

출력전류의 고조파 저감을 위한 24펄스 전류형 인버터

24 Pulse Current Source Inverter for Reducing the Harmonics in Output Currents

柳 喆 魯* · 李 公 熙** · 李 星 龍*** · 韓 宇 勇§
 (Chul-Ro Yu · Gong-Hee Lee · Seong-Ryong Lee · Woo-Yong Han)

Abstract - A 24 pulse current source inverter for reducing the harmonics in output currents is presented in this paper. The proposed system operates a 24 pulse inverter by adding only tap changing circuit which consists of several taps and static switching elements to the 12 pulse inverter, which is the double connected 3 phase 6 pulse inverter with an auto transformer. Also to optimize the effectiveness of the harmonic reduction, the optimum turn ratio and tap changing control angle of auto transformer are decided by digital simulation and its validity is verified with experiment. And under the optimum condition, it is clarified that the harmonics components involved in the output currents of the proposed inverter are nearly equal to those of the conventional 24 pulse inverter.

Key Words : · 24 Pulse Current Source Inverter (24펄스 전류형 인버터) · Reducing Harmonics (고조파저감)

1. 서 론

교류 전동기 가변속 구동을 유도기와 인버터로 구성하는 방식은 유도기가 직류기에 비하여 가격이 싸고 견고하며, 소형이고 보수가 용이한 점

등에서 산업 전동력 분야에 일반화되었다. 유도기를 구동하기 위한 인버터는 전압형과 전류형으로 분류할 수 있는데 이중 전압형은 비교적 오래 전부터 사용되어 왔지만 최근에는 전류형 인버터가 장치의 구성이 간단하고 속응 제어성도 비교적 양호하여 주목받기 시작했다[1].

*正 會 員 : 全北大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員 : 全州工業專門大 電氣科 副教授 · 工博
 ***正 會 員 : 群山大 工大 制御計測工學科 專任講師 · 工博
 §正 會 員 : 全北大 大學院 電氣工學科 博士課程
 接受日字 : 1991年 4月 11日
 1次修正 : 1991年 10月 15日
 2次修正 : 1991年 11月 14日

그러나 이 방식에서 해결하여야 되는 문제점의 하나는 배전계통이나 부하설비에 대하여 고조파 손실로 인한 역률 개선용 콘덴서의 효율 저하 및 전동기의 맥동 토오크 등 여러가지 장애를 발생시키는 고조파의 문제가 있다. 이와 같은 인버터에 의한 고조파 장애를 억제시킬 수 있는 대표적

인 것으로 인버터 출력의 상수를 증가시키는 다상화(Phase Multiplication) 방법을 들 수 있는데, 이 방법은 6상 인버터를 기본 단위로 상수를 증가시키면 인버터 출력전류가 다단 상태로 되어 정현파에 가깝게 되므로써 고조파 발생을 억제하는 것으로 고조파 거감 특성이 매우 우수하다[2, 3].

그러나 12펄스 이상으로 다상화 하기 위해서는 상수 변환용 변압기 및 많은 스위칭 소자를 필요로 하기 때문에 시스템이 대형화 되고 비용이 증가하는 단점이 있다. [4, 5]

그러므로 이러한 방법과 동등한 고조파 저감 효과를 얻으면서 시스템 자체를 간단하게 구성할 수 있는 것이 실용상의 가장 중요한 문제가 된다.

따라서 본 논문에서는 3상 6펄스 인버터 2대를 단권변압기로 2중 접속한 12펄스 인버터를 기본회로로 하여 단권변압기 2차측에 2개의 탭(tap)을 설치하여 이들 탭을 스위칭 제어하므로써 인버터 출력전류를 24펄스까지 증가시킬 수 있는 24펄스 전류형 인버터 시스템을 제시하였다. 또한 본 시스템의 고조파 저감 효과를 높이기 위하여 단권변압기의 최적 권수비 및 탭 변환 제어각을 이론해석 및 시뮬레이션을 통하여 결정하였고 실험을 통하여 본 연구에서 제시한 시스템의 고조파 저감효과 및 유용성등을 입증하였다.

2. 전류형 인버터의 다중화

2.1 12펄스 변압기 결합 방식 인버터

본 연구에서는 이론적인 해석을 용이하게 하기 위하여 주 출력 변압기 및 단권변압기는 이상적인 것으로 간주한다. 즉, 이들의 여자 전류 및 누설 인덕턴스는 무시하고 해석한다. 그림 1은 단권변압기로 2중 접속된 12펄스 인버터로 그 출력단은 주 출력 변압기 T_1 , T_2 의 1차측 권선 Y 와 Y 에 결선되어 있고 2차측 권선 Δ 와 Y 는 유도전동기에 연결되어 있다. 또한 INV. I, II의 출력전류의 균형을 위하여 T_1 , T_2 의 1, 2차 권수비를 각각 $1 : \sqrt{3}(Y-\Delta$ 결선), $1 : 1(Y-Y$ 결선)로 하였고 INV. I, II로 유입되는 전류 I_{a1} , I_{a2} 의 크기는 직류 전원전류가 I_d 일때 $I_d/2$ 가 된다.

INV. I의 한상의 출력전류 i_{10} 은 그림 2(a)의 파형이고 i_{11} 전류는 변압기 결선 $Y-\Delta$ 에 의하여 식(1)로 되어 그림 2(d)와 같은 파형이 된다.

$$i_{11} = (i_{10} - i_{30}) / \sqrt{3} \quad (1)$$

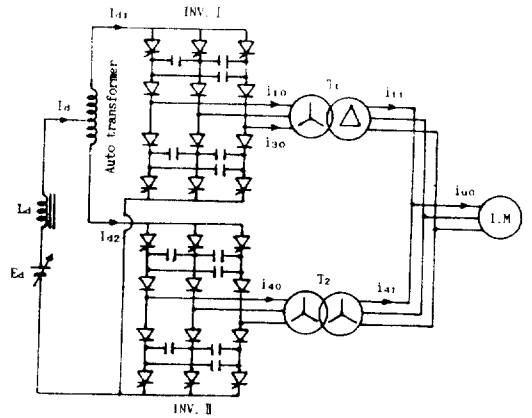


그림 1 12 펄스 인버터
Fig. 1 12 pulse inverter

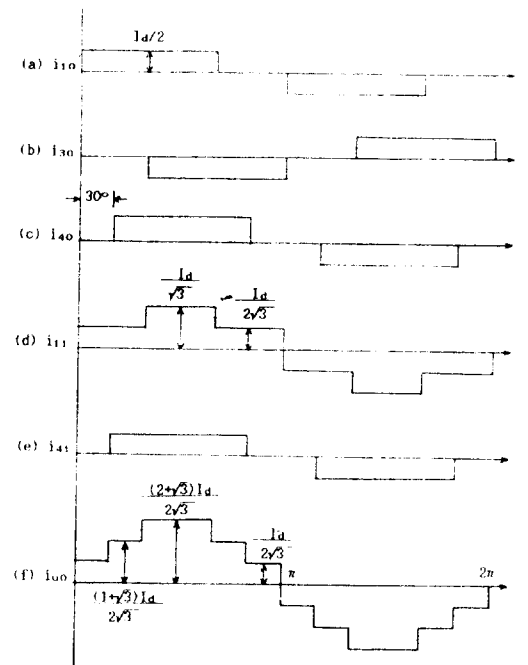


그림 2 12 펄스 인버터의 출력전류 파형
Fig. 2 Waveforms of output currents in 12 pulse inverter

또한 INV. II의 출력전류 i_{40} 은 그림 2(c)의 파형이고 i_{41} 은 변압기 결선이 $Y-Y$ 이므로 전류의 파형은 그림 2(e)와 같이 변하지 않는다.

따라서 12펄스 인버터의 한상의 출력전류 i_{u0} 는 식(2)와 같이 된다.

$$i_{u0} = i_{11} + i_{41} \quad (2)$$

식(2)에 의해서 i_{uo} 의 각 스텝의 값(1/4주기의 값)을 구하면

$0^\circ \leq \theta < \frac{\pi}{6} : i_{uo} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}$
$\frac{\pi}{6} \leq \theta < \frac{\pi}{3} : i_{uo} = \frac{(1+\sqrt{3})I_d}{2\sqrt{3}}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{\pi}{2} : i_{uo} = \frac{(2+\sqrt{3})I_d}{2\sqrt{3}}$

(3)

이므로 그림 2(f)와 같은 12펄스의 계단 파형이 된다.

2.2 제안된 24펄스 인버터

그림1과 같은 12펄스 인버터의 단권변압기에 탭 A, B를 정하고 이의 변환 제어를 위해 다이리스터 T_A, T_B 를 설치하면 그림 3과 같은 24펄스 인버터가 된다. T_A, T_B 에 의해서 2탭 변환 제어를 할 경우 이의 해석을 위하여 T_A 의 온 상태를 모우드 A, T_B 의 온 상태를 모우드 B로 한다.

단권변압기 양단에 걸리는 전압 V_m 은 INV. I, II에 의해 발생하는 전압의 차로 그림 4(a)와 같이 30° 를 주기로 +, -로 변화하는 파형이 된다. INV. I, II에 흐르는 전류 I_{a1}, I_{a2} 는 암페어 턴(Ampere turn)법칙에 의하여 모우드 A에서 $I_{a1}(N_1 - N_2) = I_{a2}(N_1 + N_2)$ 이고, $I_{a1} + I_{a2} = I_a$ 이므로 I_{a1}, I_{a2} 는 식(4)로 표현된다.

$$I_{a1} = I_a/2 + i_m, I_{a2} = I_a/2 - i_m \quad (4)$$

(단, $i_m = a_m I_a, a_m = N_1/2N_2$)

마찬가지로 모우드 B에서는 식(5)로 표현된다.

$$I_{a1} = I_a/2 - i_m, I_{a2} = I_a/2 + i_m \quad (5)$$

이 i_m 은 직류전원을 통과하는 전류가 아니라 다이리스터 및 변압기 권선을 순환하는 전류로 이

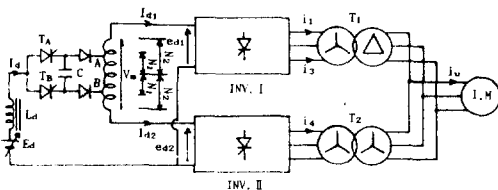


그림 3 제안된 24 펄스 인버터
Fig. 3 The proposed 24 pulse inverter

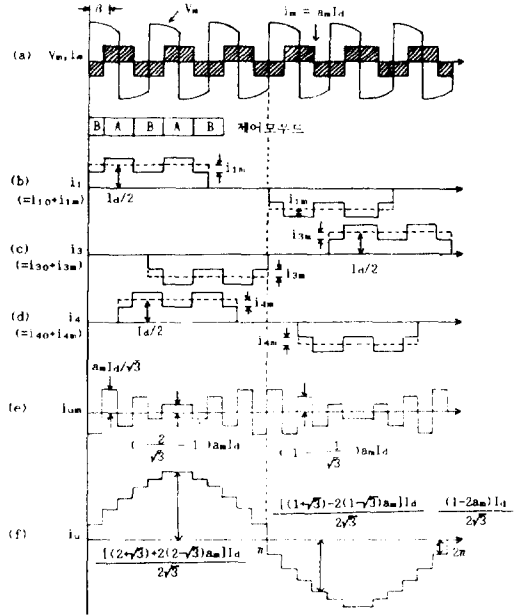


그림 4 출력전류 파형의 도식적 해석
Fig. 4 Graphical analysis of waveforms of output currents

전류에 의해서 출력전류 i_u 의 파형이 개선된다.

이 때 출력전류의 고조파 저감 효과를 알기 위해서는 $V_m > 0$ 일 때는 모우드 B에서 A로(이 경우 탭 변환 제어각은 β), $V_m < 0$ 일 때는 모우드 A에서 B로(이 경우 탭 변환 제어각은 $\beta + 30^\circ$) 탭 변환이 한정된다. 이들 제어 모우드에 따른 V_m 과 i_m 의 관계를 그림 4(a)에 나타냈다.

이 순환전류 i_m 에 의한 전류성분을 출력전류에 첨자 "m"을 부가하여 구별하면(즉, $i_u \rightarrow i_{um}, i_1 \rightarrow i_{1m}, i_2 \rightarrow i_{2m}, \dots$) 순환전류 i_m 은 탭 변환 다이리스터의 온, 오프에 따라 INV. I, II의 출력전류중에 배분되어져 i_{1m}, i_{3m}, i_{4m} 등의 전류성분이 되어 그림 4(b)-(d)의 점선 부분의 파형이 된다. 이들은 12펄스 인버터의 구형파 출력전류 i_{10}, i_{30}, i_{40} 등에 중첩되어 고조파를 저감시키는 전류성분이 된다.

이들 순환전류의 출력전류중의 성분 i_{um} 은 식(6)과 같고 그림 4(e)의 파형이 된다.

$$i_{um} = (i_{1m} - i_{3m})/\sqrt{3} + i_{4m} \quad (6)$$

따라서 2탭 변환에 의한 한상의 출력전류 i_u 는 식(7)과 같이 된다.

$$i_u = i_{uo} + i_{um} \quad (7)$$

식(7)에 의해서 i_u 의 각 스텝의 값(1/4주기의 값)을 구하면

$0 \leq \theta < \frac{\pi}{12}$	$i_u = \frac{(1-2a_m)I_d}{2\sqrt{3}}$
$\frac{\pi}{12} \leq \theta < \frac{\pi}{6}$	$i_u = \frac{(1+2a_m)I_d}{2\sqrt{3}}$
$\frac{\pi}{6} \leq \theta < \frac{\pi}{4}$	$i_u = \frac{[(1+\sqrt{3})+2(1-\sqrt{3})a_m]I_d}{2\sqrt{3}}$
$\frac{\pi}{4} \leq \theta < \frac{\pi}{3}$	$i_u = \frac{[(1+\sqrt{3})-2(1-\sqrt{3})a_m]I_d}{2\sqrt{3}}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{12}$	$i_u = \frac{[(2+\sqrt{3})-2(2-\sqrt{3})a_m]I_d}{2\sqrt{3}}$
$\frac{5\pi}{12} \leq \theta < \frac{\pi}{2}$	$i_u = \frac{[(2+\sqrt{3})+2(2-\sqrt{3})a_m]I_d}{2\sqrt{3}}$

(8)

이므로 4(f)와 같이 24펄스 계단파형이 된다.

3. 단권변압기 최적 권수비 및 탭 변환 제어각 결정

그림 3은 12펄스 인버터의 출력전류 i_{uo} 에 탭 변환에 의한 순환전류 성분 i_{um} 이 작용하여 출력전류를 24펄스로 다펄스화하는 고조파 저감 방법으로 고조파 저감효과를 최대화하는 단권변압기의 권수비 및 탭 변환 제어각을 구하기 위하여 그림 2(f), 그림 4(e)의 파형을 각각 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다.

12펄스 출력전류 i_{uo} 는

$$i_{uo} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \left[\sin(\theta - \alpha) + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 + (-1)^k}{6k \pm 1} \sin(6k \pm 1)(\theta - \alpha) \right] \quad (9)$$

이고, 순환전류에 의한 출력전류 성분 i_{um} 은

$$i_{um} = (2\sqrt{3}I_d/\pi) \left[\sqrt{A_1^2 + B_1^2} \sin(\theta - \alpha + \phi_1) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{12k \pm 1} \sqrt{A_{12k \pm 1}^2 + B_{12k \pm 1}^2} \sin(12k \pm 1)(\theta - \alpha + \phi_{12k \pm 1}) \right] \quad (10)$$

단,

$$A_n = a_m c_n \cos n \left(\frac{5\pi}{12} + \beta \right),$$

$$B_n = a_m \left[c_n \sin n \left(\frac{5\pi}{12} + \beta \right) - 2 \right]$$

$$C_n = 8 \sin \left(\frac{n\pi}{12} \right), \quad \phi_n = \frac{1}{n} \tan^{-1} (A_n / B_n)$$

$n=1$ 또는 $12k \pm 1 (k=1, 2, 3, \dots)$

여기서 출력전류 i_u 는 식(9)와 식(10)의 합으로 나

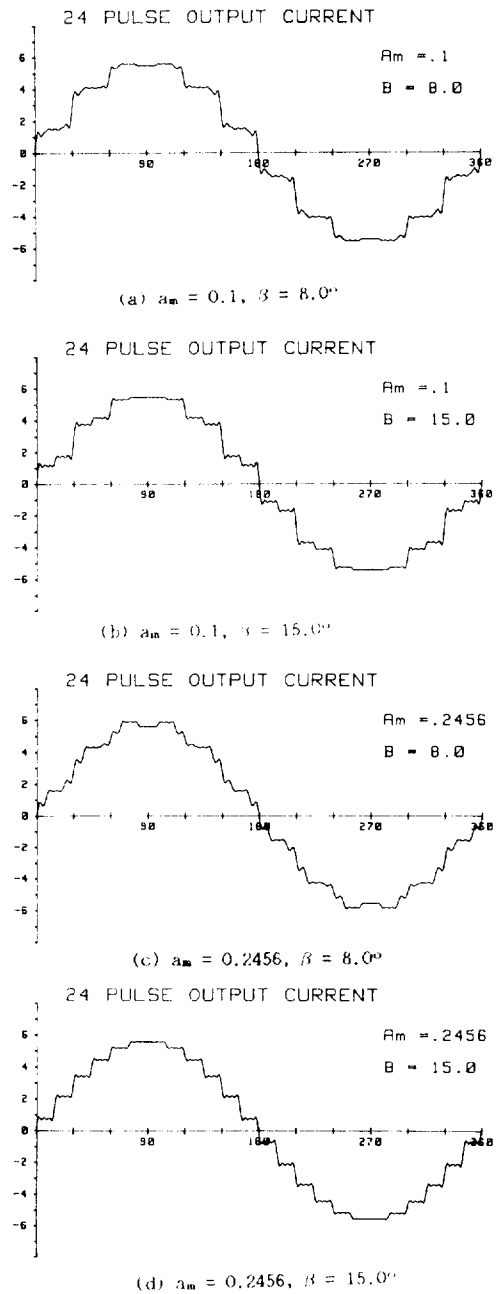


그림 5 a_m 과 β 값에 따른 출력전류 파형
Fig. 5 Waveforms of output currents by a_m and β

- (a) $a_m=0.1, \beta=8.0^\circ$
- (b) $a_m=0.1, \beta=15.0^\circ$
- (c) $a_m=0.2456, \beta=8.0^\circ$
- (d) $a_m=0.2456, \beta=15.0^\circ$

타나고 전류의 왜형률(distortion factor) μ 는

$$\mu = \sqrt{\sum_{n(n>1)}^{\infty} I_{un}^2 / I_{u1}} \quad (11)$$

(단, I_{u1} : 출력전류의 기본파, I_{un} : n 차 고조파의 실효치)

이므로 i_u 의 왜형률은 식(9), (10), (11)에 의하여 식(12)의 함수임을 알 수 있다.

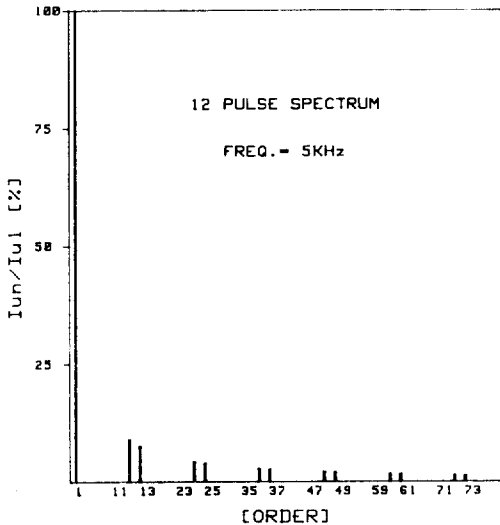
$$\mu \equiv \mu(a_m, \beta) \quad (12)$$

이들 수식을 시뮬레이션하여 단권변압기 권수비 a_m 과 탭 변환 제어각 β 에 따른 출력전류 i_u 의 파

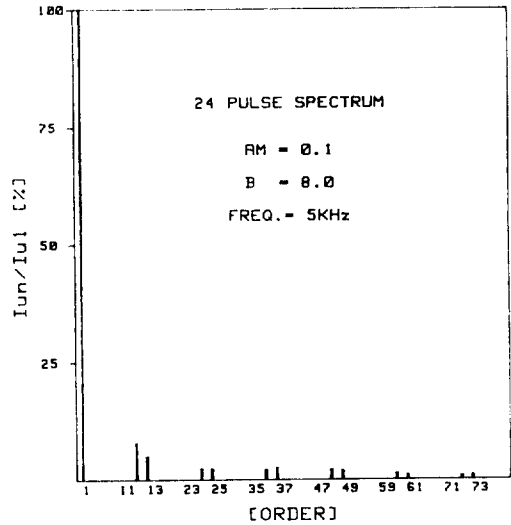
표 1 출력전류의 고조파 함유율

Table 1 Harmonic components involved in output currents

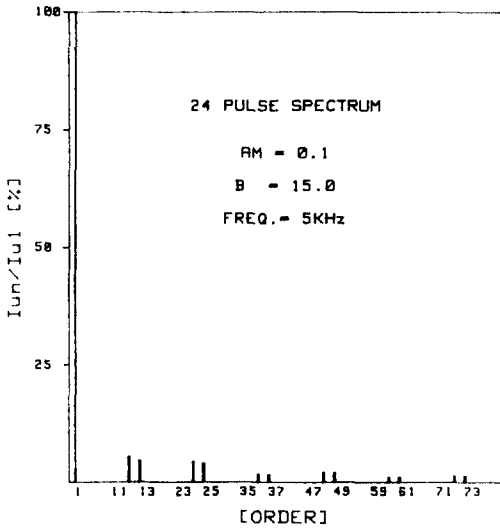
고 조 파 차 수 n	고조파 함유율 $I_{un}/I_{u1}(\%)$					
	다상화 방식		탭 변환 방식 (24펄스)			
	12펄스	24펄스	$a_m=0.1$ $\beta=8^\circ$	$a_m=0.1$ $\beta=15^\circ$	$a_m=0.2456$ $\beta=8^\circ$	$a_m=0.2456$ $\beta=15^\circ$
11	9.09	—	7.89	5.35	6.24	2.4×10^{-3}
13	7.69	—	5.00	4.52	1.30	2.06×10^{-3}
23	4.35	4.35	2.37	4.34	3.39×10^{-1}	4.35
25	4.00	4.00	2.37	4.00	1.20×10^{-1}	4.00
35	2.86	—	2.13	1.68	1.10	7.65×10^{-4}
37	2.70	—	2.57	1.59	2.40	7.24×10^{-4}
47	2.13	2.13	2.18	2.12	2.25	2.13
49	2.04	2.04	1.91	2.04	1.73	2.04
59	1.69	—	1.30	0.99	7.60×10^{-1}	4.54×10^{-4}
61	1.64	—	0.94	0.96	3.05×10^{-1}	4.39×10^{-4}
71	1.41	1.41	0.76	1.40	1.25×10^{-1}	1.41
73	1.37	1.37	0.91	1.36	2.96×10^{-1}	1.37
왜형률 (%)	15.2	6.89	11.06	10.19	7.52	6.89



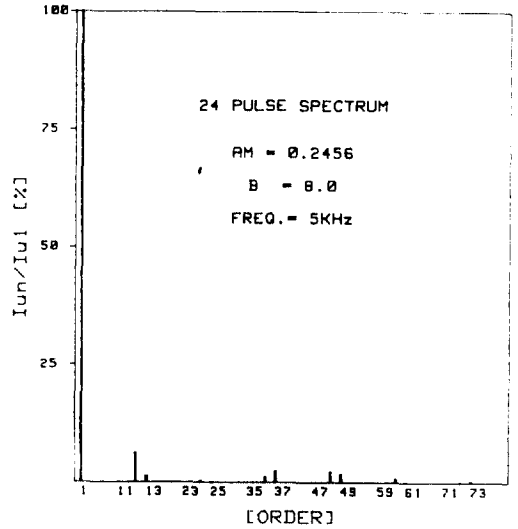
(a) 12 펄스 스펙트럼



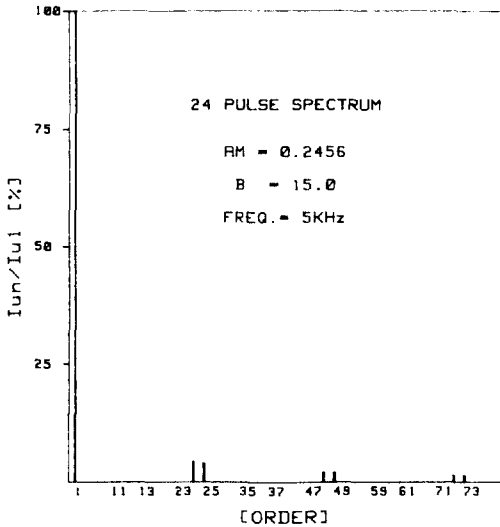
(b) $a_m = 0.1, \beta = 8.0^\circ$



(c) $a_m = 0.1, \beta = 15.0^\circ$



(d) $a_m = 0.2456, \beta = 8.0^\circ$



(e) $a_m = 0.2456, \beta = 15.0^\circ$

그림 6 a_m 과 β 값에 따른 고조파 스펙트럼
Fig. 6 Harmonic spectrum by a_m and β

- (a) 12펄스 스펙트럼
- (b) $a_m=0.1, \beta=8.0^\circ$
- (c) $a_m=0.1, \beta=15.0^\circ$
- (d) $a_m=0.2456, \beta=8.0^\circ$
- (e) $a_m=0.2456, \beta=15.0^\circ$

형과 고조파를 스펙트럼화한 결과를 그림 5, 6에 각각 나타내었다. 이를 비교하여 보면 a_m 과 β 값에 따라 전류파형과 고조파 함유율이 달라짐을 알 수 있다. 그러므로 그림 5(d)와 같이 출력전류 파형이 등간격의 계단 파형이 되도록 설계하는 것이 정현파에 가깝게 된다.

따라서 왜형율을 최소로하는 단권변압기 권수비 a_m 과 탭 변환 제어각 β 는 각각 $a_m=0.2456, \beta=15^\circ$ 이다. 또한 표1에 기본파에 대한 각각의 고조파 함유율을 나타내었다.

이는 이론적으로 본 연구에서 제시한 시스템이 기존의 12펄스 인버터의 왜형율 15.2(%)에 비

하여 6.89(%)까지 고조파를 저감시킬 수 있고 고조파 저감측면에서 볼 때 본 시스템은 기존의 다상화 방법을 이용한 24펄스 인버터와 거의 동등함을 알 수 있다.

4. 실험결과 및 고찰

그림 3의 주회로를 구성하여 실험한 유도전동기의 정격은 다음과 같다.

정격용량 : 2HP, 정격회전수 : 1710rpm,
극수 : 4극



(a) Y-Y축



(b) Y-Δ축



(c) 출력

그림 7 12펄스 인버터의 출력전류, 전압파형
Fig. 7 Waveforms of output current and voltage of 12 pulse inverter (Current : 2A/div, voltage : 100v/div)

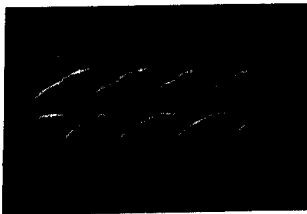


그림 8 인버터 입력전압
Fig. 8 Inverter input Dc voltage

정격전압 : 220V, 정격전류 : 5.2A

그리고 2탭 변환 24펄스 전류형 인버터를 제작, 실험한 결과를 그림 7-10에 보였다.

그림 7의 (a), (b)는 3상 6펄스 전류형 INV. I, II의 출력전류, 전압 파형이고 그림 7(c)는 탭 변환을 하지 않은 경우 즉, 12펄스 전류형 인버터의 출력전류, 전압 파형이며 그림 8은 INV. I, II

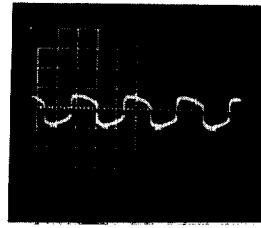


그림 9 단권변압기 전압
Fig. 9 Auto transformer voltage (200v/div)

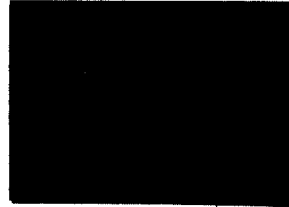


그림 10 제안된 24펄스 인버터의 출력전류, 전압파형
Fig. 10 Waveforms of output current and voltage of the proposed 24 pulse inverter (Current : 2A/div, voltage : 100v/div)

의 입력전압 파형이다.

또한 INV. I, II에 의해서 발생하는 단권변압기 전압 V_m 을 그림 9에 보였다. 그리고 그림 10은 탭 변환 제어회로를 갖는 24펄스 인버터의 전압, 전류파형으로 12펄스 인버터와 비교하여 볼 때 고조파 저감 효과가 현저하게 향상됐음을 알 수 있고 기존의 다상화 방법을 이용한 24펄스 인버터와 비교하여 볼 때 회로구성이 매우 간단함에도 불구하고 고조파 저감효과가 동등함을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 2중 접속 12펄스 전류형 인버터를 기본회로로 하여 단권변압기에 탭 변환 회로를 설치, 이를 제어함으로써 인버터 출력전류의 스텝 수를 증가시키는 다중화 방식에 대하여 논하였다. 왜형율을 최소화하기 위한 단권변압기 권수비 및 탭변환 제어각을 시뮬레이션을 통하여 결정하여 24펄스 전류형 인버터 시스템을 구성, 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 고조파 저감효과가 크다.

출력전류의 왜형율이 이론적으로 12펄스 인버

어터의 15.2(%)에 비하여 2탭 변환에 의한 24펄스 인버어터의 경우 6.89(%)로 현저하게 감소되었음을 알 수 있고 실험에 의해서도 고조파 저감 효과가 입증되었다.

2) 회로구성이 간단하다.

본 시스템은 12펄스 인버어터에 단지 탭 변환 회로만을 추가한 것으로 고조파 저감측면에서 기존의 다상화 방법을 이용한 24펄스 인버어터와 비교하여 볼 때 고조파 저감 효과가 동등하면서 회로구성이 매우 간단하고 경제적이다.

앞으로 본 논문에서 제시한 24펄스 전류형 인버어터 시스템을 유도전동기 벡터제어 시스템에 적용시켜 유도전동기의 맥동토크를 고려한 속도제어에 대한 연구를 계속하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] B.K. Bose et al, "A High Performance Pulse Width Modulator for an Inverter fed Drive System using Microcomputer", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-19, No. 2, pp. 235~234, Mar./Apr., 1983.

[2] IT Bau Haung et al, "Harmonic Reduction in Inverter by Use of Sinusoidal Pulse Width Modulation", IEEE Trans., Vol. IECI-27, No. 3, pp. 201~207, Aug., 1983.

[3] M. Inoue, "Harmonic Propagation Characteristics on Power System", Takaoka Review, Vol. 32~1, No. 105, 1985.

[4] 日本電氣學會, "半導體電力變換回路", 電氣學會, 1987, pp. 96~108.

[5] 井村輝夫 等, "多重 インバータを用いた高調波補償装置の補償特性の試験評價", JIEE全國大會論文集, Vol. 6, No. 559, 1986.

[6] K.P. Phillips, "Current Source Inverter for AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, pp. 429~447, Mar./Apr., 1985.

[7] Paresh C. Sen, "A Modified Current Source Inverter for a Multiple Induction Motor Drive System", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 1, Jan. 1988.

[8] S. Miyairi et al, "A New Method of Reducing Harmonics of Rectifier Circuit By Switching Taps of Interphase Reactor", JIEE 60-B26, pp. 39~46, Mar., 1985.

[9] C.R. Yu et al, "A New Method for Reducing Harmonics in Input AC Line Currents of Converter by 2-4 Switching Taps on Interphase Reactor", KIEE, Vol. 37, No.1, 1988.

[10] 赤本泰文 等, "高調波を抑制した並列多重電流制御形PWMインバータ制御法", JIEE 全國大會論文集, Vol. 6, No. 559, 1988.

저 자 소 개



유철로(柳喆魯)
1933년 8월 5일생. 1958년 전북대 공대 전기공학과 졸업. 1968년 일본 동경공업대 연구원. 1980년 일본 동경공업대 객원 연구원. 1985년 일본 동경전기대학 객원교수. 현재 전북대 공대 전기공학과 교수(공박).



이성룡(李星龍)
1958년 11월 30일생. 1980년 명지대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 전북대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 군산대 공대 제어계측공학과 전임강사.



이공희(李公熙)
1950년 7월 16일생. 1973년 전북대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 전북대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1990년 벨기에 브루셀대학교 객원교수. 현재 전주공업 전기과 부교수.



한우용(韓宇勇)
1964년 5월 23일생. 1986년 전북대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 전북대 대학원 전기공학과 박사과정.