3상 레귤러 샘플링 PWM 인버터의 出力波形 分析에 관한 연구

盧彰注・金潤植・金榮吉*・朴相吉**
한국해양대학교・한국해양대학교 대학원*
부산수산대학교**
(1992년 8월 22일 접수)

A Study on the Analysis of the Output Waveform of Three-phase Regular Sampling PWM Inverter

Chang-Joo NOH, Yoon-Sik KIM, Young-Gil KIM* and Sang-Kil PARK**
Korea Maritime University, Grad. School of Korea Maritime University,*
National Fisheries University of Pusan**
(Received August 22, 1992)

Among various power converters, a variable voltage variable frequency (*VVVF*) three-phase PWM inverter is regarded as most promising power converter due to its capabilities, which permits the control of voltage, frequency and harmonic contents in a single power stage employing only on DC source. As a modulating technique of the PWM inverter, the regular sampling technique has rendered possible the on-line computation and generation of PWM control waveforms with a reasonably high switching frequencies.

In this paper, microprocessor based three-phase regular samping PWM inverter with real-time control algorithm and control circuits for driving three phase AC motor has been developed. Harmocic components of PWM waveform were analized theoretically in terms of Bessel function series and then calculated by digital computer and observed with spectrum analyzer.

I. 서 론

근래들어 반도체 기술의 발달에 따른 LSI 기술 및 전력전자기술의 응용으로 대용량 반도체 전력변환장치의 개발이 꾸준히 추진되어 유도전동기를 비롯한 교류전동기가 종래의 문제점이었던 속도제어상의 난점을 극복할 수 있게 되어 산업현장의 가변속 분야에서 그 사용비율이 점차 높아지게 되었다.

이러한 유도전동기등과 같은 교류전동기의 가변속운전을 위한 가변전압 가변주파수 (*Variable Voltage Variable Frequency ;*

VVVF) 장치중 PWM(Pulse Width Modulation)인버터는 그 제어회로가 복잡하고 고속스위칭소자를 필요로 하며 출력전압이 낮은 문제점은 있지만, 인터버 내에서 출력전압과 주파수의 제어를 동시에 행할 수 있기 때문에 무제어직류링크(Uncontrolled DC Link)의 사용이 가능하고 출력파형이 정현파와 근사하여 전동기 운전시 토오크 맥동을 감소시키고 저차고조파의 제거가 용이하여 효율적인 운전이 가능한 잇점이 있어 타 방식에 비하여 유리하다.

그러나 이를 아날로그 방식으로 구현하는 경우에는 반송파와 변조파의 동기화가 어려우며 고주파 영역에서의 최소 턴-오프 시간(Minimum trun-off time)과 저주파 영역에서의 최소 턴-온 시간(Minimum turn-on time) 확보를 위해 다중 모드(Multi mode) 방식을 실현하려면 회로가 대단히 복잡해지는 어려움이 있었다[6)~10)].

한편 마이크로프로세서를 이용하여 PWM 인버터를 구성하면 아날로그 방식에서는 어려웠던 반송파와 변조파의 동기화 및 주파수의 범위에 따라서 주파수비를 달리하는 다중 모드의 실현이 회로의 부가없이도 소프트웨어 만으로도 가능하게 된다.

본 연구에서는 마이크로프로세서에 의한 PWM인버터 방식중 소프트웨어적으로 스위칭점 산출이 용이하여 실시간제어(real-time control)가 가능한 Regular Sampling 방식을 채택하여 마이크로프로세서 8086을 이용하여 출력 주파수 범위 0.5~120 *Hz*인 3상 인버터를 구성하였다. 또한 이 출력을 3상 농형 유도전동기에 인가하여 시험하여 보았으며, 인버터의 성능에 영향을 미치는 출력전압 파형에 대한 고조파성분을 이론적으로 해석하고 디지탈 컴퓨터시뮬레이션 및 스펙트럼 분석기의 측정실험을 통하여 두 결과를 비교 검토함으로써 그 타당성을 확인하였다.

2. PWM 변조원리 및 고조파해석

2.1 PWM 인버터의 개념

PWM인버터라 함은 일반적으로 정현파 PWM(sinusoidal PWM)을 말하며 이것은 삼각 반송파(triangular carrier wave)와 정현 변조파(sinusoidal modulation wave)를 비교하여 출력파형을 정현파의 진폭에 비례한 펄스폭을 가진 펄스열로 만들어 반송파의 매 주기당 평균전압의 변화가 정현파에 가깝게 되도록 만드는 방식을 말하며, 보통 무정전 전원장치(uninterruptable power supply), 정지형 주파수 변환기(static frequency changer) 및 교류가변속 분야 등에 사용되어 가변전압 가변주파수의 교류전원을 외부 장치에 공급한다.

Fig. 1은 PWM 변조의 원리를 나타내는 개념도로서 단극양투(single pole double throw)스위치의 방향을 비교기 출력에 따라서 전환하게 함으로써, 부하에 걸리는 전압을 펄스폭과 극성이 주기적으로 변하는 신호로 만들어 주는것을 보여주고 있다. 3상

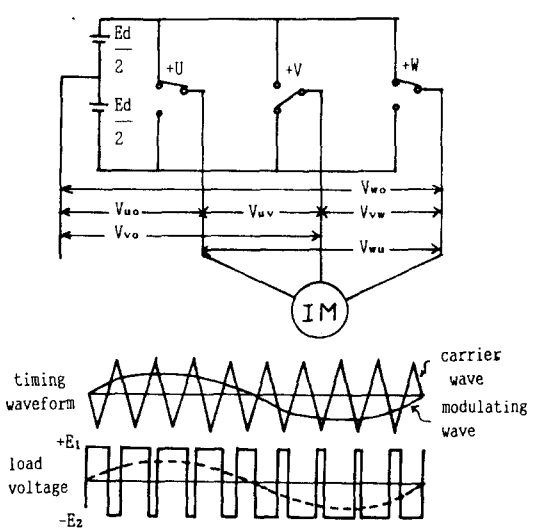


Fig. 1. Conceptual diagram of PWM inverter.

PWM인터버는 위상차 120°인 3개의 단상 PWM신호 조합으로 실현 가능하다.

2.2 Regular sampling PWM 변조

PWM 변조 방식은 자연교점 스위칭 원리의 natural sampling 방식과, 샘플 앤드 홀드 원리를 이용한 regular sampling 방식, 그리고 저차 고조파 제거등 특정 성능향상에 목표를 두고 있는 optimized 방식으로 분류할 수 있다. 레귤러 샘플링 방식은 반송파의 매 주기초에 변조파가 샘플링 되어 반송파의 한 주기동안 유지되고 이것이 새로운 변조파로 간주되어 반송파와 비교됨으로써 스위칭 파형을 발생시키는 방법이다.

PWM에서 반송파와 변조파의 진폭 및 주파수를 각각 E_b, E_s, f_b, f_s라 할때 변조지수(Modulation Index) M과 주파수비(Frequency Ratio) R은 다음과 같이 정의된다.

$$M=\frac{\text{변조파의 진폭}(E_s)}{\text{반송파의 진폭}(E_b)}$$

$$R=\frac{\text{반송파의 주파수}(f_b)}{\text{변조파의 주파수}(f_s)} \qquad (1)$$

여기서 M은 출력전압의 크기를 결정하고 R은 고조파 성분들에 영향을 미친다. 일반적으로 M은 0과 1사이의 값이 되며, R을 증가시키면 고조파 성분은 감소하나 스위칭 손실이 증가한다. 종래의 아날로그 방식으로 PWM신호가 만들어지는 경우 반송파와 변조파가 비동기적으로 되기가 쉽기 때문에 맥놀이(beat) 현상이 발생한다. 이때 인버터 출력에 기본파성분 이하의 주파수 성분들(subharmonics)이 발생되어 교류 전동기 구동시에 심각한 악영향을 미치게 된다. 그러나 마이크로프로세서에 의한 디지탈 방식을 이용하면 R을 정확한 정수배로 조정할 수가 있어서 기본파 성분 이하가 되는 주파수 성분은 배제시키고 기본파의 정수배 성분만 나타난다. 이 출력을 교류전동기에 인가하면 전동기의 누설리액턴스가 고차고조파성분들에 대하여 큰 임피던스로 작용하게 되어 고차고조파들이 억제된다.

2.3 고조파 해석[1~5]

Fig. 2는 삼상 레귤러 샘플링 PWM 인버터의 변조파와 반송파 및 이들의 상호관계에 의하여 발생되는 스위칭점과 상전압 및 선간전압을 보여주고 있다.

Fig. 2에서 변조파 U와 V는

$$U=E_s \sin \omega_s t \qquad (2)$$

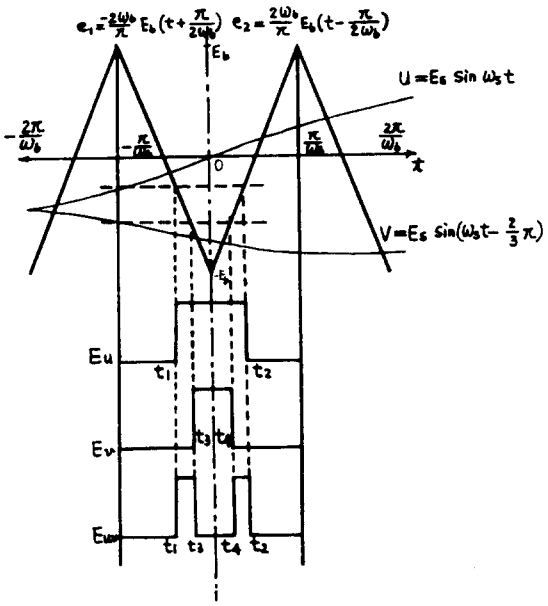


Fig. 2. Switching pulse waveform of regular sampling PWM.

$$V=E_s \sin(\omega_s t-\frac{2}{3}\pi) \qquad (3)$$

이고, 반송파 e_1과 e_2는

$$e_1=-\frac{2\omega_b}{\pi}E_b(t+\frac{\pi}{2\omega_b}) \qquad (4)$$

$$e_2=\frac{2\omega_b}{\pi}E_b(t-\frac{\pi}{2\omega_b}) \qquad (5)$$

가 된다. 식 (2), (3), (4), (5)에서 스위칭 시간 t_1, t_2, t_3, t_4는

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

$$t_2=\frac{\pi}{2\omega_b}(1-Msin\frac{\pi}{R})$$

$$t_3=-\frac{\pi}{2\omega_b}\{1-Msin(\frac{\pi}{R}+\frac{2}{3}\pi)\}$$

$$t_4=\frac{\pi}{2\omega_b}\{1-Msin(\frac{\pi}{R}+\frac{2}{3}\pi)\} \quad (6)$$

단, $M=E_s/E_b$로 된다. 식 (2)에서 U를 T_1만큼 양의 방향으로 평행 이동시킨 새로운 변조파 U_1은

$$U_1=E_s\ sin\ y \quad (7)$$

이고, 여기서

$$y=\omega_s t-\theta_1,\quad \theta_1=\omega_s T_1,\quad T_1=\frac{\pi}{\omega_b}-t_1 \quad (8)$$

이다. 식 (4), (5) 그리고 (7)에서 t_1, t_2의 위상 φ_1, φ_2는

$$\varphi_1=\omega_b t_1=-\frac{\pi}{2}(1+Msiny)$$

$$\varphi_2=\omega_b t_2=\frac{\pi}{2}(1+Msiny) \quad (9)$$

이다. 식 (3)에서 V를 T_2만큼 양의 방향으로 평행 이동시킨 새로운 변조파 V_1은

$$V_1=E_s\ sin(y-\theta) \quad (10)$$

이고, 여기서

$$\theta=\omega_s T_2+\frac{2}{3}\pi-\theta_1,$$

$$T_2=\frac{\pi}{\omega_b}-t_3 \quad (11)$$

이다. 식 (4), (5), 그리고 (10)에서 t_3, t_4의 위상 φ_3, φ_4는

$$\varphi_3=\omega_b t_3=-\frac{\pi}{2}\{1+Msin(y-\theta)\}$$

$$\varphi_4=\omega_b t_4=\frac{\pi}{2}\{1+Msin(y-\theta)\} \quad (12)$$

로 된다. 식 (7)과 (10)을 변조파로 하였을 때 출력전압 E_{UV}는 Fourier 급수로 다음과 같이 표시된다.

$$E_{UV}=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}[k_{mn}e^{j(mx+ny)}-k'_{mn}e^{j(mx+n(y-\theta)}] \quad (13)$$

단, $x=\omega_b t$이며, $m=0,\ \pm1,\ \pm2,\ \cdots\cdots$, $n=0,\ \pm1,\ \pm2,\ \cdots\cdots$로서

각각 반송파와 변조파에 대한 고조파 성분이다. 여기서 Fourier계수 k_{mn}, k'_{mn}은

$$k_{mn}=\frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\varphi_1}^{\varphi_2}e^{-j(mx+ny)}dx\ dy$$

$$k'_{mn}=\frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\varphi_3}^{\varphi_4}e^{-j(mx+n(y-\theta)}dx\ dy \quad (14)$$

가 된다. 식 (13)과 (14)를 이용하여 고조파 성분을 다음과 같이 해석한다.

1) 기본파성분($m=0,\ n=1$)

식 (14)에서

$$k_{01}=\frac{EM}{j4}$$

$$k'_{01}=\frac{EM}{j4} \quad (15)$$

이 되므로 식 (15)를 식 (13)에 대입하면

$$(E_{UV})_{01}=\frac{EM}{2}\{siny-sin(y-\theta)\} \quad (16)$$

이다. 이것은 반송파의 주파수 ω_b와 무관하고, 인버터에 공급되는 직류전압 E와 변조지수 M에 비례한다.

2) 직류성분($m=0,\ n=0$)

식 (14)에서

$$k_{00}=E,\quad k'_{00}=E \quad (17)$$

이므로 식 (17)을 식 (13)에 대입하면 직류성분 전압 $(E_{UV})_{00}$은

$$(E_{UV})_{00}=0 \quad (18)$$

이다.

3) 변조파 주파수의 정수배 성분($m=0$, $n>1$)

식 (14)에서

$$k_{0n}=0,\quad k'_{0n}=0 \tag{19}$$

이므로, 식 (19)를 식 (13)에 대입하면 변조파 주파수의 정수배 성분 전압$(E_{UV})_{0n}$은

$$(E_{UV})_{0n}=0 \tag{20}$$

이다.

4) 반송파 주파수의 정수배 성분($m\geq 1$, $n=0$)

식 (14)에서

$$k_{m0}=0,\quad k'_{m0}=0 \tag{21}$$

이므로 식 (21)은 식 (13)에 대입하면 반송파 주파수의 정수배 성분 전압$(E_{UV})_{m0}$은

$$(E_{UV})_{m0}=0 \tag{22}$$

이다.

5) 반송파와 변조파의 정수배 주파수의 합 및 차의 성분($m\geq 1$, $n\neq 0$)

식 (14)에서

$$k_{mn}=-\frac{E}{jm(2\pi)^2}\sum_{k=0}^{\pm\infty}J_k\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\left\{e^{-j(m\pi/2)}\int_0^{2\pi}e^{-j(n+k)y}dy-e^{-j(m\pi/2)}\int_0^{2\pi}e^{-j(n-k)y}dy\right\}$$

$$k'_{mn}=-\frac{E}{jm(2\pi)^2}\sum_{k=0}^{\pm\infty}J_k\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\left\{e^{-j(m\pi/2)}\int_0^{2\pi}e^{-j(n+k)(y-\theta)}dy-e^{j(m\pi/2)}\int_0^{2\pi}e^{-j(n-k)(y-\theta)}dy\right\} \tag{23}$$

이다. 식 (23)에서 $k=n$일때

$$k_{mn}=\frac{E}{jm2\pi}\sum_{n=0}^{\pm\infty}J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)e^{j(m\pi/2)}$$

$$k'_{mn}=\frac{E}{jm2\pi}\sum_{n=0}^{\pm\infty}J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)e^{j(m\pi/2)} \tag{24}$$

$k=-n$ 일때

$$k_{mn}=-\frac{E}{jm2\pi}\sum_{n=0}^{\pm\infty}J_{-n}\left(\frac{mM\pi}{2}\right)e^{-j(m\pi/2)}$$

$$k'_{mn}=-\frac{E}{jm2\pi}\sum_{n=0}^{\pm\infty}J_{-n}\left(\frac{mM\pi}{2}\right)e^{-j(m\pi/2)} \tag{25}$$

$k=|n|$ 일때 식 (24)와 (25)에서

$$k_{mn}=\frac{E}{jm2\pi}\sum_{n}^{\pm\infty}J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\{e^{j(m\pi/2)}-(-1)^n e^{-j(m\pi/2)}\}$$

$$k'_{mn}=\frac{E}{jm2\pi}\sum_{n}^{\pm\infty}J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\{e^{j(m\pi/2)}-(-1)^n e^{-j(m\pi/2)}\} \tag{26}$$

가 된다. 식 (26)에서, $l_1=1,\ 2,\cdots\cdots,\ l_1=\pm 1,\ \pm 2,\cdots\cdots$이라 할 때

i) $n=2\,l_2$ (우수)일때

$$k_{mn}=\frac{E}{m\pi}J_{2l2}\left(\frac{mM\pi}{2}\right)sin\frac{m\pi}{2}$$

$$k'_{mn}=\frac{E}{m\pi}J_{2l2}\left(\frac{mM\pi}{2}\right)sin\frac{m\pi}{2} \tag{27}$$

로 된다. 식 (27)에서 $m=2\,l_1$ 일때 $k_{2l1,2l2}=k'_{2l1,2l2}=0$이 되므로, 출력$(E_{UV})_{2l1,2l2}$는

$$(E_{UV})_{2l1,2l2}=0 \tag{28}$$

이다. 그리고 m는 $2l+1$일때 출력 $(E_{UV})_{2l1+1,2l2}$는

$$(E_{UV})_{2l1+1,2l2}=\sum_{l1=0}^{\infty}\sum_{l2=-1}^{+\infty}\frac{2E}{(2l_1+1)\pi}J_{2l2}\left\{\frac{(2l_1+1)M\pi}{2}\right\}sin\frac{(2l_1+1)\pi}{2}[cos\{(2l_1+1)\omega_b t+2l_2(\omega_s t-\theta_1)\}-cos\{(2l_1+1)\omega_b t+2l_2(\omega_s t-\theta_1-\theta)\}] \tag{29}$$

이다.

ii) $n=2\,l_2+1$(기수)일때

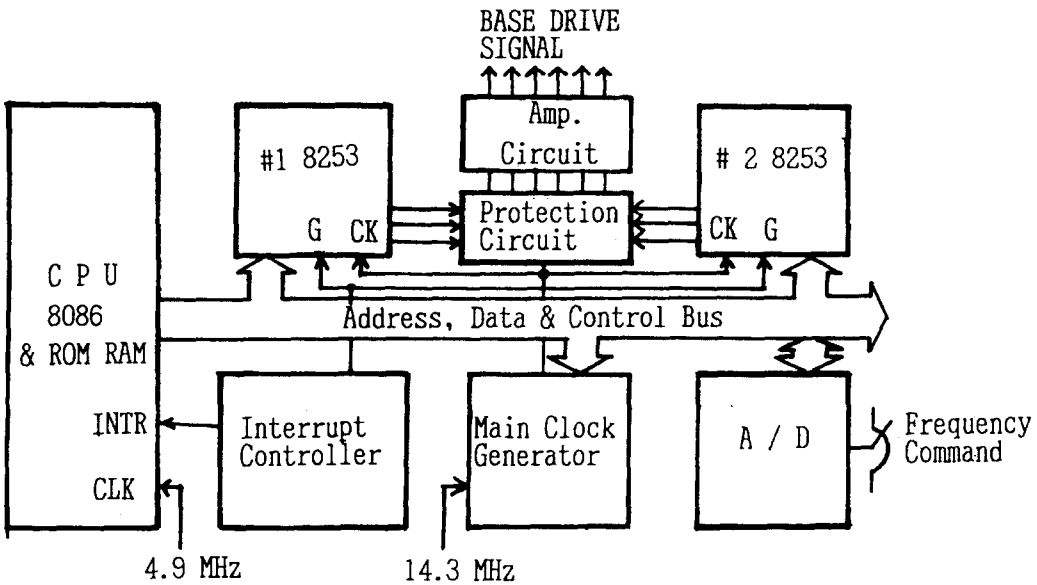


Fig. 3. Microprocessor based PWM signal generator.

$$k_{mn}=\frac{E}{jm\pi}J_{2l2+1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right)cos\frac{m\pi}{2}$$

$$k'_{mn}=\frac{E}{m\pi}J_{2l2+1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right)cos\frac{m\pi}{2} \qquad (30)$$

이다. 식 (30)에서 $m=2\ l_1+1$일때 $k_{2l1+1,2l2+1}=k'_{2l1+1,2l2+1}=0$이므로 출력은

$$(E_{UV})_{2l1+1,2l2+1}=0 \qquad (31)$$

이다. 그리고 $m=2\ l_1$ 일때 출력 $(E_{UV})_{2l1,2l2+1}$은

$$(E_{UV})_{2l1,2l2+1}=\sum_{l1=1}^{\infty}\sum_{l2=0}^{+\infty}\frac{E}{l_1\pi}J_{2l2+1}(l_1M\pi)cos$$

$$(l_1\pi)[sin\{2l_1\omega_bt+(2l_2+1)(\omega_st-\theta_1)\}-$$

$$sin\{2l_1\omega_bt+(2l_2+1)(\omega_st-\theta_1-\theta)\}] \qquad (32)$$

가 된다.

이상의 파형해석을 요약하면 3상 레귤러 샘플링 PWM 인버터에서 고조파분은 변조파의 우수배 주파수와 반송파의 기수배 주파수의 합 및 차, 혹은 변조파의 기수배 주파수와 반송파의 우수배 주파수의 합 및 차의 형태로만 나타난다.

3. 시스템의 구성

3.1 하드웨어의 구성

Fig. 3은 3상 레귤러 샘플링 PWM 인버터 시스템의 게이트 신호 발생부에 대한 구성도이다. CPU와 메모리는 각부 회로의 제어, 운전모드 결정, 펄스폭 데이타의 연산 및 연산된 펄스폭 데이타를 기억하는 역할을 한다. 14.3[*MHz*]의 클럭이 주 클럭 발생기에 인가되며, 주 클럭 발생부는 출력 주파수와 주파수비를 고려하여 주파수 지령에 대응하는 클럭을 분주시켜 발생시키며 인터럽트 제어 회로에 인가되어 반송파의 한 주기인 FE_H를 셀때마다 인터럽트 요구(interrupt request) 신호를 발생하게 한다. 계산된 펄스폭 데이타를 실제 펄스의 형태로 변환하여 외부로 출력시키기 위하여 2개의 즉 #1, 2 8253회로가 사용된다. 또한 구동회로에서는 보호회로(protection circuit)와 접지분리 및 증폭회로(isolation and amplification circuit) 그리고

주전력부로 구성되어 #1, 2 8253으로부터 출력되는 PWM신호를 접지분리 및 증폭시켜 주전력부에 있는 트랜지스터의 베이스를 구동시키게 한다. 그리고 A/D 변환기는 외부로부터 아날로그 주파수지령을 디지탈화시킨다.

인터럽트 신호발생부는 인터럽트 서비스 루틴을 수행하기 위하여 인터럽트 요구신호를 발생시키는 역할을 하며 시스템 클럭 발생부와 인터럽트 제어부로 구성되 있으며, 인버터를 0.5~120 *Hz*의 범위에서 여러가지 주파수로 운전시키기 위하여 수시로 원하는 주파수의 클럭을 용이하게 발생시킬 수 있는 회로를 만들기 위하여 Programmable Modulo-N counter인 MC4018을 선택하여 2개를 종속(cascade) 연결하였다.

3.2 소프트웨어의 구성

3.2.1 파형발생 알고리즘

레귤러 샘플링 PWM 신호 발생 알고리즘은 식 (6)의 관계로 부터 얻을 수 있다. 식 (6)의 (t_2-t_1)으로부터 임의의 시간 t에서 변조파를 샘플링하여 얻은 레귤러 샘플링 PWM의 펄스폭 PW는

$$PW=\frac{\pi}{\omega_b}\{1+Msin(\omega_s t)\}[sec] \qquad (33)$$

로 표시할 수 있으며 이 값은 최소 0, 최대 $(2\pi/\omega_b)$의 값을 갖는다. 식 (33)의 첫째 항은 무변조에 대한 펄스폭을 나타내고 둘째 항은 정현파변조에 대한 펄스폭을 나타낸다. 반송파 한 주기의 중앙을 기준으로 하여 레귤러 샘플링 PWM 파형은 좌우 대칭이므로 이 펄스폭을 1바이트(Byte)의 데이타로 나타낼때 반드시 우수가 되어야 하며 최대값은 254(FE_H)가 된다. 식 (33)에서 PW를 최대 254로 나타내면

$$PW=V\times S/128+127[sec] \qquad (34)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 S는

$$S=128\times sin(\omega_s t) \qquad (35)$$

로 표시되며 변조파가 시간 t에서 샘플링 되는 값이고, V는

$$V=127\times M \qquad (36)$$

으로 표시되며 전압지령(Voltage Command)이다.

마이크로프로세서에 의하여 레귤러 샘플링 PWM 파형이 만들어지는 경우 완전 동기화가 가능하다. 그러므로 정해진 주파수비 R에 대해서 변조파가 샘플링되는 점은 주기적으로 일정하게 된다. 주파수비가 R인 경우 1/4 주기 내에서 샘플링되는 정현파 데이타 S는

$$S=128sin\left\{\frac{\pi(1+2n)}{R}\right\}$$
$$n=0,\ 1,\ \cdots\cdots,\ \left\{\frac{R}{4}-1\right\} \qquad (37)$$

로 표시할 수 있으며 정현파 데이타 S와 전압지령 V는 미리 계산하여 Look-up Table로 만들어 놓는다.

본 논문에서는 1/4주기분의 정현파 데이타만 가지고 3상 PWM 신호를 만들어주기 위하여 R을 4와 3의 공배수인 12의 배수로 결정하였다. 외부로부터 주파수 지령이 입력되면 V-F특성에 맞는 전압지령이 선택되고 Look-up Table로부터 1/4주기분의 정현파 데이타 하나를 인출하여 식 (34)를 계산한다. 계산된 PW는 3상 레귤러 샘플링 PWM 파형을 만들 수 있도록 #1, 2 8253에 조정된 형태로 써 넣어진다.

여러 경우의 PW에 대하여 #1, 2 8253에 써넣을 데이타를 구하는 방법이 Table 1에 나타나 있다.

또한 0.5~120*Hz*까지의 넓은 주파수 범위에서, 0.5~50*Hz*까지는 *PWM* 51~60*Hz*까지는 변조파가 포화된 사다리꼴 PWM, 61~120*Hz*까지는 구형파로 운전하게 설계하였으며 0.5~50*Hz*까지의 PWM의 경우 낮은 주파수로 갈수록 주파수비를 증가시켜 저주

Table 1. Pulse width and #1, 2 8253 loading data

	PW	#1 8253	#2 8253
1, 2 Quadrant	at $PW=0$	0	0
	at $PW \neq 0$	$7F_H + \frac{PW}{2}$	$7F_H - \frac{PW}{2}$
3, 4 Quadrant	at $(FE_H - PW)=0$	0	0
	at $(FE_H - PW)\neq 0$	$7F_H + \frac{(FE_H - PW)}{2}$	$7F_H - \frac{(FE_H - PW)}{2}$

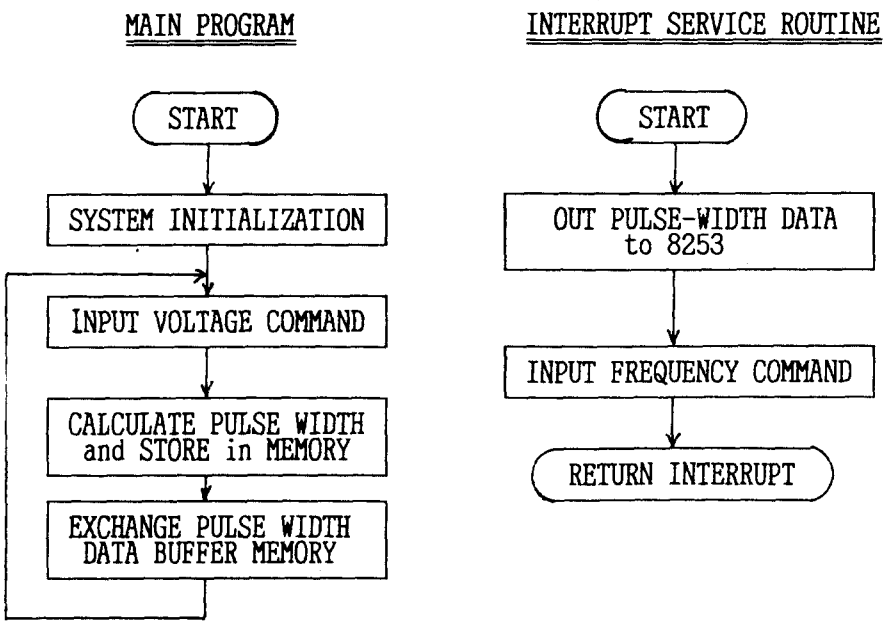


Fig. 4. Logical flowchart of main program and interrupt service routine.

파 운전시 전동기의 누설 리액턴스 감소에 따르는 전류 리플성분의 증가를 방지하기 위하여 Ratio Change를 실시하였다.

3.2.2 프로그램

제어 프로그램의 구성은 주파수지령에 따라 운전 모드와 Ratio Change를 결정하고, 펄스폭을 계산하여 펄스폭 데이타 버퍼에 저장시키는 주프로그램(Main Program)과 계산된 펄스폭 데이타를 실제 파형으로 출력시키고 주파수 지령을 외부에서 받아 들이는 인터럽트 서비스루틴(Interrupt Service Routine), 그리고 여러 상수들이 저장되어 있는 Look-up Table로 되어있다.

Fig. 4는 주프로그램과 인터럽트 서비스루틴의 흐름도이다. 주프로그램에서는 각각의 8253에 2개씩 할당되어 있는 펄스폭 데이타 인출 RAM중에서 현재 인출되고 있지 않은 RAM을 선택하여 새로 계산한 데이타를 기억시킨다.

시스템 클럭 발생부에서 발생된 크럭을 인터럽트 제어부에서 카운트하여 FE_H를 셀때마다 인터럽트가 요구되어 인터럽트 백터로 설정된 인터럽트 서비스루틴이 시작된다. 인터럽트 서비스루틴에서는 3상 PWM 신호를 만들기 위하여 주프로그램에서 계산되어

RAM에 저장되어 있는 한 주기분의 펄스폭 데이타를 120° Address shift 시켜가면서 인출하여 #1, 2 8253내에 있는 3개의 카운터에 순환하면서 저장하여 펄스폭 데이타를 #1, 2 8253에 의하여 실제 펄스로 바뀌질 수 있게 한다.

4. 실험 및 고찰

4.1 실험장치

Fig. 5는 실험장치의 블록도로써 마이크로프로세서에 의한 PWM신호발생부, DC Link 트랜지스터 인버터, 그리고 부하로서는 직류 50 W 발전기가 연결된 3상 농형유도전동기로 구성되었다. PWM 신호와 인버터 출력전압, 전류의 파형을 측정하기 위하여 오실로스코우프가 사용되었고 고주파 성분들을 측정, 기록 하기 위하여 스펙트럼애널라이저와 X-Y Recorder가 사용되었다. 또 전동기의 속도는 포토타코메타(photo tachometer)로써 측정하였다. 부하로서 사용된 3상 농형유도전동기의 정격 및 사양은 Table 2와 같다.

4.2 인버터 출력전압 및 파형고찰

Fig. 6은 주파수비 12일때의 인버터 출력파형으로서 a)는 저항부하인 경우 선간전압과 선전류, b)는 전동기에 인가시켜 운전중인 경우의 선간전압과 선전류의 파형을 나타내주고 있다.

Fig. 7은 이론해석 결과인 식(29)와 (32)를 이용하여 주파수비 12, $f_b=720[Hz]$, $f_s=60[Hz]$, 변조지수(M) 0.9인 경우의 인버터 출력 전압의 기본파 성분으로부터 $4\omega_b+5\omega_s$까지의 고조파 성분을 디지탈 컴퓨터 시뮬레이션 하여 구해본 것이다. 이 경우 Dominant한 고조파 성분은 $2\omega_b\pm\omega_s$ 성분임을 알 수 있다.

Fig. 8은 주파수비 12, $f_b=720[Hz]$, $f_s=60[Hz]$인 경우 변조지수(M)를 1.0에서 0.1까지 0.1간격으로 감소시켜 가면서 컴퓨터

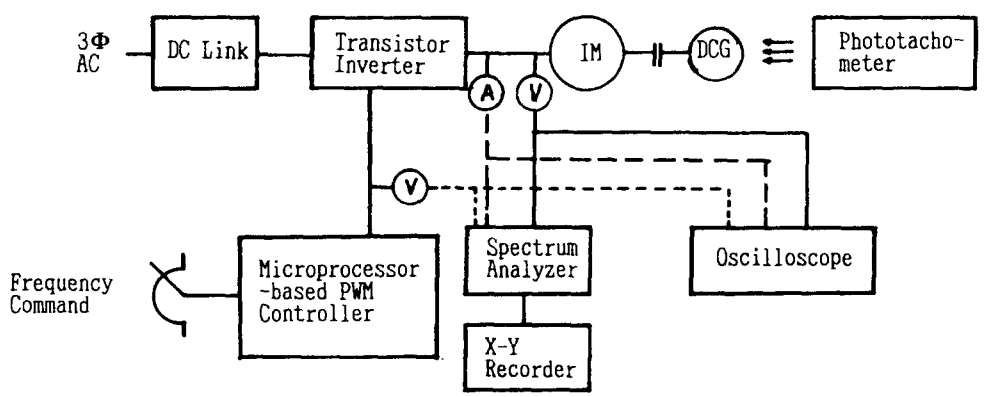
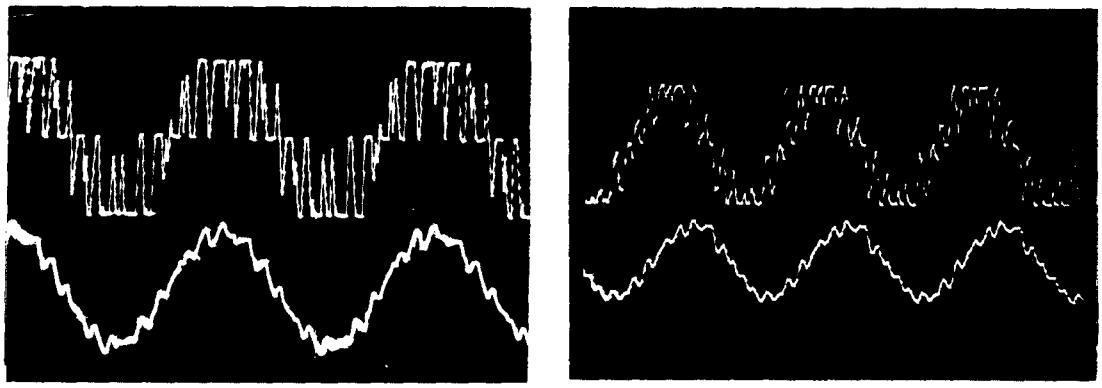


Fig. 5. Block digram of experimental apparatus.

Table 2. Induction motor specifications

rated voltage	220 [V]	rated speed	1700 [rpm]
rated current	0.57~0.62 [A]	rated power	70 [W]
nunmber of pole	4 pole	stator wire connection	Y
rotor type	B type	maker	Fuji Electric Co. LTD



a) resistance load　　b) induction motor load

Fig. 6. Output waveforms of PWM Inverter.

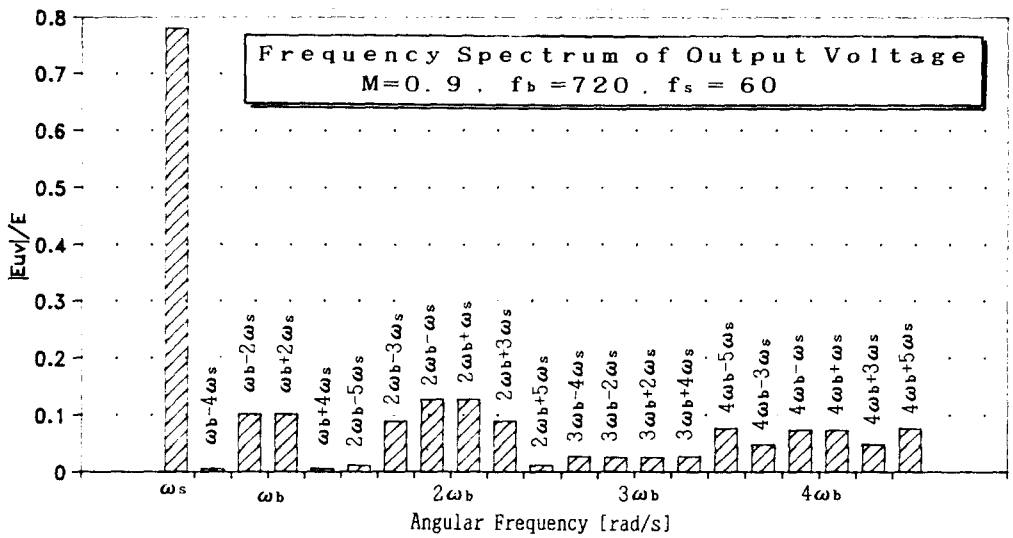


Fig. 7. Frequency spectrum of output voltage. Angular Frequency [*rad/s*]

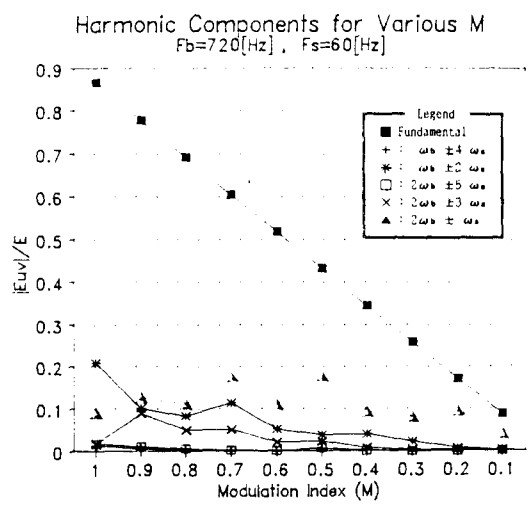


Fig. 8. Relation between modulation index and harmonic components.

시뮬레이션에 의하여 얻어진 기본파 성분과 고조파 성분의 데이타들이다. 이때 $M=1.0$ 일때의 Dominant 성분은 $\omega_b \pm 2\omega_s$ 성분이나 $M=0.9$ 이하인 경우에는 $2\omega_b \pm \omega_s$ 성분으로 바뀜을 알 수 있다.

Fig. 9는 $M=1.0$일때 주파수비가 12일때 변조지수를 1에서 0.1까지 변화시켜 가면서 측정한 인버터 출력 선간전압에 대한 30차 이내의 주파수성분 스펙트럼이다. 여기에서 변조지수가 1일때 Dominant 성분은 $\omega_b \pm 2\omega_s$ 성분이고 변조지수 0.9이하에서는 $2\omega_b \pm \omega_s$ 성분으로 바뀜을 알 수 있으므로 Fig. 7의 이론해석 결과치와 실험결과치가 잘 일치함을 알 수 있다.

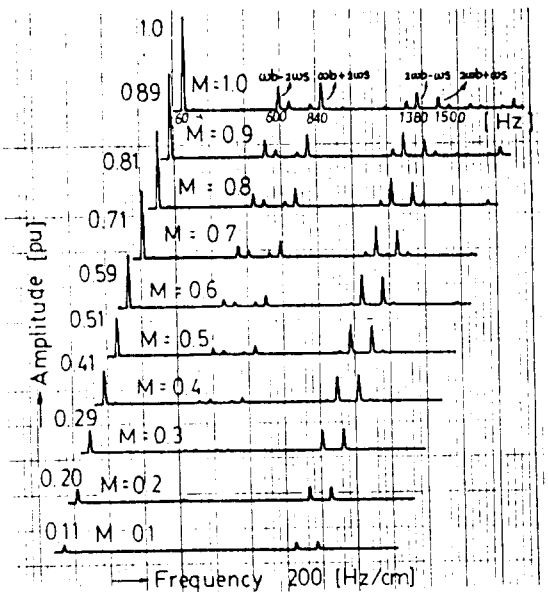


Fig. 9. Frequency spectrum of various R at $M=1.0$.

5. 결론 및 과제

이상과 같이 마이크로프로세서에 의한 스위칭점 산출 및 제어가 용이한 레귤러 샘플링 PWM 방식을 채택하여 마이크로프로세서 8086과 Programmable Interval Timer 8253, 그리고 TTL IC들을 이용하여 3상 인버터를 설계 제작한후 여기에 70 W 3상을 농형 유도 전동기를 적용시켜 운전해보고 그 파형을 분석 하여 본 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1. 그로그램적으로 0.5~120[Hz]까지 출력 주파수 제어 가능하고, 주파수/전압(F/V) 패턴 변화 가능한 3상 레귤러 샘플링 PWM 인버터를 마이크로프로세서 8086과 주변 LSI를 이용하여 실현 하였으며 제어회로와 프로그램을 설계하였다.

2. 3상 레귤러 샘플링 PWM 인버터로부터 출력되는 전압파형의 고조파 성분을 이론적으로 해석하였고 스펙트럼 애널라이에 의한 측정을 통하여 이론 해석치와 실험치가 일치함을 확인하였다.

3. 인버터의 출력을 50 W 직류발전기를 부하로 하는 3상4극 70 W 농형 유도전동기에 인가하여 운전한 결과 300[RPM]에서 3555[RPM]까지 속도제어가 가능했다.

4. 본연구에서 얻어진 파형해석과 결과를 인버터 출력 필터 설계등에 이용하면 보다 양호한 출력 파형을 얻을 수 있으며, 또한 여기에 폐루프제어 알고리즘등을 부가하면 교류 전동기의 가변속 제어 분야에 활용도를 더욱 높일 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

1) 谷口, 入江, 石崎(1973) : サイリスタインバタによる PWM 電力增幅器. 日電學論B 47-9(93), 385-390.

2) B. D. Bedford & R. G. Hoft (1964): Principles of Inverter Circuits. Wiley New York, 254-255.

3) Hong Le-Huy (1978): A Microprocessor-Controlled Pulsewidth Modulated Inverter. IEEE IECI. Procedings of Industrial Application of Microprocessor, March, 223-226.

4) Bimal K. Bose & A. Sutherland (1983): A High-Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer. IEEE Trans. on Industry Appl. Vol. IA-19, No. 2, March/april 235-243.

5) Min Ho Park & Seng Ki Sul (1981): Microprocessor Based Optimal Efficiency Drive of Induction Motor. IEEE IECI. Procedings of Applications of Mini and Microcomputers November, 387-392.

6) Dunkan A. Grant, John A. Houidsworth & Kim N. Lower (1983): A

NewHigh-Quality PWM AC Drivers. IEEE Trans. Industry Applications. Vol. IA-19, No. 2, 211-214.

7) S. R. Bowes & B. M. Bird (1975): Novel Approach to the Analysis and Synthesis of Modulation Process in Power Converter. Proc. Inst. Elec. Eng. 122, 507-510.

8) S. R. Bowes (1975): New Sinusoidal Pulse Width Modulated Inverter. Proc. Inst. Elec. Eng. 122, 1279-1281.

9) K. Taniguchi, S. Kaku & H. Irie (1985): A Three-phase Sinusoidal PWM Inverter. IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. Rec., Rec., 1269.

10) K. Taniguichi & H. Irie (1985): A Modulating Signal for three-phase Sinusoidal PWM Inverter. Trans. Inst. Elec. Eng. Japan, Vol. 105-B, 880-884.