_{\Delta,eq}/V_d$
	$V_{w2,eq}/V_d$	0.082	$V_{Y,eq}/V_d$	0.428
전류의 실효값	I_m/I_a	0.528	I_{Δ}/I_a	0.591
	I_{w2}/I_a	0.528	I_Y/I_a	1
등가 용량	$\frac{0.5 \sum V_{eq} I_{rms}}{P_o} = 36.94\%$		$\frac{0.5 \sum V_{eq} I_{rms}}{P_o} = 94.54\%$	

표 2 스위칭 소자의 정격
Table 2 Ratings of Switching Devices

		제안한 인버터	기존의 12-스텝 인버터
주 인버터 스위치	V_{pk}/V_d	1.654	1
	I_{pk}/I_a	0.732	1.414
보조회로 인버터 스위치	V_{pk}/V_d	0.654	-
	I_{pk}/I_a	1.035	-

4. 정류기 - 인버터 시스템

본 논문에서 제안하는 인버터 방식을 사용한 전체 정류기 및 인버터 시스템의 예를 그림 5에 나타낸다.

정류기 REC1과 REC2는 전류용량을 만족하는 경우 1대로 할 수 있다. 또한 3상 변압기 T_Y 와 정류기 REC3는 인버터 INV3에 리플전압을 제공하며, 이때 변압기 T_Y 와 정류기 REC3에는 매우 작은 전류가 흐르므로 변압기의 VA용량은 매우 낮다.

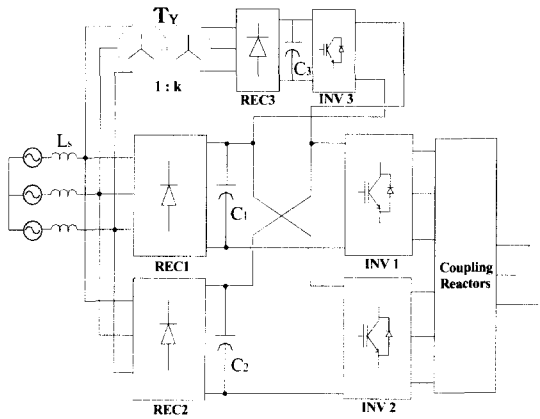
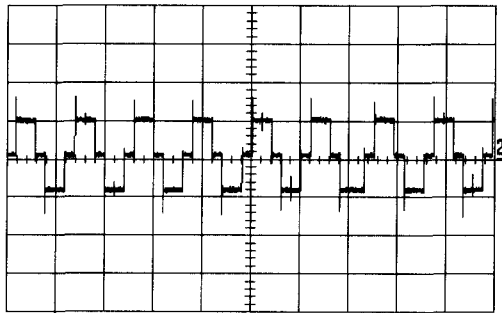


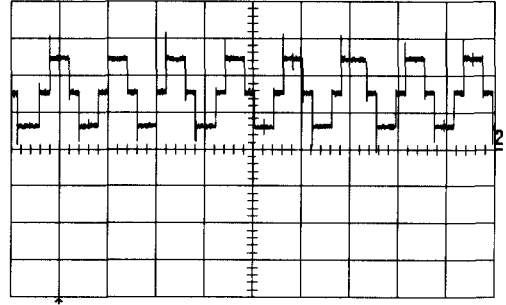
그림 5 제안하는 정류기-인버터 시스템
Fig. 5 Proposed Rectifier-Inverter System

5. 실험 결과

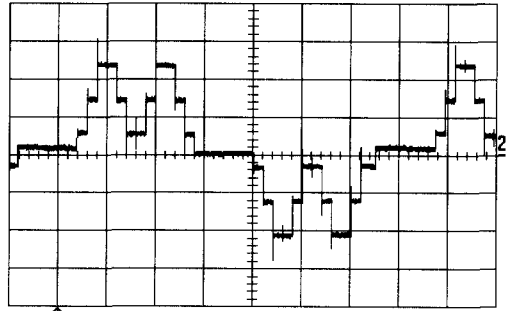
제안한 36-스텝 인버터를 실험하기 위하여 그림 5의 정류기-인버터 시스템을 3KVA급으로 제작하였다. 3상 다이오드의 정류기 입력단의 인덕턴스 L_s 는 각각 5mH이고 단상정류기 앞단의 변압기는 권선비 $k=0.65$



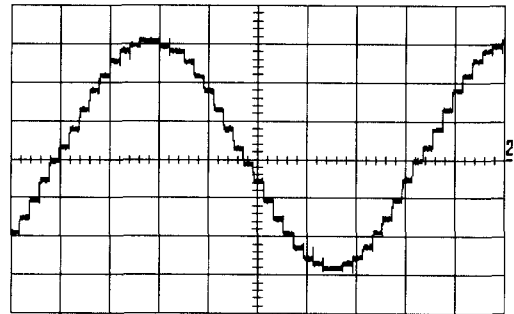
(a) v_m



(b) v_{d1}



(c) v_{d1b1}



(d) v_{ab}

그림 6 제안하는 36-스텝 인버터의 실험 결과
(종축:50V/Div., 횡축:2ms/Div.)

Fig. 6 Experimental Results for the Proposed 36-Step Inverter
(Vertical:50V/Div., Horizontal:2ms/Div.)

이며, 직류평활용 커패시터 C_1 과 C_2, C_3 는 3300 μ F /450V를 사용하였고, 입력전압 $V_d=120V$, 출력전류 $I_{a,rms}=3A$ 인 시스템으로 구현하여 실험한 결과를 그림 6에 나타낸다. 그림 6(a)는 단상인버터의 스위치 $S_{13} \sim S_{43}$ 의 동작에 의해 유기된 전압을 나타내고, 이 전압에 의해 변화된 인버터 입력전압 v_{di} 는 그림 6(b)와 같다. 그림 6(c)에 인버터의 출력전압 v_{abi} 를 나타내며 부하측 출력전압의 파형은 그림 6(d)로 기존의 36-스텝 파형과 동일하다. 실험결과는 2절의 분석 및 계산결과와 일치함을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 전압형 인버터의 출력전압 파형을 개선하기 위한 새로운 이중접속 3상 전압원 인버터를 제안하였다. 제안한 시스템은 16개의 스위칭 소자를 사용하여 36-스텝 인버터를 구현하였고 출력측에 기존의 $\Delta - Y$ 형 위상변압기를 사용하지 않고 커플링 리액터를 사용함으로써 등가용량이 61%가 감소했다. 또한 기존의 방식에 비하여 보조회로에 리액터소자를 사용하지 않음으로 리액터소자에 의한 오동작이 없으며, 직류전원 분할이 필요없다. 제안한 인버터는 PWM방식을 사용할 수 없는 중·대용량의 인버터에 적용 가능하다.

이 논문은 1999년도 한국학술진흥재단(KRP-99-003-E00161)의 연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] K. Oguchi, H. Hama, T. Kubota, "Multilevel Current-Source and Voltage-Source Converter Systems Coupled with Harmonic Canceling Reactors," IEEE IAS Conf. Rec. pp. 1300-1308, 1997.
 [2] Masukawa, S. Iida, "A Method for Reducing Harmonics in Output Voltage of a Double-Connected Inverter," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 9, no. 5, pp. 543-550, Sep. 1994.
 [3] K. Oguchi, A. Kawaguchi, T. Kubota, N. Hoshi, A Novel Six Phase Inverter System With 60-Step Output Voltages for High-Power Motor Drives," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, no. 5, pp. 1141-1149, September/October, 1999.
 [4] 양승욱, 최세완, 문건우, 조정구. "SVC적용을 위한 새로운 이중접속방식의 멀티스텝 인버터", 전력전자학회

논문지, 제4권, 제6호, pp. 547-553, 1999.

[5] Depenbrock, M, and Niermann C: Netzfremdliche Gleichrichterschaltung mit netzseitiger Saugdrossel(NSD)-Teil : Theorie der Wechselfeldverhältnisse, ETZ Arciv 11. 1989, pp. 241-247.
 [6] K. Oguchi, N.Nakajima, and T.Sano, "Three-phase three-level voltage-source converters coupled with harmonic canceling interphase reactors," Proceedings of EPE'97 in Trondheim, pp. 4.162-4.167, September 1997.

저 자 소 개



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(박사). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1996년~1997 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원.



양승욱(梁承旭)

1972년 10월 1일생. 1999년 호서대 전기공학과 졸업. 2001년 서울산업대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 (주)센코리아 근무.