

대용량 모터드라이브 적용을 위한 새로운 이중접속방식의 멀티스텝 인버터

梁承旭[†], 睦亨洙[†], 崔圭夏^{**}

New Double-Connected Multi-Step Inverter for High Power Motor Drive Applications

Seunguk Yang, Hyungsoo Mok and Gyuha Choe

요 약

본 논문에서는 전압원 인버터의 출력전압 파형을 개선하여 PWM방식을 사용할 수 없는 중·대용량급 모터드라이버 및 UPS, STATCOM, SVC등에 적용하기 위한 새로운 3상 전압원 24-스텝 인버터를 제안한다. 보조회로로서 사용한 컨버터로 리플전압을 발생시키고 이를 기존의 12-스텝 인버터에 주입하는데 한대의 링크를 사용하면 12-스텝 동작이 24-스텝으로 전환되며 보조 변압기의 1차 권선을 $2N(N=1,2,3,\dots)$ 으로 늘리면 12M-스텝($M=2,3,4,\dots$)으로 전환된다. 본 방식의 타당성을 실험 및 시뮬레이션을 통하여 입증하였다.

ABSTRACT

Now, in this paper, going to present you with an idea related to a new inverter of multi-step voltage source, that is, the double-connected 12-step inverter with an auxiliary circuit. It possibly can be 24-step inverter with 3-phase voltage source which will enable us make full application even to medium and high power-level Motor drive, UPS, STATCOM, SVC, etc. in which the PWM method could not be employed. 24-step operation can be obtained from the link between the existing 12-step inverter and the additional auxiliary circuit in which the transformer of auxiliary circuit generates ripple voltage delivered to the inverter. Through a lot of experiments and simulations, (from which the validity of this scheme is confirmed,) we came to the conclusion that the increase of the primary winding number on transformer by $2N(N=1,2,3,\dots)$ leads to the 12M-step($M=2,3,4,\dots$) inverter. The validity of the proposed scheme is confirmed by the simulated and experimental results.

Key Words : Multi-step Inverters, Motor Drive, Double-Connected 12-step Inverters

1. 서 론

전압원 인버터는 교류전동기의 가변속 구동장치, 무

정전 전원장치(UPS) 및 무효전력 보상장치(SVC) 등에 폭넓게 사용되고 있다. 인버터 출력전압의 고조파를 제거하여 파형을 개선하기 위한 여러 방식이 제안되었는데 이들은 크게 PWM방식과 다중화 방식으로 구분할 수 있다. PWM방식은 주로 고주파 동작이 가능한 IGBT 등의 전력용 반도체 소자를 사용하여 교류전동기의 구동이나 UPS등에 사용되고 있다^[1-3]. 그러나 이 방식은 출력측 필터의 용적이 커지며 높은 스위칭주파수로 인하여 스위칭소자의 발열 문제가 발생한다.

[†]교신저자 : 정회원, 건국대 전기공학과 교수

E-mail : hsmok@konkuk.ac.kr

^{*}정회원, 단암시스템즈(주) 선임연구원

^{**}정회원, 건국대 전기공학과 교수

접수일자 : 2005. 12. 23

1차 심사 : 2006. 1. 16

2차 심사 : 2006. 2. 23

심사완료 : 2006. 3. 15

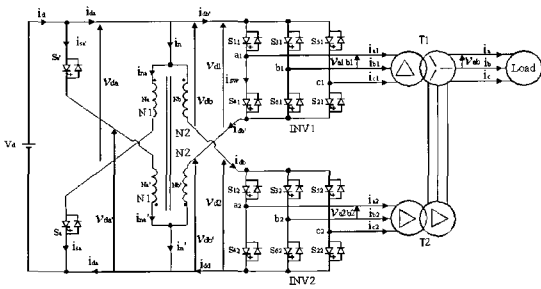


그림 1 제안하는 24-스텝 인버터
Fig. 1 Proposed 24-step Inverter

반면 다중화방식은 복수대의 인버터를 병렬 또는 직렬 접속하여 대용량화 및 멀티-스텝화 하여 고조파를 제거하는 방식으로 PWM방식에 비해 저차고조파를 제거하여도 고차고조파가 증대되지 않고, 복수대의 인버터를 사용하기 때문에 이 중 일부가 고장시에도 분리시켜 계속 운전이 가능하며^[3], 다펄스화를 구현시 출력측 필터가 필요 없고 낮은 스위칭 주파수로 인하여 열적인 문제도 향상되나 멀티-스텝을 구현하기 위해선 많은 스위칭 소자를 필요로 하는 단점이 있다^[4]. 이런 다중화 방식의 단점을 개선하기 위하여 하이브리드 인버터^[8]와 이중접속 인버터 등의 방식이 제안되고 있다^[5-7]. 본 논문에서는 이중접속형 12-스텝 인버터에 간단한 보조회로를 추가하여 기존의 24-스텝 인버터와 동등한 출력 및 입력파형을 얻는 방식을 제안하고자 한다. 제안하는 방식은 24-스텝으로 설계되었으나 보조 변압기의 권선과 보조 스위칭 소자를 추가하면 다펄스화를 구현할 수 있는 장점이 있다. 본 방식의 특징은 다음과 같다.

- 커패시터에 의한 전원분할방식이 아닌 단일전원을 사용하기 때문에 전원측 커패시터의 전압 불평형을 해소하기 위한 별도의 제어가 필요 없다.

- 2대의 6-스텝 인버터의 스위칭 주파수는 60Hz이며, 보조 스위치는 360Hz로 스위칭 주파수가 매우 낮다.

- 보조 변압기의 1차측 권선 또는 2차측 권선을 2N(N=1,2,3...)차수로, 보조스위치를 2N(N=1,2,3...) 개로 증가 시키면 12M-스텝(M=2,3,4...)으로 전환된다.

- 보조권선측의 회로를 변환하여 48-스텝 이상을 구현할시 IEEE 519-1922의 고조파 규제를 만족하여 출력 측의 필터가 필요 없다.

표 1 고조파 규제 (IEEE 519-1992)

Table 1 IEEE 519-1992 Recommended Practices

I _{sc} /I _L	Odd Harmonic Order h (%)					THD(%)
	H < 11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	
< 20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

2. 제안하는 방식의 동작원리

그림 1은 제안하는 24-스텝 인버터를 나타낸다. 두 대의 6-펄스 인버터는 두 대의 위상변압기에 의해 결합되고, 보조회로는 턴-오프 디바이스인 S_a와 S_{a'}, 그리고 단권변압기로 구성된다. 각 인버터는 180°도통방식으로 구동되며 인버터 1과 인버터 2는 30°의 위상차를 갖도록 한다. 또한 S_a와 S_{a'}는 인버터의 6배 주파수로 동작하며 각 스위치에 대한 구동 신호는 그림 4와 같다. 제안하는 방식의 동작원리를 살펴보기에 앞서 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 보조변압기와 출력 변압기는 이상적이다.
- 2) 입력전압은 리플이 없는 DC전압이다.
- 3) 출력전류는 완전한 sin파형이며 3상의 위상차는 각각 120°로 평형을 이룬다.
- 4) 각각의 스위칭 소자는 이상적이다.

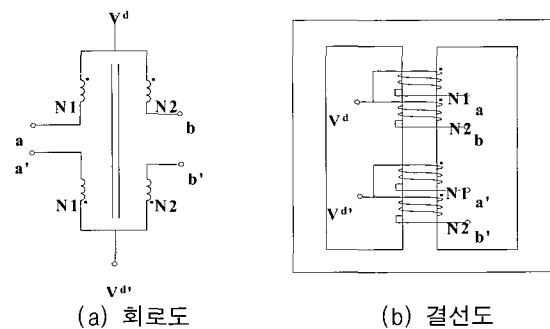
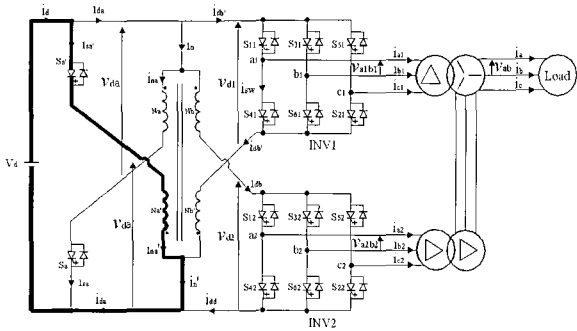


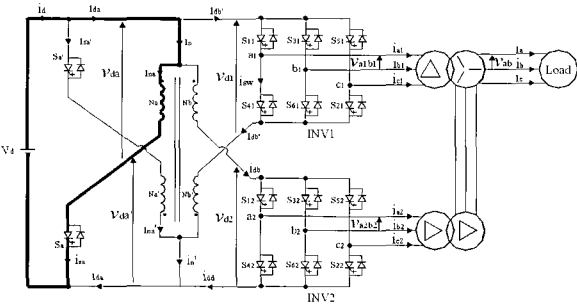
그림 2 제안하는 24-스텝 인버터의 보조 변압기
Fig. 2 Auto-transformer for proposed 24-step inverter

2.1 보조변압기의 동작원리

제안하는 24-스텝 인버터에는 그림 2와같이 기존의 12스텝을 24스텝으로 전환을 가능하게 하기 위하여 보조 스위치와 보조 변압기를 설계하였다. 보조 스위치와 보조 변압기는 각각 MODE A와 MODE B의 동작을 반복함으로써 360Hz의 주파수를 가진 구형 펄스파를 발생하고 이 파형과 입력전압의 합성, 두 대의 인버터의 스위칭 동작으로 인하여 최종 24-스텝의 출력 파형이 발생하게 된다.



(a) Mode A



(b) Mode B

그림 3 보조 회로의 동작
Fig. 3 Operation of auxiliary circuit

보조회로에서 구형파 리플전압의 발생은 Mode A와 Mode B의 스위칭 과정을 거쳐 발생하게 된다. 각각의 스위칭 신호는 그림 4와 같고, Mode에 의한 전압발생 과정은 다음과 같다.

1) Mode A: 그림 3의 (a)와 같이 보조회로의 스위치 S_a' 가 ON, S_a 가 OFF일 때 $v_{da}'=V_d$ 가 되며, v_{da} 는 v_{da}' 와 역턴으로 결선되어 있으므로 $v_{db}=-V_d$ 의

전압이 유기된다. 따라서 2차측 권선에는 1차측 권선에 걸리는 전압에서 턴비에 의해 각각 $v_{db}'=a_m \cdot V_d$, $v_{db}=-a_m \cdot V_d$ 의 전압이 유기된다.

2) Mode B: 그림 3의 (b)와 같이 보조회로의 스위치 S_a' 가 OFF, S_a 가 ON일 때 $v_{db}=V_d$ 가 되며, v_{da}' 는 $v_{da}'=-V_d$ 의 전압이 유기된다. 따라서 2차측 권선에는 1차측 권선에 걸리는 전압에서 턴비에 의해 각각 $v_{db}'=-a_m \cdot V_d$, $v_{db}=a_m \cdot V_d$ 의 전압이 유기된다.

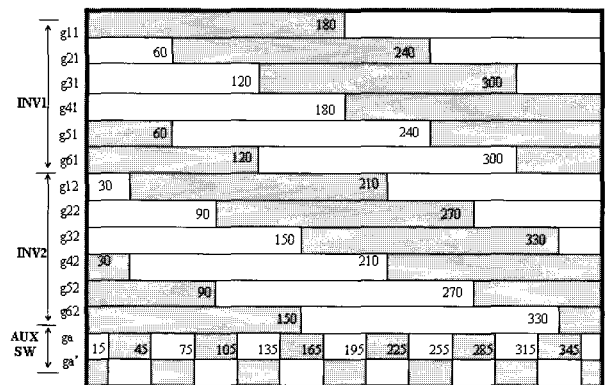


그림 4 제안한 인버터의 게이트 신호
Fig. 4 Switching patterns of the inverter gate signal

2.2 시스템의 전압해석

그림 1에서 보듯이, 입력전압은 V_d , 각 스위치의 게이트 신호를 g_k (k =각 스위치 소자의 번호임)로 정의 하였을 때 단권변압기의 1차측 전압은 스위치 S_a 와 S_a' 의 게이트 신호 g_a 와 g_a' 에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{da} = g_a \cdot V_d - g_a' \cdot V_d$$

$$v_{da}' = g_a' \cdot V_d - g_a \cdot V_d \tag{1}$$

2차측 전압 v_{db} , v_{db}' 는

$$v_{db} = a_m \cdot v_{da}$$

$$v_{db}' = a_m \cdot v_{da}' \tag{2}$$

이고, 여기서 $a_m = \frac{N_2}{N_1}$ 로 그림 5에서 보듯 0.491로 선정하였음. 따라서 각 인버터의 입력전압은

$$v_d = V_d - v_{d'}$$

$$v_{\ell} = V_d - v_{d} \quad (3)$$

이며, 각 인버터의 선간 출력전압은 다음과 같이 각 인버터의 입력전압과 게이트 신호로 나타낼 수 있다.

$$v_{abi} = (g_{1i} - g_{3i}) \cdot v_{di}$$

$$v_{bci} = (g_{3i} - g_{5i}) \cdot v_{di}$$

$$v_{cai} = (g_{5i} - g_{1i}) \cdot v_{di} \quad (4)$$

여기서 $i(i=1,2)$ 는 인버터 번호임.

한편 변압기의 결선에 의하여 출력전압 v_{ab} 는 인버터의 출력전압으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{ab} = v_{a\ell b} + \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{ab1} - v_{bc1}) \quad (5)$$

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

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

식 (6)에서 보듯이, 출력전압은 게이트 신호와 단권 변압기의 권수비 a_m 에 의해서 결정된다. 또한 출력전압의 전고조파 왜형률(THD: Total Harmonic Distortion 이하 THD로 표기)은

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

으로 정의되며, 전압비 a_m 의 변화에 따른 출력전압의 THD를 그림 5에 나타내었다. 그림 5로부터 $a_m=0.491$ 일 때 THD=6.6%로 최소가 됨을 알 수가 있으며, 이 때 출력전압의 파형은 그림 6과같이 기존의 24-스텝과 동일한 형태를 얻을 수 있었다.

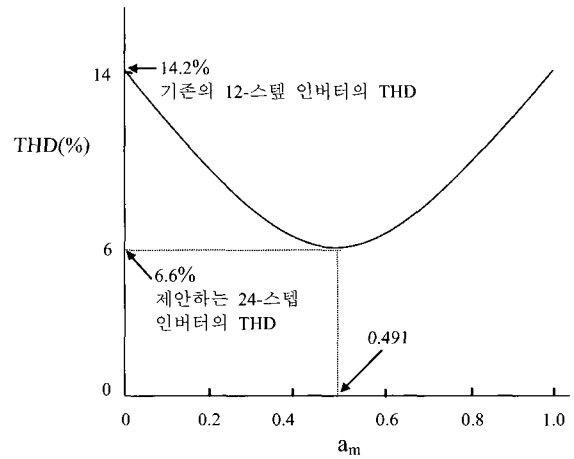


그림 5 전압비 a_m 에 따른 출력전압의 THD
Fig. 5 Total Harmonic Distortion of Output Voltage with respect to Voltage Ratio a_m

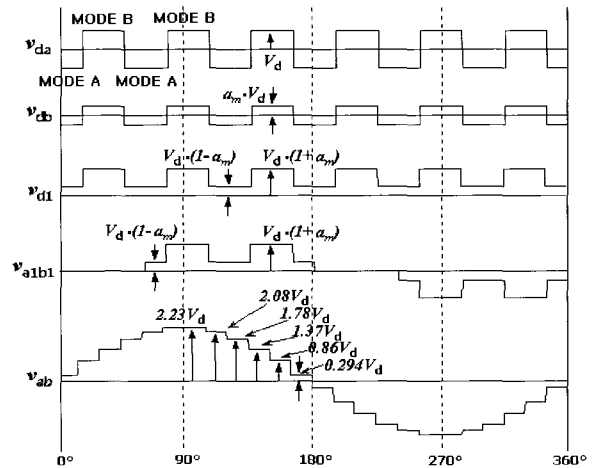


그림 6 제안한 24-스텝 인버터의 전압파형 ($v_d=1, a_m=0.491$ 일때)
Fig. 6 Voltage waveforms of the proposed 24-step inverter (when $v_d=1, a_m=0.491$)

2.3 시스템의 전류해석

출력측 위상변압기로부터 각 인버터의 출력전류는 부하전류로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_a = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_d)$$

$$i_b = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_d)$$

$$i_d = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_b) \quad (8)$$

$$\begin{aligned} i_d &= i_a \\ i_d &= i_b \\ i_d &= i_c \end{aligned} \tag{9}$$

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

$$i_d = g_1 i_a + g_3 i_b + g_5 i_c \tag{10}$$

여기서 $\lambda (j=1,2)$: 인버터 번호
 $j (j=b, c)$: 인버터출력.

또한 변압기에 흐르는 전류는

$$\begin{aligned} i_m &= (a_m i_a' - a_m i_b) g_a \\ i_m' &= (a_m i_b - a_m i_a) g_a' \end{aligned} \tag{11}$$

표 2 등가용량 및 소자정격
 Table 2 Equivalent Capacity and Element Rating

		기존 12-스텝	제안하는 24-스텝	계산식
등가 용량 VA(pu)	T1	0.468	0.468	$\frac{\sum 0.5 V_{eq} I_{ms}}{P_o}$
	T2	0.468	0.468	
	보조 변압기	.	0.781	$\frac{\sum V_{eq} I_{ms}}{P_o}$
인버터 브리지 스위치	전압 정격	0.464	0.668	$V_{d1}(\text{peak}) / V_o(\text{peak})$
	전류 정격	0.707	0.707	$I_{db}(\text{rms}) / I_a(\text{rms})$
		1.414	1.414	$I_{db}(\text{peak}) / I_a(\text{peak})$
보조회로 스위치	전압 정격	.	0.897	$V_{s1}(\text{peak}) / V_o(\text{peak})$
	전류 정격	.	0.027	$I_{sa}(\text{rms}) / I_a(\text{rms})$
		.	0.062	$I_{sa}(\text{peak}) / I_a(\text{peak})$

$$\begin{aligned} i_n &= i_m + i_d \\ i_n' &= i_m' + i_d' \end{aligned} \tag{12}$$

$$i_{d'} = i_n + i_d' \tag{13}$$

이고, 스위치 s_a 와 s_a' 의 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{s_a'} &= i_{n_a'} \cdot g_a' \\ i_{s_a} &= i_m \cdot g_a \end{aligned} \tag{14}$$

식 (8)에서 식 (14)에 의해 입력전류 i_d 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_d &= i_{s_a'} + i_d \\ &= i_a \left[a_m \left\{ g_a \left(g_{12} + \frac{1}{\sqrt{3}} (g_{31} - g_{11}) \right) \right\} + g_{12} \right] \\ &\quad + i_b \left[a_m \left\{ g_a \left(g_{32} + \frac{1}{\sqrt{3}} (g_{51} - g_{31}) \right) \right\} + g_{32} \right] \\ &\quad + i_c \left[a_m \left\{ g_a \left(g_{52} + \frac{1}{\sqrt{3}} (g_{11} - g_{51}) \right) \right\} + g_{52} \right] \end{aligned} \tag{15}$$

식 (15)와 같이 입력전류도 게이트 신호와 전압비 a_m 에 의해 결정된다.

2.4 각 소자의 정격

전압정격을 계산할 때 정현파의 경우는 실효값 (Effective or RMS voltage)을 사용하나, 비정현파인 경우는 인가전압에 의해 유기된 최대자속값을 고려하여 다음과 같이 정의된 등가실효전압(Equivalent effective voltage)을 사용한다.

$$V_{er} = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_0^\pi v_w d\theta \tag{16}$$

여기서, v_w : 권선에 인가된 비정현파형의 전압.
 또한 부하전류를 정현파로 가정하면 출력 전력 P_o 는

$$P_o = \sqrt{3} V_{ab} I_a = 1.388 V_d I_a \tag{17}$$

여기서 V_{ab} 와 I_a 는 각각 선간 출력전압과 출력전류의 실효값임.

식 (16)과 식 (17)을 이용하여 제안한 시스템의 등가용량 및 소자정격을 구하여 표 2에 나타내었다. 표 2

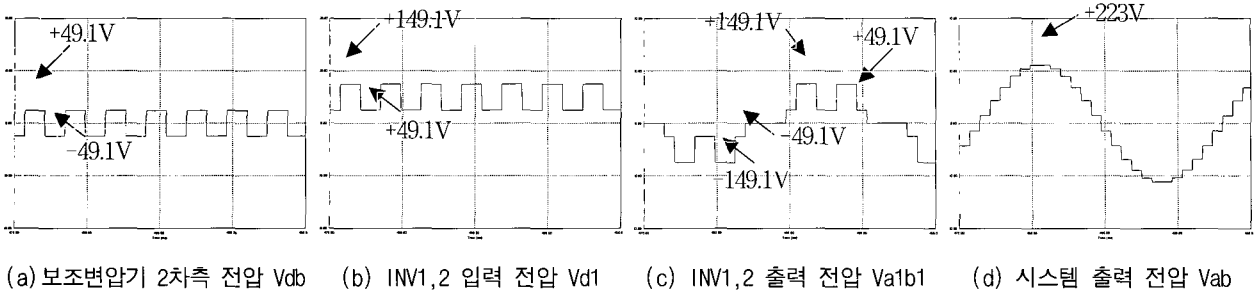


그림 7 제안하는 24-스텝 인버터의 시뮬레이션 결과 (종축:200V/Div 횡축:5ms/Div)

Fig. 7 Simulation results of the proposed 24-step inverter (Vertical:200V/Div Horizontal:5ms/Div)

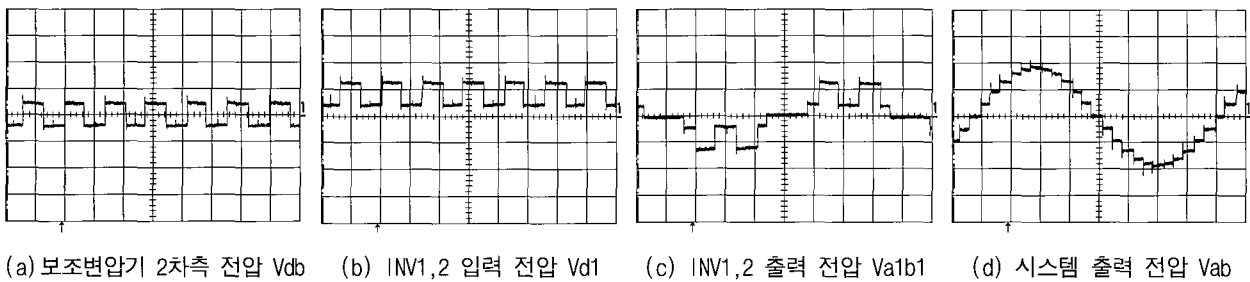


그림 8 제안하는 24-스텝 인버터의 실험결과 (종축:100V/Div 횡축:2ms/Div)

Fig. 8 Experimental results of the proposed 24-step inverter (Vertical:100V/Div Horizontal:2ms/Div)

에서 보듯이 보조회로 변압기의 등가용량 및 보조회로의 스위칭 소자의 전류정격은 매우 작다. 또한 그림 4와 그림 6에서 보듯이 2대의 인버터의 스위칭 주파수는 출력전압 주파수와 같으며, 보조회로에 사용된 소자의 주파수는 출력전압의 6배로 매우 낮은 주파수를 갖게 된다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안한 24-스텝 인버터를 UPS, STATCOM, SVC, 모터드라이브등에 적용하기 위한 실험 및 시뮬레이션에서는 제어가 복잡한 GTO대신 제어가 용이한 IGBT를 이용하여 용량 3[KVA]의 인버터 시스템을 구현하였고, 3상 R-L 직렬부하로 실험 및 시뮬레이션 하였다. 실험조건은 모터드라이브에 적용하기 위해, 정격전압 220[VAC], 정격 주파수 60[Hz]용 3상 유도전동기를 구동시킬 수 있도록 220[VAC]의 출력전압을 얻을 수 있는 100[VDC]의 입력전압을 기준으로 삼았다. 시뮬레이션은 PSIM Ver 4.0을 이용하여 수행하였으며 그 결과를 그림 7에 나타내었다. 실험 및 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

- 입력전압 : 100[VDC]

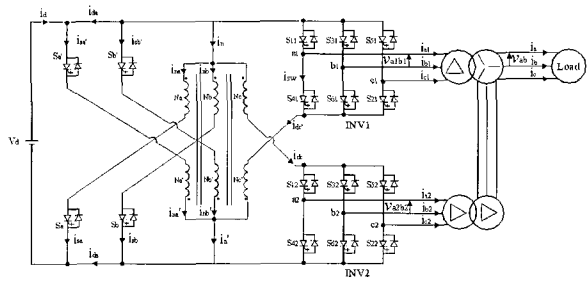
- 부하 : $R=20[\Omega]$, $L=30[\mu H]$ 의 RL직렬부하
- 출력 전압 주파수 : 60[Hz]
- 스위칭 주파수
 - ▷ INV1, INV2 : 60[Hz]
 - ▷ 보조스위치 : 360[Hz]

위의 조건에 맞추어 실시한 실험 결과를 그림 8에 나타내었다. 그림 8(a)는 보조스위치 S_a 와 S_a' 의 스위칭 작용에 의한 보조 변압기의 전압으로 360[Hz]의 주파수를 갖는 파형을 나타내었고, 이 전압에 입력전압의 합성파형으로 변화된 인버터의 입력전압 V_{d1} 을 (b)에 나타내었다. 그림 8(c)는 인버터 1의 출력전압 V_{a1b1} 이며 인버터 출력전압이 위상변압기에 의해 합성된 출력전압은 그림 8(d)이다. 그림 8(d)의 실험결과는 24-스텝을 가지며, 이 결과는 2절의 계산 결과와 일치한다.

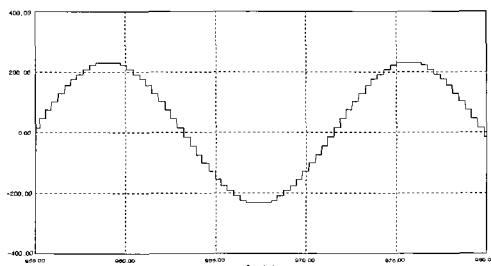
4. 결 론

본 논문에서는 전압형 인버터의 출력전압 파형을 개선하기 위한 새로운 멀티스텝 인버터를 제안하였다. 제안한 방식으로 14개의 스위칭 소자를 사용하여 24-스텝을 구현하였고, 보조 변압기의 1차 측권선 또는 2차측 권선을 2N차수 (N=1,2,3...)로, 보조 스위치를

2N(N=1,2,3...)개로 증가 시키면 그림 9와 같이 12M-스텝(M=2,3,4...)으로 구현 할 수 있으며, N차수로 스텝수를 늘릴수록 보조회로 스위칭 소자에 보조 변압기의 역전압이 상승하여 스위칭소자의 정격전압이 상승하는 문제가 있으나 그림 9와 같이 2개의 보조 스위칭 소자만을 추가하여 48스텝을 구현하였을 경우 출력측 필터 없이도 고조파 규제를 만족할 수 있으므로, 낮은 입력 전압과 높은 전류를 갖는 시스템에는 적은 스위칭 소자로 구동이 가능하다. 제안하는 인버터는 낮은 스위칭 주파수와 적은 스위칭 소자의 수로 동작하는 방식으로 PWM방식을 사용할 수 없는 대용량의 SCV나 필터의 용적을 줄여 고조파를 저감하고자 하는 대용량의 모터드라이브에 적용이 가능하다.



(a) 제안하는 48-스텝 인버터 회로



(b) 출력 48-스텝 전압 Vab

그림 9 제안하는 48-스텝 인버터
Fig. 9 Proposed 48-step Inverter

참 고 문 헌

[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] 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.
[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] J.B Casteel and R. G. Hoft, "Optimum PWM waveforms of a microprocessor controlled inverter," IEEE Power Electron. Specialists Conf. Record, 1978, pp. 243-250.
[5] 양승욱, 최세완, 문건우, 조정구, "SVC적용을 위한 새로운 이중접속방식의 멀티스텝 인버터". 전력전자학회 논문지, 제4권, 제6호, pp. 547-553, 1999.
[6] 김태훈, 배영상, 최세완, 이왕하, "이중접속방식의 멀티스텝 인버터를 이용한 STATCOM의 개발". 전력전자학회 논문지, 1229-2214, 제9권 1호, pp.36-41, 2004.
[7] K. Oguchi, A. Kawaguchi, and T. Kubota, "A Novel Six-Phase Inverter System with 60-Step Output Voltages for High-Power Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Appl, Vol. 35, No. 5, pp.1141-1149. sep. 1999.
[8] 강필순, 박성준, 김철우, "출력 전압 파형 개선을 위한 새로운 11 레벨 PWM 인버터". 전력전자학회논문지, 1229-2214, 제8권1호, pp.9-16, 2003.

저 자 소 개



양승욱(梁承旭)
1972년 10월 1일생. 1999년 호서대 전기공학과 졸업. 2001년 서울산업대 제어계측공학과 졸업(석사). 2004년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2006년 현재 단암시스템즈(주) 선임연구원.



목형수(睦亨洙)
1963년 10월 31일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원(석사). 1992년 동 대학원 졸업(공학). 1992년~1996년 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 1997년~현재 건국대 전기공학과 교수.



최규하(崔圭夏)
1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 Post-Doc. 1997년~1998년 건국대 연구처장. 2002년~2004년 건국대 교무처장. 현재 건국대 전기공학과 교수. 에너지전자 신기술연구센터 소장. 당 학회 부회장.

이 논문은 산업자원부의 전문인력양성사업의 지원에 의하여 연구되었음.