

하이브리드 RSPWM 인버터의 설계 및 특성해석에 관한 연구

오진석* · 김윤식**

A Study on the Design and the Analysis of Hybrid RSPWM Inverter

J. S. Oh · Y. S. Kim

Key words : PWM(펄스 폭 변조), Hybrid(하이브리드), Harmonic elimination(조파제거), Optical system(광시스템)

Abstract

In this paper, a new speed control scheme for induction motor drives that uses regular sampled PWM and harmonic elimination switching pattern over the full range of output speed is presented. The proposed scheme(hybrid scheme) provides three mode and guarantees smooth voltage boost.

A detailed description of the scheme, along with the realization aspect, is described. Moreover, methods of compensating for dead time and optical transmission system of drive signal are proposed and investigated. Finally, experimental investigation of hybrid scheme is presented.

1. 서 론

산업의 여러 분야에서 전동기 속도제어는 중요한 문제이다. 전동기 중에서 유도전동기는 전기자동차, ROV(Remotely Operated Vehicle)등에 까지 사용 범위가 넓혀지고 있는 추세이다. 유도전동기를 구동하기 위한 구동시스템은 제어알고리즘이 복잡하고 제어에 관련된 난제를 많이 포함하고 있다.

일반적으로 유도전동기의 속도를 제어하기 위하여 인버터를 많이 이용한다. 그 중에서 온도변화

에 따른 영향이 적고, 잡음 및 회로정수의 영향을 적게 받는 RSPWM(Regular Sampled Pulse Width Modulation)인버터의 연구가 컴퓨터 산업의 발달과 더불어 활발히 진행되고 있다.

기능이 우수한 컴퓨터의 등장으로 컴퓨터 제어 기술에 있어서 제약조건이던 제어명령의 처리속도 및 저장용량등 관련문제들이 해결되었다.

이러한 제약조건의 해결과 동시에 컴퓨터의 처리속도 및 저장능력등 컴퓨터 기능에 의존한 스위칭 기법의 연구가 본격화 되었다.

RSPWM 인버터는 고정된 직류단의 사용이 가

* 양산전문대학

** 한국해양대학교

능하고 저차 고조파의 제거가 용이한 이점을 가지고 있으므로 유도전동기의 제어장치로 적합하다.

그러나 출력전압이 낮고 스위칭 손실이 크고 정격주파수 이상에서 구동시키는 경우에는 출력전압의 상승을 위한 제어모드가 필요하다. 또한, 직렬로 연결된 스위칭 소자의 단락을 방지하기 위해 Dead Time의 설정이 필요하고 이것 때문에 인버터의 출력에는 고조파가 추가된다. 이러한 단점을 극복하고 토오크의 맥동 및 고조파 성분을 억제하여 손실을 줄이는 인버터의 설계를 수행하고자 한다.

본 논문에서는 RSPWM 인버터를 새로이 구현하고, 여기에 적합한 인버터제어 또는 스위칭 제어 알고리즘을 도출한다. 그리고 RSPWM 모드, CV(Conversion) 모드 및 HE(Harmonic Elimination) 모드로 구분하여 출력전압의 격차를 감소시키는 방법을 제시한다. 또한 스위칭 순간의 각종 이상전압 및 전자파 간섭의 영향을 방지하기 위하여 광 시스템을 스위칭 소자인 트랜지스터의 베이스 구동신호 전송시스템으로 이용하여 일반 전송시스템과 비교, 검토한다.

2. 하이브리드 RSPWM 인버터

2.1 RSPWM 스위칭 기법

전동기의 냉각용 팬은 정격속도를 기준으로 설

계되어 있어 저속에서는 과열이 야기되는 온도특성을 가지고 있으며, 고속이 되면 임피던스 증가로 전류당 토오크가 감소하는 기계적 특성을 가지고 있다.

인버터를 사용하면 고조파 성분이 포함되므로 순수한 정현파를 유도전동기에 공급할 경우보다 효율이 낮아진다. 그러므로 인버터를 설계할 때 고조파 성분이 적게 발생하는 스위칭 기법을 적용해야 한다.

본 논문에서는 샘플링 위치와 샘플링 값을 정확히 예측할 수 있는 RSPWM¹⁾ 스위칭 기법을 기초 알고리즘으로 이용하여, 디지털화가 용이한 알고리즘을 도출하여 이용한다.

Fig. 1은 한개의 값을 샘플링하여 펄스 폭을 결정하는 대칭 변조의 파형을 도시한 것이다.

RSPWM 스위칭 기법은 정현 변조파와 삼각 반송파를 비교하여 변조파의 진폭에 비례하는 펄스 폭을 가진 펄스를 만들어 주기당 평균전압을 정현파에 가깝게 만드는 방식이다.

Fig. 1에서 T_1 순간에 샘플링 되는 기준 변조파 ①의 진폭이 T_4 까지 지속된다. $T_1 \sim T_4$ 구간에서 샘플링된 변조파 ②와 반송파 ③이 비교되어 PWM 파 ④를 발생하는 스위칭 시간 T_2 및 T_3 를 결정한다.

Fig. 2는 3상 RSPWM파형을 도시한 것으로, 여기서 반송파의 진폭 및 주파수를 E_b 및 f_b , 변조파

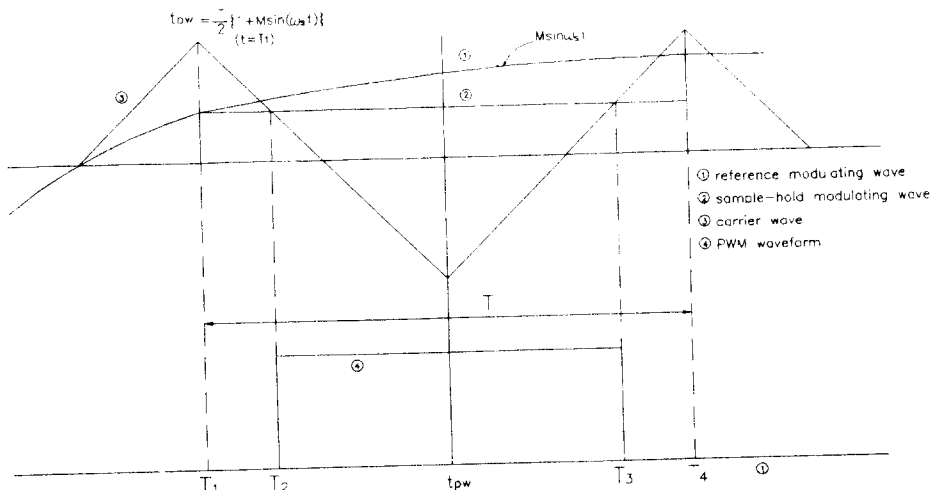


Fig. 1 Symmetric modulation waveform of RSPWM

의 진폭 및 주파수를 E_s 및 f_s 라고 한다. 변조지수 (Modulation Index) M 은 E_s/E_b 이고 주파수 비 (Frequency Ratio) R 은 f_b/f_s 이다.

Fig. 2에서 스위칭 시간 t_1, t_2, t_3 및 t_4 를 구하면

$$t_1 = -\frac{\pi}{2\omega_b} \left(1 - M \sin \frac{\pi}{R}\right) \quad (1)$$

$$t_2 = \frac{\pi}{2\omega_b} \left(1 - M \sin \frac{\pi}{R}\right) \quad (2)$$

$$t_3 = -\frac{\pi}{2\omega_b} \left\{1 - M \sin \left(\frac{\pi}{R} + \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \quad (3)$$

$$t_4 = \frac{\pi}{2\omega_b} \left\{1 - M \sin \left(\frac{\pi}{R} + \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \quad (4)$$

이 되고, U상에 대한 변조펄스의 폭 t_{pw} 는

$$t_{pw} = \frac{\pi}{\omega_b} \left(1 - M \sin \frac{\pi}{R}\right) \quad (5)$$

와 같이 표현되며, 이 식을 대칭 변조 및 변조지수 조정에 적합하도록 변환하면 식(6)과 같이 표현된다.

$$t_{pw} = \frac{T}{2} \{1 + M \sin(\omega_s t)\} \quad (6)$$

식(6)에서 T 는 반송파 주기이고 t 는 순간 시간이다.

위 식에서 변조파 1 Cycle 동안 샘플링 되는 샘플링 값의 수는 주파수 비 (R)에 의해 결정된다.

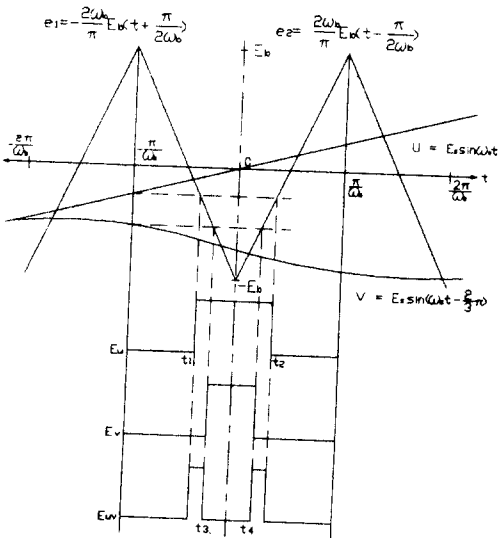


Fig. 2 Three phase waveform of RSPWM

1/4 Cycle에서 $\omega_s t$ 의 범위는 $0 \leq \omega_s t \leq \frac{\pi}{2}$ 이다. 대칭성을 위해 $\omega_s t = 0, \frac{\pi}{2}$ 에서는 샘플링하지 않는다.

샘플링 시작점을 π/R , 샘플링 종점을 $(\pi/2 - \pi/R)$ 로 하기 위해 샘플링 횟수 n 의 범위를 주파수 비를 이용하여 $n(=0, 1, \dots, (R-1)/4)$ 을 정한다.

식(6)을 위의 조건을 만족하는 디지털화가 용이한 식으로 유도하면

$$t_{pw} = \frac{T}{2} \left[1 + M \sin \left\{ \frac{(1+2n)\pi}{R} \right\} \right] \quad (7)$$

이 되고, 이 식에 의해 계산되는 점호각(Firing angles)은 1/4cycle 동안의 스위칭 횟수이고 90° 를 기준으로 대칭이다. 그리고 180° 를 기준으로 기함수 대칭 ($f(\omega t) = -f(\omega t - \pi)$)이다.

Fig. 3은 이러한 관계를 도시한 그림이다. 여기에 도시한 1상의 데이터로 3상의 PWM 펄스신호를 만들기 위해 상 이동(Phase shift)방법을 이용한다^{3,4}.

일반적으로 3상인 경우에 기본파는 3상 기전력이고 3 고조파는 각상의 크기가 같고 동위상이다.

3상 성형결선(Star Winding)인 경우 3 고조파 및 그 배수파는 기본파의 성분에 포함되어 버린다. 그러므로 고조파는 $6m \pm 1$ (m 은 양의 정수)의 고조파만 인버터의 출력성분에 포함된다. 이러한 RS-PWM 모드는 HE 모드와 전압격차가 크다. 이 전압차를 줄이기 위해 변조지수를 조정하여 승압을 시키는 CV(Conversion) 모드를 중간에 삽입하였다.

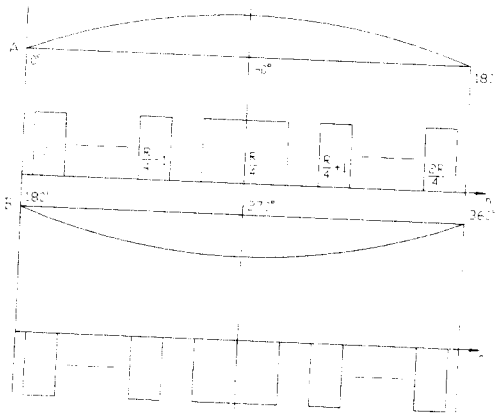


Fig. 3 Symmetry of RSPWM signal(0~360°)

2 · 2 HE 스위칭 기법

권선온도의 증가는 절연을 파괴하고 전동기의 수명을 단축한다.

고조파는 토오크에 영향을 주고 진동과 청각소음(Acoustic Noise)을 야기한다¹⁵⁾.

일반적으로 인버터로 유도전동기를 제어할 때 발생하는 청각소음은 자계성분(Magnetic Field Components)의 간섭에 의해 발생한다. 그러므로 전동기의 기계적인 주파수와 간섭을 일으키는 고조파를 제거하기 위한 스위칭 기법이 연구되어야 한다.

인버터의 출력에 포함된 고조파 성분을 제거하면 청각소음 및 진동을 줄일 수 있고, 그 밖에 효율 측면에서 인버터의 성능을 향상 시킬 수 있다.

Fig. 4는 1/2 cycle 동안 N개의 구형파를 가진 인버터의 출력 파형이다.

이 파형은 기함수의 특성을 갖고 있으며, 프리에 급수(fourier series)로 전개하면

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (8)$$

이고, a_n 및 b_n 은

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (9)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (10)$$

이다.

식(9) 및 식(10)에서 n 이 우수이면 $a_n = b_n = 0$ 이

고

기수이면

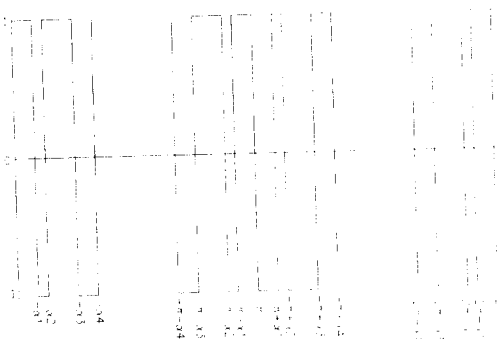


Fig. 4 Generalized output waveform of inverter

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \cos nak \right] \quad (11)$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[-\sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \sin nak \right] \quad (12)$$

이다.

식(11) 및 식(12)는 HWS(Half Wave Symmetry) 성질을 가지고 있으며, 이 식들이 일반적인 RSP-WM의 QWS(Quarter Wave Symmetry)성질을 갖는 출력파형에 적용하려면 $f(\omega t) = f(\pi - \omega t)$ 를 만족해야 한다. 이러한 조건을 만족하도록 정리하면¹⁶⁾

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos nak \right] \quad (13)$$

$$b_n = 0 \quad (14)$$

이 된다.

어떤 N개의 조파는 식(13)에 정의된 N개의 등식을 영(Zero)으로 두고 얻어진 점호각으로 제거할 수 있다.

$k=1, 2 \dots N$ 는 1/4 cycle 동안의 스위칭 횟수이고 $\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_N$ 은 점호각이다.

진동과 소음을 야기하는 고조파는 최소화하고 기본 주파수는 최대화 하여 양호한 출력특성을 얻는다.

HE 모드에서는 점호각을 수치해법으로 미리 계산하여 이 값을 메모리에 저장하여 이용한다. 이 점호각은 구형파의 노치(Notch)를 발생하는데 이 것은 고조파 성분은 제거하고 기본파 성분은 최대가 되도록 제어한다.

즉, 식(13)에서 α_1 은 최대가 되게 하고 반면에 $a_n(n=5, 7 \dots)$ 은 억제하는 점호각 $\alpha_k(k=1, 2 \dots)$ 를 찾아 메모리에 저장한다. N개의 자유도 중에서 a_1 의 진폭제어에 한개의 자유도가 이용된다면 나머지 $(N-1)$ 개의 자유도는 $(N-1)$ 개의 고조파 주파수 제거를 위해 이용할 수 있다.

고조파 제거와 동시에 기본파 진폭제어를 수행하기 위한 비선형 방정식으로 정립하면

$$\begin{bmatrix} -2\cos\alpha_1 & 2\cos\alpha_2 & \dots \\ -2\cos 5\alpha_1 & 2\cos 5\alpha_2 & \dots \\ -2\cos 7\alpha_1 & 2\cos 7\alpha_2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -2\cos(3N-2)\alpha_1 & 2\cos(3N-2)\alpha_2 & \dots \end{bmatrix}$$

Table 1 Firing angles to eliminate various harmonics(M=1.0)

	a_1	a_2
5 th 7th	22.64	41.36
5th 9th	19.73	48.53
5th 11th	24.12	37.82
7th 9th	33.55	46.30

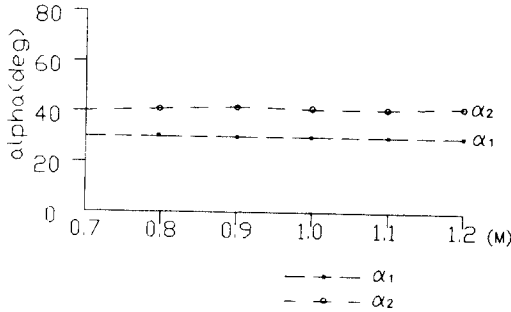


Fig. 5 Firing angles for harmonics of 7th and 9th to be eliminated

$$\begin{bmatrix} 2(-1)^N \text{Cosa}_N \\ 2(-1)^N \text{Cos}5a_N \\ 2(-1)^N \text{Cos}7a_N \\ \vdots \\ 2(-1)^N \text{Cos}(3N-2)a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi M}{4} - 1 \\ -1 \\ -1 \\ \vdots \\ -1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

식(15)와 같다.

식(15)에서 $N \geq 3$ 인 기수이고 M은 식(13)에서 a_1 의 진폭이다.

식(15)을 Newton - Raphson Method로 해석하여 점호각을 도출하여 실험에 이용하였다.

Table 1은 M이 1.0일때 구한 점호각 a_1, a_2 를 정리한 것이고 Fig. 5는 7th, 9th 고조파를 제거하고자 할때 점호각의 변화를 도시한 것이다.

2.3 하이브리드 알고리즘

변조파의 주파수 f_s 는 유도전동기의 속도를 결정하고 변조지수 M은 고정자 전압을 결정한다. f_s 가 $0 \leq f_s \leq 50$ 이면 RSPWM 모드, $51 \leq f_s \leq 60$ 이면 CV 모드, $61 \leq f_s$ 이면 HE 모드로 운전한다.

CV 모드는 RSPWM 모드에서 HE 모드로 전환

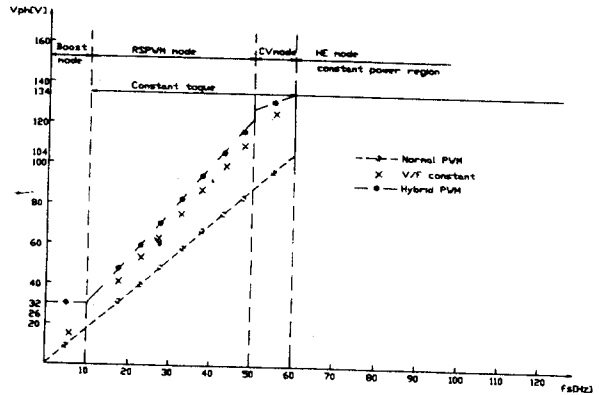


Fig. 6 V_g/f_s characteristics curve with mode

시 전압차를 줄이기 위하여 변조지수를 제어하는 모드로서 엄밀히 정의하면 RSPWM 모드이다.

이러한 모드 별 V_g/f_s 특성을 Fig. 6에 도시하였다.

DC 링커단 입력 측에 3상 220[V]가 인가되고 인버터가 구형파로 운전되면 유도전동기의 1상에 걸리는 전압은 134[V]이며 이때 발생하는 토오크가 기준이 되어 인버터의 출력주파수가 60Hz 이하일 경우는 V_g/f_s 가 일정히 유지되는 정 토오크 운전을 하고 61Hz 이상에서는 전압을 일정히 유지하여 정 출력특성을 갖도록 한다.

이를 위해 HE 모드에서 점호각은 1/4 cycle당 3개 이하로 제한한다⁶⁾.

RSPWM 모드 및 CV 모드에서는 주파수 비에 비례하는 점호각을 갖는다. 그러나 HE 모드에서는 제거하려는 고조파의 갯수에 비례하는 노치각을 갖는다.

순수한 HE 스위칭 기법은 많은 노치각, 점호각이 요구되므로 거대한 LOOK-UP 테이블이 필요하다.

LOOK-UP 테이블이 크지면 실 시간 제어 및 동기화가 어렵고 비선형 방정식의 해석오차 및 노치각의 디지털화에 따른 오차가 발생함으로 원하는 출력을 얻기가 힘들다. 이러한 이유 때문에 하이브리드 알고리즘을 이용한 인버터가 필요하다.

본 연구에서는 정격 주파수 이하의 구간에서는

디지털화가 용이하고 고조파 억제기법의 구현이 용이한 RSPWM 스위칭 기법을 이용하고 정격 주파수 이상의 구간에서는 HE 기법을 이용한다.

이러한 하이브리드 알고리즘을 원활히 수행하기 위하여 연산처리, 모드설정 및 입출력을 자유로이 할 수 있는 제어능력을 갖춘 제어프로그램이 필요하며 본 연구에서는 C언어를 이용하여 제어프로그램을 작성하였다.

3. 인버터 설계

하이브리드 알고리즘을 수행하기 적합한 인버터를 설계하고자 한다. Fig. 7은 인버터의 블럭선도이다.

정현 PWM일 경우 인버터의 출력 상전압의 최대 실효치는 $0.477V_{AC}$ (3상 교류전압)이고, 구형파의 경우는 $0.607V_{AC}$ 이다.

이러한 인버터의 일반적인 출력특성을 고려하여 상용전원을 정격으로 하는 유도전동기를 인버터로 구동하는 경우 정격주파수에서 정격 출력으로 운전하려면 승압이 되어야 한다.

인버터는 6개의 트랜지스터를 이용하여 스위칭 기법을 모드별로 수행한다.

3·1 제어시스템

인버터 제어에 적합한 제어회로를 설계하여 하이브리드 알고리즘을 원활히 처리하기 위한 I/O 시스템을 설계한다.

제어시스템은 RSPWM 모드의 점호각 및 HE 모드의 점호각을 8253 카운터에 전송하는 데이터 처리회로, 주파수 비가 고려된 시스템 클럭을 발생하는 시스템 클럭 발생회로, 8253의 카운터에 저장된 카운팅 데이터의 다운 카운터(Down counter)시기를 결정하는 트리거 회로로 구성된다.

데이터 처리회로는 제어프로그램에서 산출된 PWM 펄스 폭을 결정하기 위한 점호각 데이터를 8253의 카운터에 로딩을 하기 위해 $8253 \overline{WR}$ 단자로 로딩신호를 출력한다. 시스템 클럭 발생회로는 모드별로 주어진 다양한 운전조건에 적합하도록 회로를 구성한다.

이 회로는 카운터(MC14516)를 종속으로 연결하여 항상 병렬 입력을 받아들일 수 있도록 하였다.

주 클럭은 8MHz를 이용하였고 이때 카운팅 데이터(N)에 의한 시스템 클럭은

$$S_c = 8 \times 10^6 / N \quad (16)$$

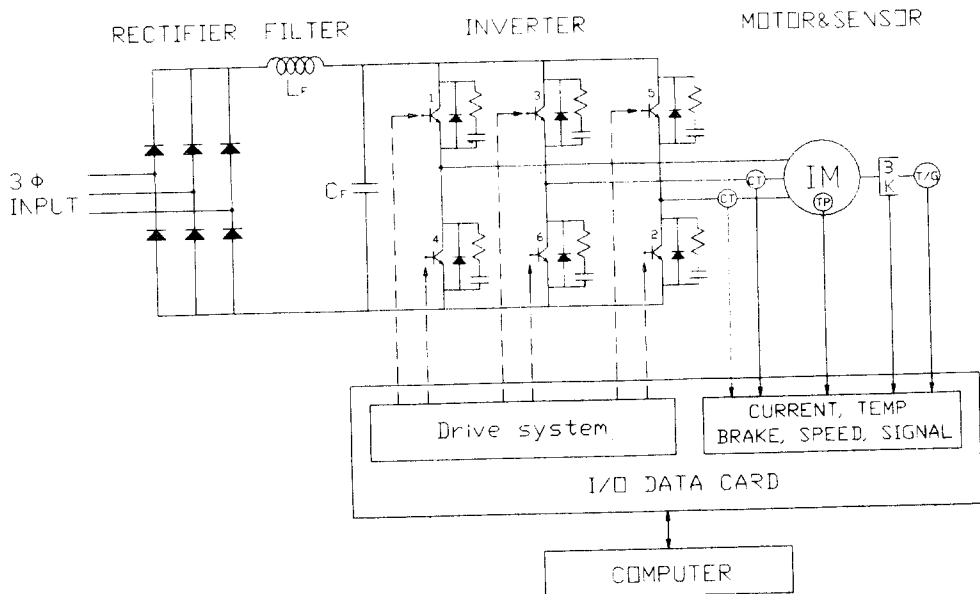


Fig. 7 Block diagram of the inverter system

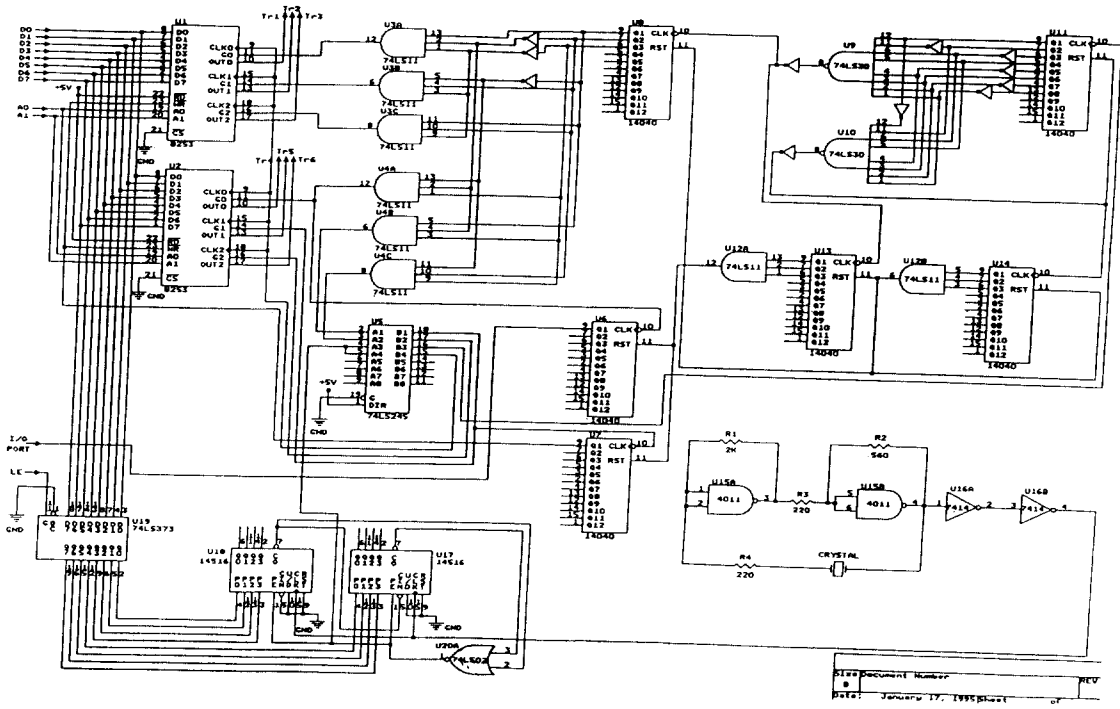


Fig. 8 Circuit of the control system

이고 점호각 수 혹은 노치각 수를 FN이라 할때 MC14516에 입력되어야 할 카운팅 데이터(N)는

$$N = \frac{8 \times 10^6}{252 \times FN \times f_s} \quad (17)$$

이다.

이 카운팅 데이터 값이 MC14516에 입력되어 시스템 클럭을 발생한다.

트리거 회로는 반송파의 1/6주기를 결정하고, 트리거 회로에 의해 8253의 카운터가 60°의 위상차를 가지고 다운 카운터를 시작하고 이때 8253의 출력단자는 Low상태가 된다.

8253의 출력단자가 Low일때만 구동회로에서 스위칭 소자인 트랜지스터에 구동신호를 출력한다.

Fig. 8은 제어시스템의 회로도이다.

3·2 구동회로

인버터의 스위칭 소자인 트랜지스터를 구동하기 위해 구동회로는 접지 분리, 증폭 및 보호기능이 있어야 한다.

직렬로 연결된 트랜지스터가 유도전동기의 리

액턴스 및 턴 -오프 지연(Turn -Off Delay)에 의 해동시에 도통되는 단락을 방지하기 위해 Dead Time을 설정해야 한다.

일반적인 인버터의 연구에서는 인버터의 동작이 정확히 이루어 지는 것을 전제로 하고있다.

인버터의 출력이 제어시스템의 통제를 벗어나 주변회로의 조건에 순응하며 동작하는 제어성을 상실한 Dead Time 구간은 인버터의 출력특성에 나쁜 영향을 미친다. 이러한 문제는 스위칭 횟수가 많은 경우에는 그 영향을 무시하지 못한다.

Dead Time 구간의 전류는 부하의 인덕턴스에 의해 흐르는 방향을 유지한다. 그러므로 인버터의 극 전압은 전류의 방향에 의해 결정된다.

이론적으로 해석하여 정확히 Dead Time을 보상하기는 어렵다.

본 논문에서는 전류센서(CT)를 이용하여 트랜지스터의 도통상태를 감지하여 PWM신호 발생의 하나의 조건으로 입력하는 AND회로를 설계하여 트랜지스터 베이스 구동회로와 인터페이스하여 구동회로를 구성하였다.

Fig. 9는 AND회로이고 Fig. 10는 구동회로이다.

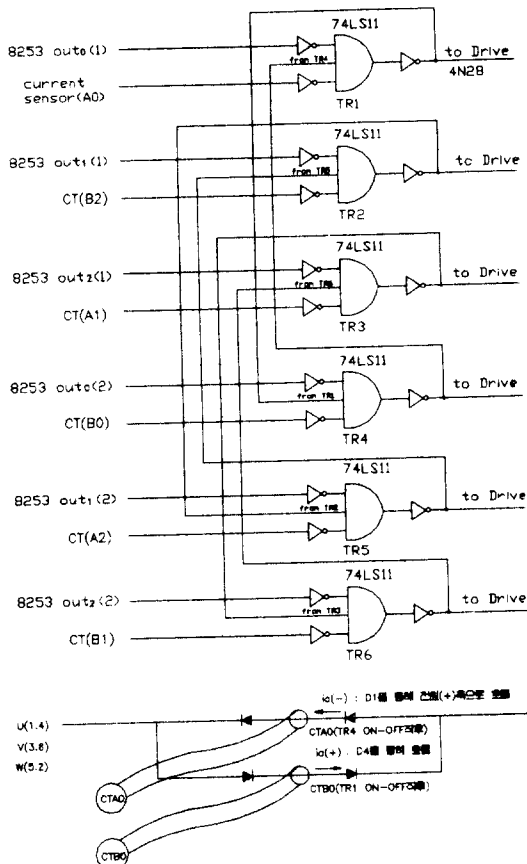


Fig. 9 AND circuit for the PWM signal generation

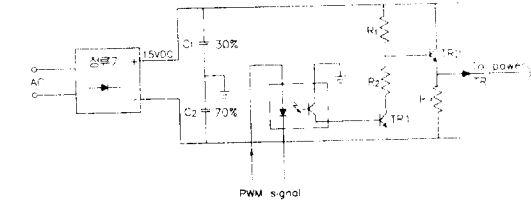


Fig. 10 Base drive and isolation circuit

Fig. 9에서 이용한 전류센서는 0.01[A]~0.21[A]까지는 선형성을 가지며 그 이상에서는 포화된다.

Fig.10의 구동회로가 트랜지스터의 턴-오프 시간을 줄이기 위하여 턴-오프 순간 베이스와 에미터간의 전압이 -2~-5V정도가 되도록 C₁ 및 C₂를 조정하였다.

그리고 Optoisolator를 이용하여 접지를 분리하여 제어회로 및 제어기기를 보호하였다.

3.3 광 시스템

스위칭 순간 주 전력회로에서 유도되는 이상전압 및 EMI(Electromagnetic Interference)같은 전파와 간섭이 제어시스템에 전달되지 않고 또한, 트랜지스터 구동신호가 전송과정에 전파와 간섭을 받지않고 트랜지스터 베이스 단자에 구동신호가 전달되도록 광 시스템을 이용한다.

광 시스템에 이용되는 발광소자는 LD(Laser Diode)가 우수하지만 본 연구에서는 구하기 쉽고 가격이 저렴한 LED(Light Emitting Diode)를 이용한다.

일반적으로 LED 효율은 0.5A/W정도라고 하면, 동작전류(I_{op})와 동작 광 출력(Φ_{op})의 관계는

$$I_{op} = 0.5A / \bar{W} \times \Phi_{op} \quad (18)$$

이다.

본 논문에서 구축한 광 시스템은 광 케이블의 길이가 짧고 광량이 충분히 확보됨으로 S/N(Signal to Noise)비를 고려하지 않았다⁷⁾.

Table 2은 실험에 이용한 LED 및 PDD(Photo Detector Diode)의 정격 및 특성표이다.

Table 2 Ratings and characteristics of LED and PDD

	Rating	Symbol	Value	Unit
LED	reverse voltage	VR	5	Volts
	forward current - continuous	IF	60	mA
	forward current - Peak pulse	IF	1	A
PDD	dark current	Id	0.06	nA
	reverse breakdown voltage	V(BR)r	100	Volts
	forward voltage	VF	1.1(max)	Volts
	response time	T	5	ns
	responsivity	R	0.2	mA/mw

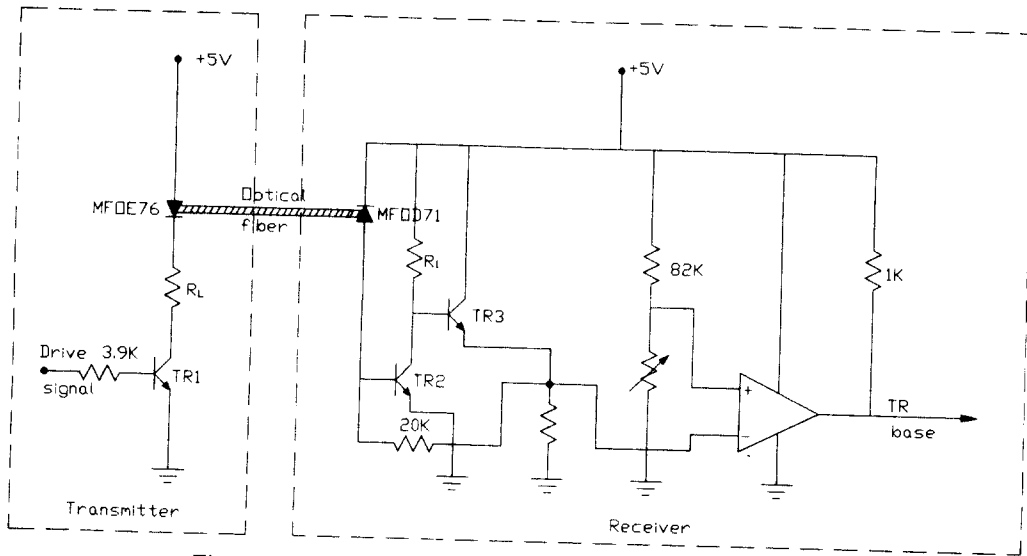


Fig. 11 Transmitter and receiver circuits of the optical system.

Fig. 11은 광 시스템 회로도이며, 여기에는 LOS(Loss of Signal)같은 입력신호의 유무를 감지하는 회로를 부가하지 않았다.

트랜스미터는 전기적 신호를 광 출력으로 변화시켜 광 케이블을 통하여 리시버에 전송하고, 리시버는 광 신호를 입력하여 전기적 신호 증폭시켜 트랜지스터의 베이스 구동신호로 만든다. 이러한 광 시스템의 가장 큰 장점은 신호라인에서 유도장해가 발생하지 않는 것이다.

4. 실험 및 고찰

Fig. 12는 AND회로의 동작상태를 나타낸 것으로 4번 트랜지스터(TR4)의 도통상태를 감지하는 전류센서의 신호(위)가 입력되면 1번 트랜지스터의 구동신호가 Low로 됨을 알 수 있다. 이것은 Dead Time을 확보하기 위해 필요한 복잡한 논리 조합회로를 사용하지 않고 구동신호를 직접 변경시킬 수 있다. 그러나 10mA 이하의 전류를 감지하지 못하므로 이 구간의 전류감소 시간을 고려하여야 한다.

Fig. 13는 저항성 부하를 가진 경우의 게이팅 신호에 대한 이상적인 출력 상전압 파형 및 유도 전동기를 운전할 때 상전압 파형을 보여주고 있다.

대칭3상 저항성 부하의 이상적인 파형은 Fig.

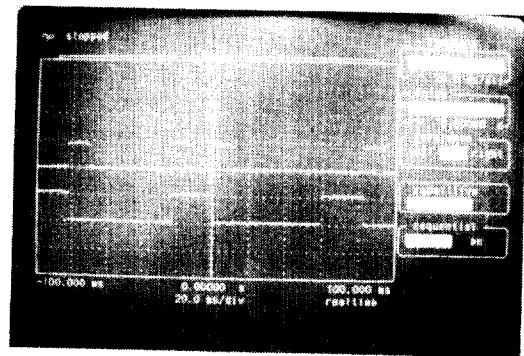


Fig. 12 CT and AND circuit output signal waveforms.

13의 (a)처럼 도시킬 수 있다. 이때는 인버터의 스위칭 소자와 병렬로 연결된 순환 다이오드 필요하지 않다. 그러나 인버터로 유도전동기와 같은 유도성 부하를 구동하면 Fig. 13의 (b)처럼 출력전압의 파형이 왜곡된다.

트랜지스터가 유도성 회로를 스위칭 할때 발생하는 유도성 장애는 트랜지스터를 구동하는 구동 회로에 영향을 미친다.

제어시스템 및 구동회로에 미치는 유도장애를 알아보기 위해 일반 전송시스템과 광 전송시스템을 이용하여 트랜지스터 구동신호를 전송하여 보았다.

Fig. 14은 트랜지스터가 스위칭 될 때 일반 전송

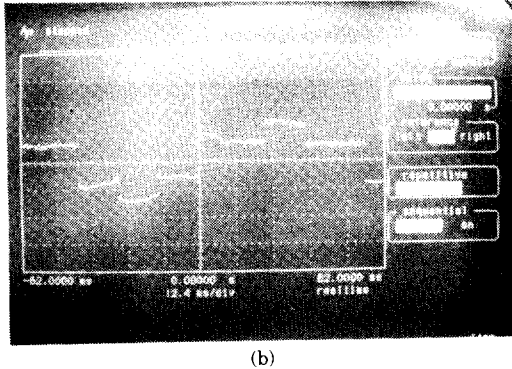
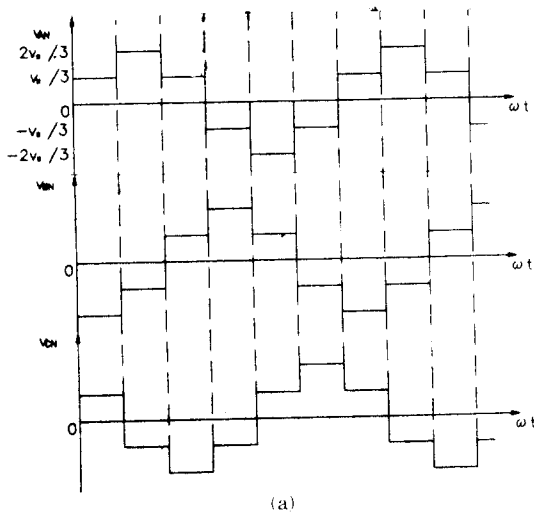


Fig. 13 Output voltage waveforms with balanced resistive load(a) and induction motor(b)

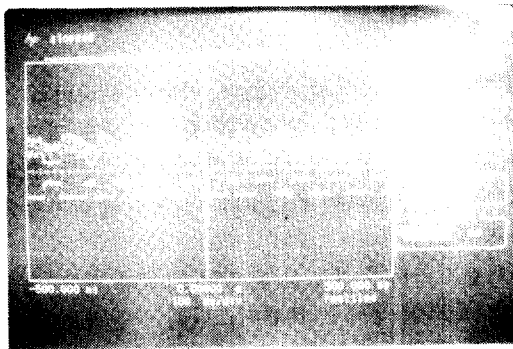


Fig. 14 Drive signal waveforms of general and optical system.

시스템(위)과 광 전송시스템(아래)에 포함된 잡음을 촬영한 것으로 일반 전송시스템에 많은 잡음이 실린 것을 알 수 있다.

실제로 실험과정에서도 일반 전송시스템을 이용한 경우 구동 회로의 전자부품 손상이 자주 발생한 반면 광 시스템은 거의 발생하지 않았다.

이러한 이유는 광 전송시스템은 트랜지스터의 스위칭 순간에 발생하는 전압 및 전류의 유도장해 성분이 구동회로에 거의 전송되지 않는 반면에 일반 전송시스템은 이러한 유도장해 성분과 전송시스템 주변에 산재하는 고조파가 함께 구동회로에 전달되기 때문이다.

5. 결 론

본 연구에서는 인버터를 이용한 유도전동기의 제어모드를 새로이 구현하고 Dead Time설정을 논리조합회로를 이용하지 않고 전류센서를 이용하여 확보하였으며 또한 트랜지스터 구동신호의 전송시스템으로 광 시스템을 적용하여 일반적인 전송시스템과 비교 및 검토하였다.

그 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 전류센서(CT)를 이용한 Dead Time 설정은 전류 센서의 특성에 지배를 받는다. 본 연구에 이용한 전류 센서는 10mA 이상의 전류 흐름에 대하여 우수한 감지 특성을 보였다.

2) 광 전송시스템을 적용해 본 결과 구동회로의 소자 손상은 거의 발생하지 않았으며, 주변 잡음에 대한 내성은 일반 전송시스템에 비하여 월등히 우수함을 알았다. 그러므로 EMI가 심각한 부분에 제어신호를 전송할때 이용하면 유용할 것으로 판단된다.

3) 본 논문에서 제안한 RSPWM 모드 및 HE 모드는 전반적으로 고조파를 무난히 억제함을 알 수 있었다. 그러나 큰 유도성 부하의 경우에 요구되는 미소전류의 감지 문제, 도출된 점호각을 정확히 디지털로 실행하는 문제, HE모드의 운전특성 및 고조파 해석 문제 등에 대해서는 앞으로 더욱 연구 검토되어야 할 것이다.

참고문헌

1) M. G. Jayne, S. R. Bowes and B. M. Bird, "Developments in Sinusoidal PWM Inverters",

- University of Bristol, England.
- 2) K. E. Addoweesh, W. shepherd and L. N. Hulley, "Induction Motor Speed Control Using a Micro-processor - Based PWM Inverter", IEEE Trans., Vol. 36, No. 4, p. 516~522, 1989.
 - 3) C. C. Chan and W. C. Lo, "Control Strategy of PWM Inverter Drive System for Electric Vehicles", IEEE Trans., Vol IE - 34, No. 4, 1987.
 - 4) P. Enjeti and P. D. Ziogas, "New Current Control Scheme for PWM Inverter", IEE Proc., Vol. 135, No. 1, 1988.
 - 5) S. Garcia - otero and M. Devaney, "Minimization of Acoustic Noise in Variable Speed Induction Motor Using a Modified PWM Drive", IEEE Trans., Vol. 30, No. 1, 1994.
 - 6) P. N. Enjeti and P. D. Ziogas, "A New PWM Speed Control System for High - Performance AC Motor Drives", IEEE Trans., Vol. 37, No. 2, 1990.
 - 7) J. Gowar, "Optical Communication Systems", Prentice - Hall, 1993.