

새로운 단상 3전위 인버터회로의 구성에 관한 연구

(A Study on Composition of A Novel Single Phase 3 Level Inverter Circuit)

李鍾洙* · 白種顯**

(Jong-Soo Lee · Jong-Hyun Baek)

요 약

본 단상 3전위 PWM인버터회로의 트랜지스터는 전력출력용 트랜지스터와 중성점 전위확보용 트랜지스터로 구분되며, 모두 NPN트랜지스터로 구성하였다. 이 인버터의 구동신호는 캐리어삼각파와 정현파의 W-형변조로 전력출력용 트랜지스터를 구동하는 PWM파와 전위확보용 트랜지스터를 구동하는 구간파로 구분된다. 전력출력용 트랜지스터는 PWM신호가 ON시에 있어서 반주기씩 서로 상보적으로 동작하고, 중성점 전위확보용 트랜지스터는 PWM신호가 OFF시에 반주기씩 서로 상보적인 동작한다.

따라서 각 트랜지스터의 전력분담은 출력파의 반주기씩 하게 된다. 본 인버터의 특성은 직렬스위칭의 일반적인 방식에 비하여 병렬스위칭방식이다. 3전위 구동신호의 변조는 정현파의 전파정류파와 2전위의 삼각파로 이루어진다. 또, 상보형 트랜지스터회로의 단점인 PNP트랜지스터 용량문제는 본 방식 회로의 NPN트랜지스터에 의한 상보동작형식이므로 상보형 트랜지스터 인버터에 비하여 대용량의 단상 3전위 인버터 구성이 가능하다.

Abstract

The transistors of single phase 3 level PWM Inverter compose output power transistors and neutral point clamping transistors, which are NPN transistors. Waveforms of driving signals for this are PWM waves for power transistors and period operating waves for neutral point clamping transistors, which signals made W-type modulation from rectangular and sine wave. The output power transistors operate at ON-time complementary and neutral point clamping transistors operate at OFF-time complementary respectively.

Therefore, each transistors operate in half period at parallel. Characteristics of this inverter circuit is parallel switching method about series switching method of general inverter. As modulation of 3 level drive signals made from full-wave rectifier of sine wave and rectangular wave, which are 2 level wave about 3 level of complemen-

*正會員 : 영진전문대학 전기과 교수

**正會員 : 영진전문대학 전자통신과 전임강사

接受日字 : 1995年 6月 12日

tary transistor inverter. So, this circuit composed complementary operation inverter of NPN transistors only compare with PNP-NPN complementary inverter, which have high power 3 level inverter of complementary operation

1. 서론

근대 산업과 생활주변에는 교류전동기가 많이 이용되고 있다. 이러한 교류 전동기는 유도전동기가 대부분으로 운전계통에는 인버터에 의한 제어방식들이 사용된다. 이러한 인버터의 이용중에서 단상운전이 요구될 때는 삼상 인버터의 출력계통의 일부를 단상으로 이용하였다.^{1) 2)}

이에 대하여 단상의 운전을 위한 3전위 인버터방식들^{3)~5)}이 발표되었으나 스위칭 소자수가 많아져 스위칭손실이 많고, 또 직렬스위칭에 의한 과형합성으로 인하여 중성점전위가 변동하는 등 문제점이 있었다. 이 문제점에 대하여 본 저자들은 상보형 트랜지스터 인버터(Complementary Transistor Inverter)방식⁶⁾을 발표한 바 있었으나, PNP형 전력용 트랜지스터의 용량에 대한 문제점으로 인버터의 출력용량에 제한을 받았다.

단상부하의 운전에 있어서 보다 안정된 제어용 인버터로는 스위칭전력손실이 적고, 소자의 용량분담을 최소화 할 수록 좋다. 생활주변에 대부분을 차지하는 단상부하에 있어서 제어용 인버터의 요구는 날로 증가되고 있다. 이를 위한 인버터로는 전원 중성점을 안정시키고, 각 전력 스위칭 소자가 반주기 동작과 반주기 휴식 기간을 갖는 상보동작(Complementary Operation)방식이 제안되었다.⁷⁾ 이 방식은 스위칭소자의 병렬 스위칭 방식이므로 중성점 전위확보동작과 출력용 스위칭소자가 별도 동작하여 전류의 용량분담을 최소화 하고 있다.

따라서 인버터 회로구성이 용이한 NPN형 트랜지스터로 개선된 새로운 정·부구간별 트랜지스터의 상보동작형 단상 3전위 인버터방식을 제시하고자 한다. 이 인버터로 단상콘덴서 유도전동기를 운전하고, 인버터의 출력특성을 검토하였다.

2. 인버터 회로의 구동

2.1 인버터 회로

본 연구에서 제안하는 단상 3전위 인버터의 회로는 그림 1과 같다. 이 회로에서 TR1과 TR3은 정의 구간에서 TR2와 TR4는 부의 구간에서 동작하므로, TR1과 TR2는 서로 상보동작하고 TR3과 TR4가 서로 상보동작을 하게 된다. 그림 1에서 TR1과 TR2는 전력출력용 트랜지스터이고, TR3과 TR4는 중성점 전위확보용 트랜지스터이다.

각 트랜지스터의 동작을 보면, TR1과 TR2의 전력출력용 트랜지스터는 출력의 반주기씩 스위칭 동작을 분담하게 된다. 즉, $0-\pi$ 기간에서 TR1은 PWM신호가 온(ON)이고 TR3은 PWM신호가 오프(OFF)일때 역기전력 흡수에 의한 중성점 확보동작을 하여 정의 출력을 얻을 수 있고, $\pi-2\pi\beta$ 기간에서 TR2는 PWM신호가 온(ON)이고 TR4는 PWM신호가 오프일때 역기전력 흡수에 의한 중성점 확보 동작에 의해 부의 출력을 얻어 3전위 출력과형을 얻을 수 있다. 또, TR3과 TR4는 중성점 전위확보용 트랜지스터로 정, 부구간의 전력출력용 트랜지스터에 대하여 병렬로 연결되어 있다. 이 방식은 직렬로

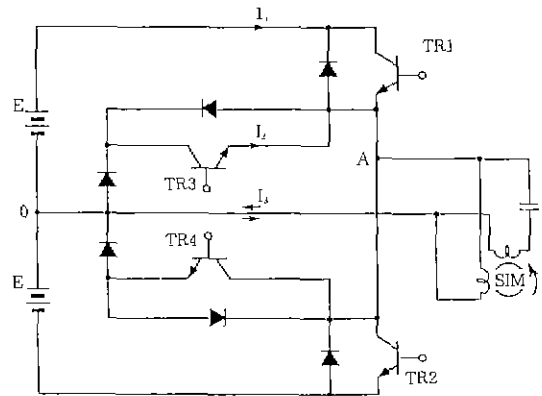


그림 1 인버터 회로
Fig. 1 Inverter Circuit

구성된 중성점전위확보방식³⁾에 비하여 스위칭 전력분담이 정·부 구간씩만 동작하므로 정·부의 구간에 대한 역할분담을 하고 있다.

2.2 구동 신호

2.2.1 신호 발생 계통

교류전원의 주기에 대한 안정된 PWM신호발생을 위한 신호발생계통은 그림 2와 같다.

PWM신호를 발생하기위한 그림 2계통의 회로 구성은 교류전원과 정류회로, PLL 회로, 구형파 발생회로, 삼각파발진회로, PWM 신호회로로 구분된다. 이때 삼각파의 발진주파수는 PLL발진회로에 의해 결정된다. PLL발진회로와 삼각파 함수발생소자를 통한 캐리어 삼각파와 비교정류전파에 의한 PWM신호파를 얻을 수 있다.

2.2.2 구동 신호의 구성

신호 발생 계통에 의한 신호변조관계와 구동신호 파형은 그림 3과 같다. 그림 3(a)는 PLL회로로부터 발생시킨 구형파 펄스를 미분회로에 의한 캐리어삼각파, e_c 와 교류전원의 전파정류파 e_s 의 변조관계이다. (b)는 그림 1의 TR1을 구동할 PWM신호이고, (c)는 TR3을 구동할 구간펄스 신호이다. 또 (d)는 TR2를 구동할 PWM신호이고, (e)는 TR4를 각각 구동시키는 구간 펄스 신호이다.

그림(b)와 (d)의 트랜지스터 구동신호는 정현파의 전파정류파와 단일 캐리어삼각파의 비교에 의한 PWM변조신호이다.

3. 출력파형 해석

그림 1의 단상 3전위 인버터의 기본회로가 갖

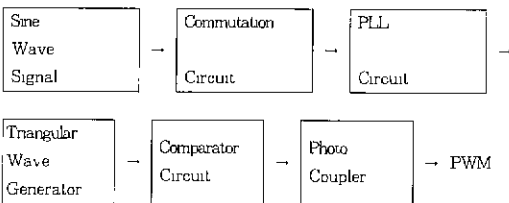


그림 2 PWM 파형 발생의 계통
Fig. 2 Block diagram of PWM waves

는 출력은 3전위의 PWM 계단파이다. 이 파형은 그림 3의 구동신호의 파형이 되므로 구동신호의 변조파로부터 해석이 된다.

본 연구의 인버터회로에 PWM 출력파형은 그림 4와 같은 PWM변조관계로 해석할 수 있다. 그림 4는 $0-\pi$ 기간에서 캐리어삼각파 e_c 와 기준

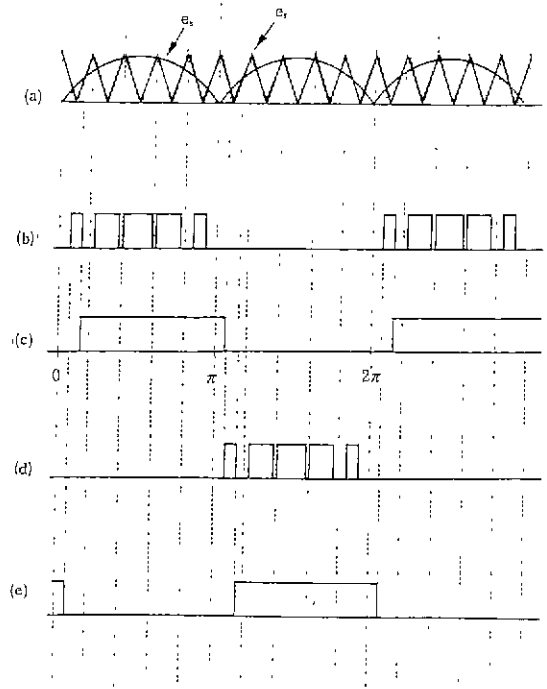


그림 3. 구동신호
Fig. 3 Drive Signal

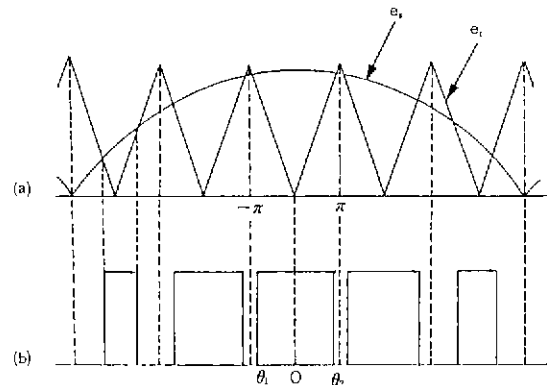


그림 4 변조신호의 관계
Fig. 4 Relation of Modulation Signals

파 e_s 의 관계에서 5회의 스위칭이 있는 경우의 출력파형을 나타내었다. 그림(a)에 나타난 캐리어 삼각파와 e_s 와 비교 정현파 e_r 를 비교함에 따라 그림(b)와 같은 PWM출력 $V(t)$ 의 파형이 얻어지며 그 값은 인버터의 전원전압 E_d 에 대하여 식(1)로 표현된다.

$$e_s \geq e_r, \text{ 즉 } \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2 \text{인 경우} \\ V(t) = E_d \quad (1)$$

그림(b)의 출력인 전압파형에서 구형파 한개에 갖는 1주기의 푸리에 급수는 식(2)로 된다.

$$V(t) = E_d \left\{ \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \right\} \quad (2)$$

$$\text{단, } a_0 = 1/\pi(\theta_2 - \theta_1) \\ a_n = 1/n\pi(\sin n\theta_2 - \sin n\theta_1) \\ b_n = 1/n\pi(\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2) \\ -\pi \leq \theta_1 \leq \pi, \pi \geq \theta_2 \geq -\pi$$

또 PWM 신호의 스위칭 위치를 나타내는 $\theta_1(t)$ 와 $\theta_2(t)$ 는 캐리어삼각파의 주기에 따라 변화하므로 e_s 의 정현파 각 주파수 ω_s 의 변화에 비례하는 시간함수가 되므로 식(3)으로 표시된다.

$$\theta_2(t) = (-1)^{n+1} \pi a \sin \omega_s t \\ \theta_1(t) = (-1)^n \pi a \sin \omega_s t \quad (3)$$

단, $a = e_s/e_r$, $n = 1, 2, 3, \dots$
 $n = 1$ 인 경우, 주기 ($\theta_1 \geq -\pi$, $\theta_2 \leq \pi$)에 있어서 $b_n = 0$ 이므로 식(2)를 정리하면

$$V(t)/E_d = a \sin \omega_s t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin(n\pi a \sin \omega_s t) \cos n\omega t \quad (4)$$

이고, 이를 n 차 베셀의 함수로 정리하면 식(5)와 같이 된다.

$$V(t) = aE_d \sin \omega_s t + \sum_{n=1}^{\infty} E_d \left\{ \frac{4}{n\pi} \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(n\pi a) \right. \\ \left. * \sin[2k+1)\omega_s t] \cos n\omega t \right\} \\ = aE_d \sin \omega_s t + \sum_{n=1}^{\infty} E \left\{ \left(\frac{2}{n\pi} \right) \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(n\pi a) \right. \\ \left. * (\sin[n\omega t + (2k+1)\omega_s t]) \right. \\ \left. - \sin[n\omega t - (2k+1)\omega_s t] \right\} \quad (5)$$

$$\text{단, } J_{2k+1}(n\pi a) = \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(-1)^r (1/2 n\pi a)^{2k-2r-1}}{r!(2k+r+1)!}$$

이상의 결과에서 3전위인 계단파 출력전압에

포함된 고조파성분을 식(5)에서 검토하여 보면 각 고조파의 진폭은 n 개의 구형파로 이론 PWM파의 각 주파수 ω 와 캐리어 삼각파의 각주파수 ω_s 는 $\omega = 2\omega_n$, $\omega_r = \omega_s$ 의 관계에서 식(6)으로 표시된다.

$$\omega_s \text{ 성분 : } aE_d \\ 2n\omega_r \pm (2K+1)\omega_s \text{ 성분 : } (2E_d/n\pi) J_{2K+1}(n\pi a) \quad (6)$$

4. 실험 결과 및 고찰

본 인버터회로의 부하로는 단상유도전동기를 사용하여 스위칭오프시에 발생하는 역기전력에 대한 중성점전위 확보관계를 검토하였다. 단상유도전동기로는 콘덴서에 의한 기동방식이 대부분으로 콘덴서기동식전동기, 콘덴서전동기, 콘덴서기동콘덴서전동기로 분류된다.⁸⁾ 그 중에서 콘덴서전동기는 기동전류가 적으며 속도제어가 용이하여 가변속운전의 일반산업에 많이 이용되고 있으므로 그림 1의 인버터회로의 부하로 선정하였다. 그림 5는 단상60[W]의 콘덴서전동기를 구동시켰을 때 각부의 전압, 전류파형이다. 그림 5(a)는 그림 1의 인버터 출력전압파형 V_{AO} 이고, (b)는 전동기 전류파형이다. (c)와 (d)는 TR1과 TR3가 그림 3의 구동신호에 의해 스위칭 동작이 되었을 때의 전류 파형이다. 이 파형에서 전동기의 전류파형은 PWM전압파형에 대한 특성을 보이고 있다.

즉 그림 5(c)는 그림 1의 인버터 출력 I_3 에 대

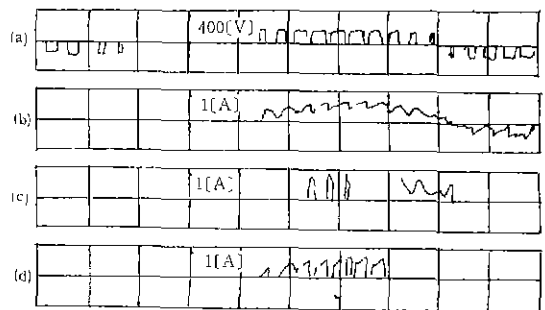


그림 5 각 부 출력파형
 Fig. 5 Output Waveforms

한 정 출력구간 동안에 TR3동작에 의한 역기 전력에 의한 중성점 확보현상을 보인 I_2 전류의 파형이고, (d)는 TR1동작에 의한 I_1 의 전류파형이다. 이들의 관계에서 본 인버터의 유도부하에 대한 출력전압이 3전위를 유지하는 중성점 전위 확보 특성을 잘 나타내고 있다.

그림 6은 변조도 $a=0.8$ 일 때 각 펄스수를 (a) $P=5$, (b) $P=11$, (c) $P=21$ 에 대한 고조파스펙트럼을 나타내었다. 이 그림을 관찰하여 보면 식 (6)의 고조파 발생관계식과 잘 일치되고 있다. 즉, 고조파의 발생주파수는 캐리어파의 주파수의 2배수 주파수와 그 측대 주파수에서 발생하는 관계임을 확인할 수 있다. 따라서 캐리어파의 주파수가 높을수록(PWM 구동신호의 펄스 수가 많을수록)고조파가 발생하는 위치는 주파수가 높은 쪽으로 이동되고 있음을 볼 수 있다.

또 PWM펄스수 P 가 21일때 변조도 a 를 1.1로 변화시켰을 때의 관계는 그림 7과 같다. 즉 변조도 0.8인 그림 6(c)에 대하여 변조도 1.1로 증가시켰을 때의 그림 7의 고조파 함유율은 감소되므로, 변조도가 증가되면 고조파의 함유율이 감소 된다.

표 1은 전력출력용트랜지스터의 한 주기시간 8(ms), 변조도 $a=0.81$ 일 때 각 펄스수에 의한 트랜지스터 온, 오프 스위칭 시간데이터 표로 펄스수가 많을수록 트랜지스터의 오프시간이 길어짐을 볼 수 있고, 전위확보용 트랜지스터의 스위칭 전력 분담은 출력용 트랜지스터의 절반임이

표 1 트랜지스터 스위칭 시간
Table 1 Time Data of Transistor Switching

Pulse. No.	1 period switching pattern			
	OFF-time	ON-time	OFF/ON ratio	OFF-time ratio
5	0.003959	0.004374	90.502680	0.475073
7	0.003999	0.004335	92.243680	0.479827
9	0.004014	0.004320	92.921810	0.481656
11	0.004021	0.004312	93.257980	0.482557
13	0.004026	0.004308	93.449340	0.483069
15	0.004028	0.004305	93.568630	0.483388
17	0.004030	0.004303	93.648120	0.483600
19	0.004031	0.004302	93.703640	0.483748
21	0.004032	0.004301	93.744101	0.483855

확인된다.

5. 결 론

본 연구에서 제시한 단상 3전위 인버터회로의

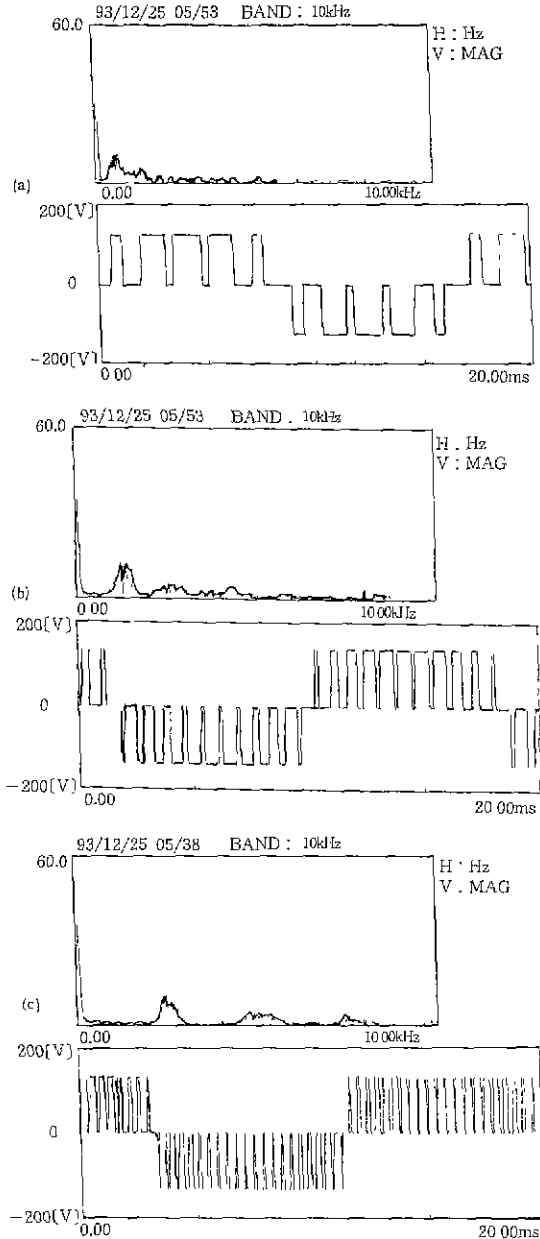


그림 6 고조파 스펙트럼($a=0.8$)
Fig. 6 Spectra of Harmonics($a=0.8$)

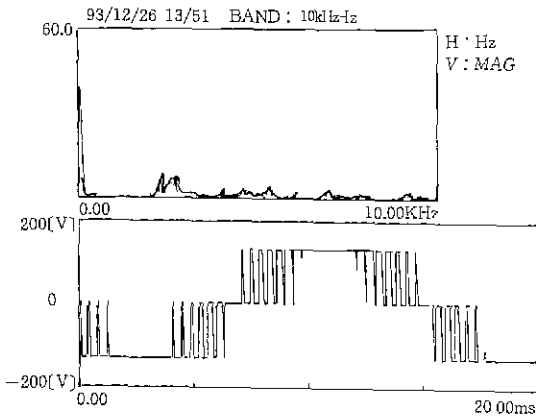


그림 7 고조파 스펙트럼(a=1.1)
Fig. 7 Spectra of Harmonics(a=1.1)

스위칭 방식은 기존방식이 스위칭 소자의 직렬스위칭 방식인데 대하여 병렬스위칭 방식이다. 또 3전위파형의 형성은 기존의 파형합성방식에 비하여 유도성부하에 의한 역기전력흡수방식이다. 이러한 반주기씩의 병렬스위칭과 역기전력흡수회로로 구성되는 본 인버터회로의 특성은 다음과 같이 정리된다.

- 1) 제시한 인버터 회로로부터 직접 3전위의 PWM출력전압 파형을 얻는다.
- 2) 반도체소자의 스위칭소자는 반주기씩 스위칭 역할을 분담한다.
- 3) 제시한 인버터회로는 반 주기씩 스위칭 동작을 행하므로, 반 주기씩만 부하전력을 분담한다.
- 4) 중성점 전위확보동작은 출력파형합성방식이 아니고 역기전력 흡수방식이다.
- 5) 중성점 전위확보용 트랜지스터와 전력출력용 트랜지스터의 동작은 병렬스위칭 방식이다.

◆ 著者紹介 ◆



이 종 수 (李鍾洙)
1947년 11월 10일생. 1969년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 경북대 교육대학원 공업교육학과 졸업(석사). 1979년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1993~1994년 일본 카고시마대학 공학부 전기전자 공학과 객원교수, 현재 영진전문대학 전기과 교수

6) 출력전압의 고조파발생위치는 캐리어 심각파 주파수의 2배수파와 그 측대파의 주파수가 되고, 고조파의 함유율은 변조도에 따라 다르다.

7) 단일 구동점을 갖는 상보형 인버터방식에 비해서 본 인버터방식은 3개의 구동점을 갖는다.

8) 구동신호의 발생은 정현파의 전과정류파와 2전위 캐리어 삼각파에 의한 PWM파의 변조에 의한이다.

9) 본 상보동작형의 인버터회로는 NPN트랜지스터만으로 구성되므로 PNP-NPN트랜지스터에 의한 상보형 트랜지스터 인버터회로의 단점인 대응량화가 가능하다.

참 고 문 헌

- 1) B.G.Hoft et al, "Principles of Inverter Circuit", John Wiley & Sons Inc., 1964, pp.150~157
- 2) W. Leonerd, "Control of Electrical Driver", Berlin Springer Verlag, 1985, pp.458~562
- 3) A.Nabae et al, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IAS annual meeting, pp.761~766, 1980
- 4) A.I.Alolah et al, "A Three-Phase Neutral Point Clamped Inverter for Motor Control", IEEE Tran on Power Elec, Vol.3, No.4, pp.399~404, 1988
- 5) J.K.Steinke, "Switching Frequency Optimal PWM Control of a Three-Level Inverter", IEEE Tran on Power Elec, Vol.7, No.3, pp.487~496, 1992.
- 6) 이종수 외5, "상보형 트랜지스터에 의한 다단계단파 PWM 인버터", 전기학회 논문지, Vol.39, No.2 pp.157~163, 1990
- 7) 이종수, "상보형 트랜지스터 인버터의 운전특성에 관한연구", 전기학회논문지, Vol.43, No.12, pp.2039~2043, 1994
- 8) G. Mcpherson, R.D.Laramore, "An Introduction to Electrical Machines and Transformers", John Wiley & Sons Inc., pp.402~405, 1990



백 종 현 (白種顯)
1961년 3월 19일생. 1984년 명지대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 경남대 대학원 전기공학과 박사과정, 영진전문대 전자통신과 전임강사.