

SVC를 위한 새로운 이중접속방식의 멀티스텝 인버터

최세완 · 양승욱 · 김기용

서울산업대학교 제어계측공학과

New Double-Connected Multi-Step Inverter for SVC

Sewan Choi Seunguk Yang Kiyong Kim

Dept. of Control and Instrumentation Eng.

Seoul National University of Technology

Abstract

A new multi-step voltage source inverter is proposed in this paper. The proposed scheme is composed of the double-connected 12-step inverter with an auxiliary circuit. The auxiliary circuit includes two voltage dividing capacitors, two switching devices and a low KVA autotransformer. The resultant system is shown to be a 24-step inverter suitable for large scale SVC applications in which the PWM method can not be employed. The design parameters are derived from the analysis of voltages and currents by means of switching functions. The simulation results verify the proposed concept.

1. 서 론

전압형 인버터는 교류전동기의 가변속 구동장치, 무정전 전원장치(UPS) 및 무효전력 보상장치(SVC) 등에 폭넓게 사용되고 있다[1-5]. 인버터 출력전압의 고조파를 제거하여 파형을 개선하기 위하여 여러 방식이 제안되었는데 이들은 크게 PWM방식과 다중접속방식으로 구분할 수 있다. PWM방식은 주로 고주파 동작이 가능한 IGBT등의 전력용 반도체 소자를 사용하여 교류전동기의 구동이나 UPS등에 적용되고 있다. 또한 다수의 스위칭소자를 직렬 또는 병렬접속하여 1대의 인버터로 대응량화하고 출력전압의 파형을 개선하기 위하여 PWM방식을 적용하는 NPC(Neutral Point Clamped)인버터등이 제안되었다[1]. 이 방식은 직렬 또는 병렬접속하는 각 소자의 전압(또는 전류)의 균등한 분담에 어려움이 있으며, PWM 동작으로 인하여 반송파의 측대파의 고조파가 발생하기 때문에 스위칭 주파수를 높여야 한다. 그러나 SVC등과 같은 중·대전력급에서는 동작 주파수가 수백Hz정도인 GTO다이리스터를 사용하기 때문에

PWM방식을 적용할 수 없다.

한편, 다중접속방식은 복수대의 인버터를 병렬 또는 직렬접속하는 방법으로 대응량화하고 위상변압기를 사용하여 출력을 결합함으로써 파형을 개선하는 방식이다. 이 방식은 저차고조파를 제거하여도 고차고조파가 증대되지 않고, 복수대의 인버터를 사용하기 때문에 이중 일부가 고장시에도 분리시켜 계속 운전이 가능하므로 신뢰성이 높다[5]. 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 이는 비용, 설치면적등에서 실용화에 어려움을 준다[4]. 이를 개선하기 위하여 전원분할 방식에 의한 이중접속 인버터등의 방식이 제안되었다[3-5].

본 논문에서는 이중 접속형 12-스텝 인버터에 간단한 보조회로를 추가하여 24-스텝 인버터와 동등한 출력 및 입력파형을 얻는 방식을 제안하고자 한다. 본 방식의 동작원리, 전압·전류해석에 의한 최적 동작 파라미터의 선정 및 변압기의 용량개선을 서술한다.

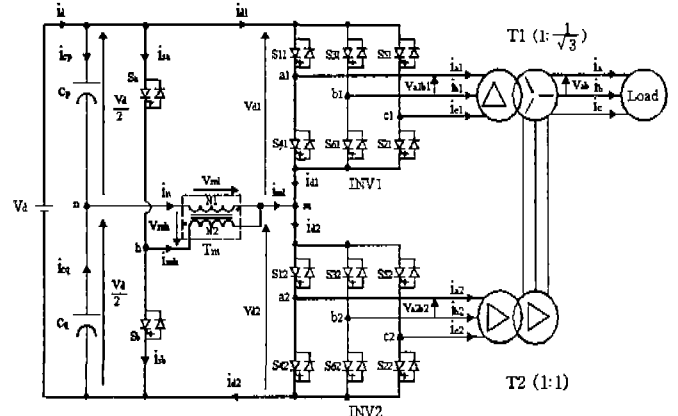


그림 1. 제안하는 24-스텝 인버터

2. 동작 원리

그림1은 제안하는 멀티스텝 인버터를 나타낸다. 두 대의 6-펄스 인버터는 두 대의 위상변압기 T_1 과 T_2 에 의해 결합되고, 직류전압을 이등분하는 커패시터 C_a 와 C_b , 게이트 턴오프 디바이스인 S_a 와 S_b 그리고 단권 변압기 T_m 으로 구성된다. 각 인버터는 180° 도통방식으로 구동되며 인버터 1과 2는 30° 의 위상차를 갖도록 한다. 또한 스위치 S_a 와 S_b 는 인버터의 6배 주파수로 동작하며 각 스위치에 대한 구동 신호는 그림2와 같다.

2-1. 전압 해석

단권변압기 T_m 의 고압측 v_{mh} 는 스위치 S_a 와 S_b 의 게이트 신호 g_a 와 g_b 에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{mh} = (g_a - g_b) \frac{V_d}{2} \quad (1)$$

저압측 전압 v_{ml} 은

$$v_{ml} = a_m v_{mh} \quad (2)$$

이고, 여기서 $a_m = \frac{N_1}{N_1 + N_2}$ 임

각 인버터의 입력전압은

$$v_{a1} = \frac{V_d}{2} - v_{ml} \quad (3)$$

$$v_{a2} = \frac{V_d}{2} + v_{ml}$$

이 되고, 인버터의 출력전압은 다음과 같이 인버터의 입력전압과 게이트 신호로 나타낸다.

$$v_{a1b1} = (g_{11} - g_{31}) v_{a1} \quad (4)$$

$$v_{b1c1} = (g_{31} - g_{51}) v_{a1}$$

$$v_{c1d1} = (g_{51} - g_{11}) v_{a1}$$

$$v_{a2b2} = (g_{12} - g_{32}) v_{a2}$$

$$v_{b2c2} = (g_{32} - g_{52}) v_{a2}$$

$$v_{c2d2} = (g_{52} - g_{12}) v_{a2}$$

한편, 변압기의 결선에 의하여 출력전압은 인버터의 출력전압으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{ab} = v_{a2b2} + \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{a1b1} - v_{b1c1}) \quad (5)$$

따라서 식 (1)에서 (5)로부터, 출력전압 v_{ab} 는 다음과 같이 된다.

$$v_{ab} = \frac{V_d}{2} \left\{ (g_{12} - g_{32}) + \frac{(g_{11} - 2g_{31} + g_{51})}{\sqrt{3}} + a_m (g_a - g_b) \left[(g_{12} - g_{32}) - \frac{1}{\sqrt{3}} (g_{11} - 2g_{31} + g_{51}) \right] \right\} \quad (6)$$

식 (6)에서 보듯이 출력전압은 게이트신호와 단권변

압기 T_m 의 전압비 a_m 에 의하여 결정된다. 출력전압의 왜곡율 (Distortion factor)은

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{ab,n}^2}}{V_{ab,1}} \quad (7)$$

로 정의되며, 전압비 a_m 에 따른 출력전압의 왜곡율을 그림 3에 나타낸다. 그림3으로부터 $a_m = 0.491$ 일 때 $DF = 6.603\%$ 로 최소로 나타나며, 이때 출력전압이 파형은 그림 2에서 보듯이 24-스텝의 인버터와 동일하다.

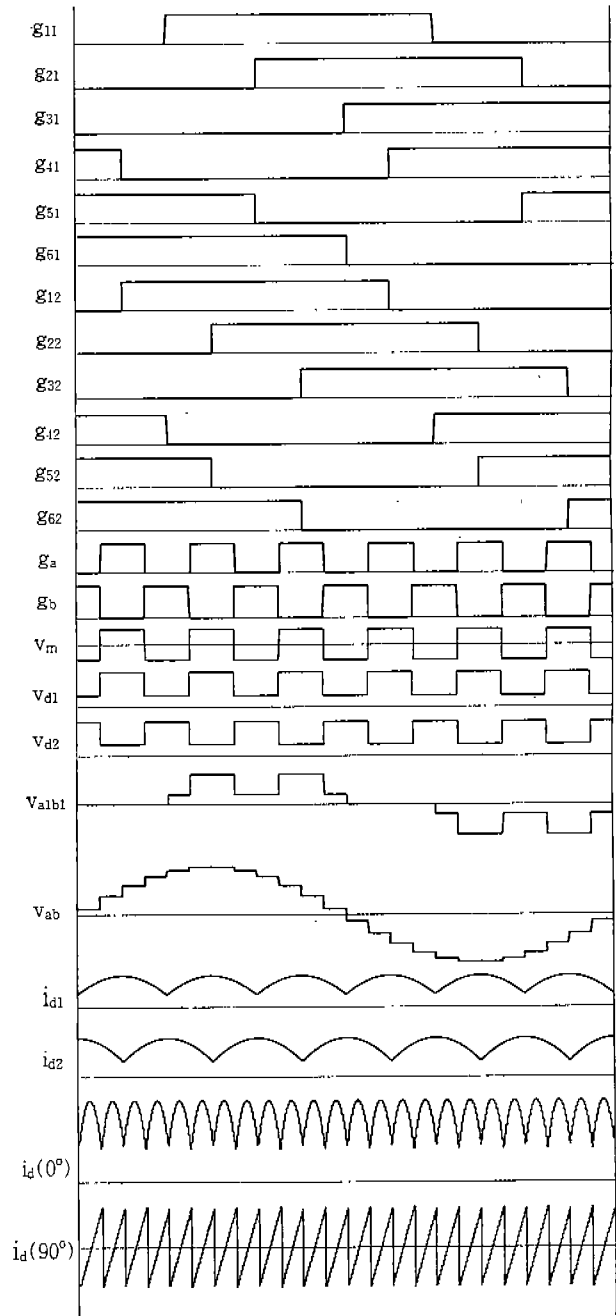


그림 2. 계산결과

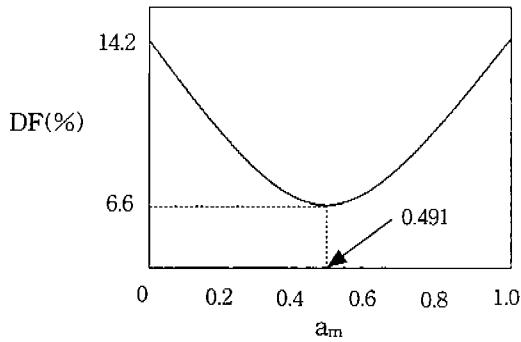


그림 3. 전압비 a_m 에 따른 출력전압의 왜곡률

2-2. 전류 해석

변압기 T_1 과 T_2 로부터 각 인버터의 출력전류는 부하전류로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{a1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_c) \quad (8)$$

$$i_{b1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_a)$$

$$i_{c1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_b)$$

그리고, 인버터의 입력전류는 게이트신호에 의해 인버터의 출력전류로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{d1} = g_{11} i_{a1} + g_{31} i_{b1} + g_{51} i_{c1} \quad (9)$$

$$i_{d2} = g_{12} i_{d1} + g_{32} i_{b2} + g_{52} i_{c2}$$

한편,

$$i_{m1} = i_{d2} - i_{d1} \quad (10)$$

$$i_{mh} = a_m i_{m1}$$

이고, 스위치 S_a 와 S_b 의 전류는 다음과 같다.

$$i_{sa} = g_a i_{mh} \quad (11)$$

$$i_{sb} = -g_b i_{mh}$$

또한

$$i_n = i_{m1} - i_{mh} \quad (12)$$

이고, 커패시터 C_p 와 C_o 전류는

$$i_{cp} = i_{co} = \frac{1}{2} i_n \quad (13)$$

이므로, 식 (8)에서(13)에 의해 입력전류 i_d 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_d &= i_{d1} + i_{sa} + i_{cb} \\ &= \left(\frac{1-a_m}{2} + a_m g_a\right)(g_{12} i_a + g_{32} i_b + g_{52} i_c) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1-a_m}{2} - a_m g_a\right) [g_{11}(i_a - i_c) \\ &\quad + g_{31}(i_b - i_a) + g_{51}(i_c - i_b)] \end{aligned} \quad (14)$$

입력전류도 게이트 신호와 전압비 a_m 에 따라 변하며 출력전류를 정현파로 가정하고 부하역률이 0과 1인 경우의 입력전류파형을 그림2에 나타낸다.

2-3. 소자의 정격

이 절에서는 제안한 시스템의 변압기 용량을 계산한다. 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.

$$V_{ea} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \int_0^\pi v_u d\theta \quad (15)$$

여기서 v_w 는 권선에 인가된 비정현파형의 전압임. 또한 부하 전류는 정현파로 가정하고 실효값을 사용하며, 입력전압과 출력전류는 각각 1(pu)로 가정한다. 이때, 출력 전력 P_o 는 다음과 같다.

$$P_o = \sqrt{3} V_{ea} I_a = 1.368(\text{pu}) \quad (16)$$

앞의 절에서 유도한 식들을 가지고 변압기 각 권선의 등가실효전압과 전류의 실효값을 구하여 표1에 나타내었다. 변압기 T_m 의 실효권선전류는 부하역률이 0인 경우 최대가 되며, 등가용량 계산에서는 이 최대값을 사용한다. 또한 변압기 T_m 은 출력주파수의 6배로 동작하므로 등가 실효전압은 $\frac{1}{6}$ 로 감소한다. 표1에서 보듯이 변압기 T_m 의 등가용량은 부하용량의 2.4 % 정도로 매우작다.

표1. 변압기의 등가용량

		등가실효전압 $V_{ea}(\text{pu})$	실효전류 $I_{rms}(\text{pu})$	등가용량 VA(pu)	등가용량 계산식
T1	1차측	0.370	0.577	0.468	$\frac{\sum 0.5 V_{ea} I_{rms}}{P_o}$
	2차측	0.213	1		
T2	1차측	0.370	0.577	0.468	
	2차측	0.370	0.577		
Tm	권선	0.045	0.368	0.024	
	n-m		0.355		
	m-h				

3. 시뮬레이션

제안한 24-스텝 인버터를 PSIM을 사용하여 시뮬레이션하였다. 이때 입력전압 $V_d=300V$ 이고 출력전류 $I_{a,rms}=30A$ 이다. 그림 4(a)는 스위치 g_a 와 g_b 의 동작에 의해 유기된 변압기 T_m 의 전압을 나타내고, 이 전압에 의해 변화된 인버터의 입력전압 v_{a1} 과 v_{a2} 는 각각 그림 4(b)및 4(c)와 같다. 인버터의 출력전압 v_{ab1} 은 그림 4(d)에 나타낸다. 또한 입력전류 i_a 의 파형을 나타낸다. 시뮬레이션결과는 2절의 분석 및 계산결과와 일치함을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 전압형 인버터의 출력전압 파형을 개선하기 위한 새로운 멀티스텝 인버터를 제안하였다. 제안한 시스템은 14개의 스위칭 소자를 사용하여 24-스텝 인버터를 구현하였고 보조회로에 추가된 단권변압기의 용량도 부하용량의 약 2.4%로 매우 낮다. 따라서 제안한 인버터는 PWM방식을 사용할 수 없는 대용량의 SVC등에 적용가능하다. 또한, 본 시스템에 1개의 양방향 스위칭 소자를 추가하면 36-스텝의 출력파형을 얻을 수 있다.

본 연구(관리번호 98-중-09)는 한국 전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었음

[참고문헌]

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new Neutral-Point-Clamped PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Appl, vol. IA-17, pp.518-523, 1981.
- [2] Pradeep Bhagwat, V.R Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter," IEEE IAS Conf. Rec. pp. 791-803, 1980.
- [3] 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.
- [4] S. Iida, S. Masukawa, J. Shimomura, and S. Miyairi, "A New Method for Improving Output Voltages in Double Connected Inverter by Means of Dividing DC Voltage Source," Trans. Inst. Elec. Eng., Japan, vol. 110-D, no. 5, pp. 467-476, May 1990(Japanese).
- [5] Masukawa, S. Iida, "A Method for Reducing Harmonics in Output Voltages of a Double-Connected Inverter," IEEE Trans. on power electronics, vol. 9, no. 5, pp. 543-550, sep. 1994.

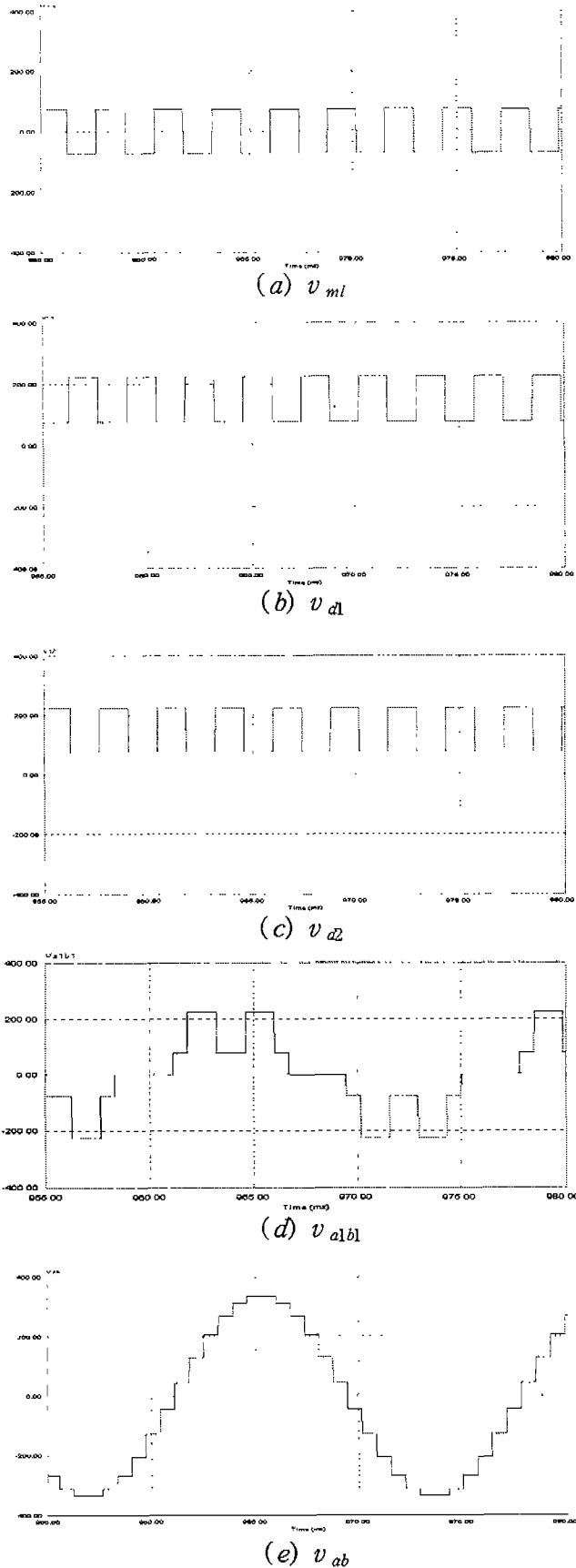


그림 4. 시뮬레이션 결과