PWM 인버터의 DC링크 맥동전압 제어에 의한 특정 고조파 제어기법

(A Study on Selected Harmonic Control Method for PWM Inverter by Fluctuating input Voltage Method)

田喜鍾* · 朴宰完** · 吳重愍*** · 鄭乙基☆ · 鄭仁成☆☆
(Hi-Jong Jeon · Jae-Wan Park · Joong-Min Oh · Eull-Gi Jeong · In-Seong Jeong)

요 약

본 연구에서는 PWM 인버터의 DC 링크측 맥동전압 및 불평형 부하에 의한 부 고조파를 줄임과 동시에 특정 고조파 제거를 위한 기법을 제안한다.

제안된 방법으로 DC 링크측 맥동전압에 의한 고조파를 제거하기 위해 피드포워드 제어방식(feedforward control method)을 채택하여 적절한 변조지수가 선택되도록 하였다. 또한 특정 고조파(selected harmonics)를 제거하기 위하여 출력전압에 따라 필요한 최적의 해를 결정한후, 이를 ROM에 저장하여 인출하는 방식을 도입하였다.

본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 필요한 값들을 이론적으로 구하고 컴퓨터 시뮬레이션을 행하여, 파이롯트 시스템을 구현하여 DC링크측 맥동전압이 존재할 때 제안된 기법으로 맥동전압에 의한 고조파와 특정 고조파들이 제거됨을 증명하였다.

Abstract

The paper presents a new proposal to reject dc-link ripple for inverters operating with SHE(selected harmonics elimination) programed PWM methods. It is demonstrated how continuous elimilation of harmonics is achieved et the inverter output while simultaneously rejecting the dc-link voltage ripple. The proposed method is a feedforward approach to alter suitably the modulating index to reject dc-link voltage ripple. It is shown that high-quality output voltage is obtained with the proposed technique.

Finally, a design procedure a long with the digital implementation of the proposed method is described, the selected results are verified experimentally on a laboratory inverter.

1. 서 론

최근 대용량 전력용 트렌지스터, MOSFET, GTO, IGBT 등 반도체 소자의 급속한 발달과 마이크로 프로세서의 기술향상은 인버터의 대용량화와 고기능화를 촉진하고 있으며 에너지 절약

* 正會員 : 崇實大學校 電氣工學科 敎授·工博
** 正會員 : 曉星重工業(株) Servo Team
*** 正會員 : 韓國電子通信硏究所 先任硏究員
☆ 正會員 : 崇實大學校 大學院 電氣工學科 博士課程
☆☆ 正會員 : (주)광명기전 기술연구소
接受日字 : 1993年 8月 15日

및 유도전동기의 속도제어측면에서 큰 기대효과가 나타나고 있다.

인버터는 에너지 절약 및 유도전동기를 제어하기 위해 전력용 반도체소자로 스위칭하기 때문에 고속 스위칭에 의해 많은 고조파가 발생하여 전자기 장해, 소음, 토오크 리플 등을 초래하게 된다. 이러한 고조파의 영향을 줄이기 위해 스위칭 방식에 대한 연구가 다양하게 진행되고 있으며, 특히 PWM 인버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

일반적으로는 PWM 인버터방식을 논할 때 인버터 입력에 DC링크 전압리플이 없다고 가정하였으나, 실제는 리플이 없는 전압을 얻기 위해서 DC-Link필터를 첨가한다. 또한 DC링크필터의 주요 부품인 콘덴서는 인버터의 용량이 증가함에 따라 그 크기가 커진다. 따라서 인버터의 외형이 대형하 되며, 제작 비용 늘고 전력손실이 증가한다.

한편, 무정전 전원 공급장치가 대용량화되고 있으며 평형 부하 뿐만아니라 불평형 부하에도 전원을 공급해야 한다. 다라서 불평형 부하로 인해 전원에 불규칙적인 고조파가 포함되며 그로인해 DC-Link측에 리플이 발생하게 된다. 따라서 인버터의 DC링크측의 실제 리플을 무시할 수 없게 되고, DC링크 리플은 출력전압의 질을 결정하게 된다.

본 연구에서는 DC링크 필터링 장치의 크기를 줄이기 위해 콘덴서 용량을 감소시키므로써 발생하는 전압리플 및 불평형 부하에 의한 전압리플의 영향을 줄임과 동시에 특정 고조파 제거를 위한 새로운 방법을 제안하고저 한다. DC링크측 전압리플에 의한 고조파를 제거하기 위해 피드포워드 제어방식(feed forward mathod)을 채택하여 적절한 변조함수가 선택되도록 하였다. 그리고 특정 고조파(selected harmonics)를 제거하기 위하여 출력전압에 따라 필요한 최적의 스위칭 해를 결정한 후, 이를 ROM에 저장하여 인출하는 SHE PWM방식을 도입하였다.

본 논문의 타당성을 입증하기 위하여 필요한 값들을 이론적으로 구하고 컴퓨터 시뮬레이션을 행하여, 실제로 시스템을 구현하여 DC링크측 전압리플이 존재할 때 제안된 기법으로 고품질 출력 전압을 얻을 수 있었음을 증명하였다.

2. PWM 인버터의 스위칭 패턴 계산

인버터에 대한 출력파형을 반주기내에서 복수개의 펄스로 분할하여 각각의 펄스폭을 제어함으로써 출력전압의 제어 및 출력파형을 개선하는 방법에는 여러 방식이 제안되고 있으나, 본 연구에서는 최적의 펄스폭을 수치해법 이론을 적용하여 시뮬레이션을 통하여 선정한 후, 이를 EPROM에 저장하여 인출하는 방식을 도입하였다.

먼저, 인버터의 출력파형을 그림 1과 같이 $\pi/2$에서 대칭인 4분파 대칭파형으로 가정한다.

여기서 펄스의 크기는 $\pm U_d/2$이고 $0\sim\pi/2$사이에서의 스위칭수 i=1, 2, 3, …, m일 때 스위칭각 a_i는 식(1)을 만족하여야 한다.

$$0<\alpha_1<\alpha_2<\alpha_3\cdots<\alpha_{m-1}<\alpha_m<\pi/2 \qquad (1)$$

일반적으로 그림 1을 푸리에 급수(Fourier Serise)로 전개하면 직류성분(a_0)과 모든 여현성분($b_n=0$)은 소거되고, 정현 성분(a_n)만 남으며 n이 짝수일 때는 $a_n=0$이 된다. 이의 고조파 전압의 크기를 구하면 식(2)와 같다.

$$a_n=\frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} V_{dc}\sin n\omega t\, d\omega t$$

$$=\frac{2U_d}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1}(+1)\sin n\omega t\, d\omega t\right.$$

$$\left.+\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}(-1)\sin n\omega t\, d\omega t+\cdots\right.$$

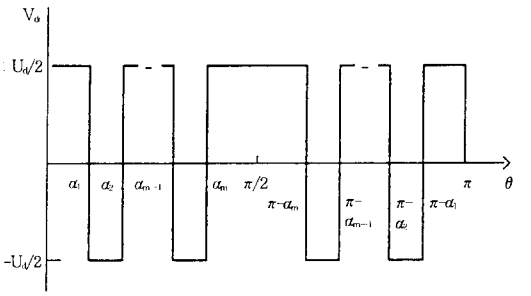


그림 1. PWM 인버터의 출력전압파형

Fig. 1. Output voltage waveform of the PWM inverter

$$+\int_{\alpha_{m-1}}^{\alpha_m}(-1)^{m-1}\sin n\omega t\,d\omega t$$

$$+\int_{\alpha_m}^{\pi/2}(+1)\sin n\omega t\,d\omega t\Big]$$

$$=\frac{2U_d}{n\pi}\{1+2(-\cos n\alpha_1+\cos n\alpha_2-\cdots+\cos n\alpha_m)\}$$

$$=\frac{2U_d}{n\pi}\{1+\sum_{i=1}^{m}2(-1)^i\cos n\alpha_i\} \quad (2)$$

(단, n=고조파 차수)

이 식은 설정 가능한 α의 값이 m개이고, 자유로운 m개의 적당한 선택도를 갖는다. 따라서 필요하다면 (m−1)개의 저차 고조파 제거가 가능하며 이 식에서 n=1인 기본파 전압의 크기는 식(3)과 같이 표현된다.

$$a_1=\frac{4U_d}{\pi}\{1+\sum_{i=1}^{m}(-1)^i\cos\alpha_i\} \quad (3)$$

식(2)와 식(3)에서 기본파 전압의 출력범위는 식(4)을 만족한다.

$$0\le a_1\le 4U_d/\pi \quad (4)$$

즉, 식(4)에서 기본파 전압의 크기는 $0\le a_1\le 1.27U_d$가 된다. 식(3)에서 정규화(normalized)한 기본파의 크기는 식(5)로 표현된다.

$$a_1=1+\sum_{i=1}^{m}2(-1)^i\cos\alpha_i \quad (5)$$

1/4주기당 인버터의 스위칭 수 m에 대하여 (m−1)개의 고조파 성분을 제거하고 기본파 전압의 제어가 가능하다. (m−1)개의 고조파를 제거하기 위해서 식(5)는 식(6)과 같이 제약함수 $F_k(\alpha)=0$가 얻어진다.

$$F_k(\alpha)=1+\sum_{i=1}^{m}2(-1)^i\cos n_k\alpha_i \quad (6)$$

(n_k=제거하고자 하는 고조파 차수)

이 방정식은 비선형이므로 이의해를 구하기 위해 본 연구에서는 Newton Raphson의 수치해법 이론을 적용하였다.

3. DC링크 입력 맥동전압에 대한 수학적 해석 및 보정기법

3.1. 입력 맥동전압에 대한 수학적 해석

그림 2.는 본 연구에서 적용한 전압형 PWM인버터의 기본 구성도를 나타내고 있다.

인버터의 DC-Link측 전압이 거의 평활하다고 가정하고, [Q_1, Q_4]를 SW_1[Q_2, Q_5]를 SW_2, [Q_3, Q_6]를 SW_3의 스위칭 함수를 간주하면 전체 푸리어 급수전개는 식(7)과 같이 나타낼 수 있고,

$$SW=\begin{bmatrix}SW_1\\SW_2\\SW_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\sum_{n=1}^{\infty}A_n\sin n\omega_i t\\ \sum_{n=1}^{\infty}A_n\sin n(\omega_i t-2\pi/3)\\ \sum_{n=1}^{\infty}A_n\sin n(\omega_i t+2\pi/3)\end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 ω_i=인버터 동작 주파수

DC-Link 전압이 완전한 평활전압이라면 중성점 n과 인버터 출력전압은 식(8)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_n=\begin{bmatrix}V_{an}\\V_{bn}\\V_{cn}\end{bmatrix}=V_{dc}\cdot SW \quad (8)$$

따라서 인버터 출력전압은 식(9)와 같다.

$$V_n=\begin{bmatrix}V_{an}-V_{bn}\\V_{bn}-V_{cn}\\V_{cn}-V_{an}\end{bmatrix}$$

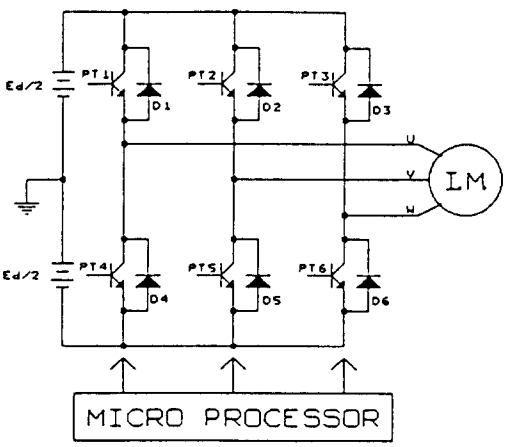


그림 2. 전압형 PWM 인버터의 기본 구성도

Fig. 2. Basic Configuration of the Voltage Source PWM Inverter

$$= \sqrt{3V_{dc}} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega_i t \\ \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

그러나 본 연구에서는 DC-Link측에 식(10)과 같은 함수식으로 표현되는 맥동전압 V_r이 존재한다고 가정한다.

$$V_r = k \sin \omega_r t \quad (10)$$

여기서, k=비례상수

ω_r=맥동주파수

따라서 맥동전압 포함하는 인버터 입력전압 V_i는 식(11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_i = V_{dc}(1 + k \sin \omega_r t) \quad (11)$$

중성점과 각각의 인버터 출력전압은 식(8)로 계산할 수 있고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_n = V_{dc}(1 + k \sin \omega_r t) \cdot SW \quad (12)$$

DC-Link 맥동전압이 있는 인버터 출력에 각각의 선간전압을 식(11)을 식(9)에 대입함으로써

$$V_{ab} = \sqrt{3V_{dc}}(1 + k \sin \omega_r t) \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega_i t + \pi/6)$$

$$= \sqrt{3V_{dc}} \sum_{n=1}^{\infty} \{A_n \sin n(\omega_i t + \pi/6) + A_n \cdot k/2 \cos [(\omega_r - n\omega_i)t - n\pi/6] - A_n \cdot k/2 \cos [(\omega_r + n\omega_i)t + n\pi/6]\} \quad (13)$$

$$V_{bc} = \sqrt{3V_{dc}}(1 + k \sin \omega_r t) \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega_i t - \pi/2)$$

$$= \sqrt{3V_{dc}} \sum_{n=1}^{\infty} \{A_n \sin n(\omega_i t - \pi/2) + A_n \cdot k/2 \cos [(\omega_r - n\omega_i)t + n\pi/2] - A_n \cdot k/2 \cos [(\omega_r - n\omega_i)t - n\pi/2]\} \quad (14)$$

$$V_{ca} = \sqrt{3V_{dc}}(1 + k \sin \omega_r t) \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega_i t - 5\pi/6)$$

$$= \sqrt{3V_{dc}} \sum_{n=1}^{\infty} \{A_n \sin n(\omega_i t + 5\pi/6) - A_n \cdot k/2 \cos [(\omega_r - n\omega_i)t - n\pi/6] + A_n \cdot k/2 \cos [(\omega_r + n\omega_i)t + n5\pi/6]\} \quad (15)$$

을 얻을 수 있다.

식(13), (14), (15)을 보면 스위칭함수 SW에 존재하지 않는 $(\omega_r \pm n\omega_i)$와 같은 저차 고조파가 존재함을 발견할 수 있다. 식(13)에 n=1을 대입하여 출력전압에 나타나는 저차 고조파의 그 크기를 구할 수 있다.

$$V_{h1} = \frac{\sqrt{3V_{dc}A_1 k}}{2} \cos[(\omega_r - n\omega_i)t - \pi/6] \quad (16)$$

$$V_{h2} = \frac{\sqrt{3V_{dc}A_1 k}}{2} \cos[(\omega_r + n\omega_i)t + \pi/6] \quad (17)$$

식(16)과 식(17)을 이용하여 맥동전압 주파수 f_r=120[Hz]가 존재한다고 가정하여 다음과 같은 인버터 동작주파수별 부고조파인 V_{h1}과 V_{h2}를 구하여 표 1로 나타냈다.

표 1에서 보면 인버터 운영주파수 f_i가 DC-Link측 전압리플 주파수 f_r에 근접해감에 따라서 저차 고조파가 발생함을 알 수 있다. 이러한 저차 고조파는 교류전동기 운전시 저주파 토오크 및 속도변화와 같은 심각한 장애요소를 발생시킨다.

다음은 신호분석 소프트웨어인 DAPISP(DSP Development Corporation)를 이용하여 각 경우에 대하여 시뮬레이션한 결과를 나타냈다. 그림 3은 스위칭해를 결정한 후, 변조함수값을 M=0.5로하고, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31 고조파를 제거하기 위하여 쵸핑횟수 N=11을 선택하여 시뮬레이션한 인버터 선간전압 파형과 그 스펙트럼 분석을 나타낸 것이다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 쵸핑횟수에 의해 제거하고자 하는 고조파들이 제거되었고 고차 고조파만이 존재함을 알 수 있다.

그림 4는 f_r=120[Hz]이고 0.2[p. u]의 크기를 가진 맥동전압이 인버터 입력전압으로 공급될 때 인버터가 60Hz로 운영할 경우의 시뮬레이션 결과를 보였다. 그림 4. b)의 스펙트럼 분석에 저차 고조파가 식(16)과 식(17)에서 계산한 고조파와 동일한 저차 고조파가 나타남을 알 수 있다.

3.2. 피드포워드 제어기법을 이용한 보정

피드 포워드 제어기법은 DC-Link에 맥동전압

표 1. 인버터 동작주파수별 부고조파

Table 1. Subharmonic for Inverter operating frequency

동작주파수 f_i[Hz]	DC-Link 측 맥동주파수 f_r[Hz]	부고조파 V_{h1} $f_r - f_i$[Hz]	부고조파 V_{h2} $f_r + f_i$[Hz]
30	120	90	150
60	120	60	180
90	120	30	210
100	120	20	220
110	120	10	230

에 따라 적절하게 PWM 스위칭 함수를 변화시키는 것이다. 이러한 수정 PWM 스위칭 함수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$SW_{new} = \frac{1}{1+k \cdot \sin\omega_r t} \cdot SW \qquad (18)$$

식(18)을 식(12)에 대입하여 DC-Link측에 맥동전압이 존재할 경우 수정된 인버터의 상전압을 나타내면 식(19)와 같다.

$$V_n = V_{dc}(1+k \cdot \sin\omega_r t) \cdot SW_{new} \qquad (19)$$

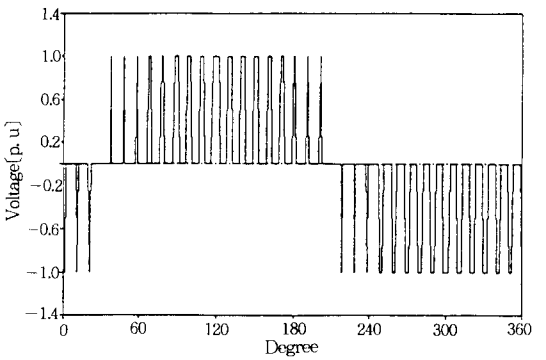
식(18)을 식(19)에 대입하면

$$V_n = V_{dc} \cdot SW \qquad (20)$$

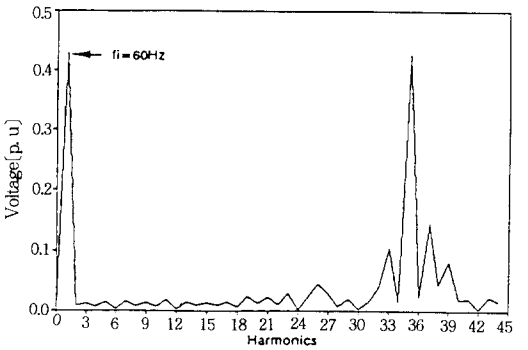
가 된다.

식(19)는 DC-Link측 맥동전압이 포함될 때 수정된 인버터 상전압을 나타낸 것이다. 이것이 제안한 보정기법이다. 또한 식(20)는 DC-Link측 맥동전압이 Zero인 식(8)과 동일하다. 따라서 제안한 기법을 채택하여 적절하게 인버터 스위칭함수, 즉 변조지수를 변화시킴으로써 DC-Link측에 포함될 때 그 영향을 줄일 수 있다.

그림 5 a)는 식(11)과 같은 맥동전압을 포함한 입력전압을 나타냈으며, b)는 입력전압 변화를 고려하지 않은 스위칭 함수 SW와 입력전압 V_i의 변화에 대응하는 새로운 스위칭 함수 SW_{new}를 나타냈다. 또한 c)는 새로운 스위칭 함수 즉 변조지수에 대응하는 스위칭 각($\beta_1 \cdots \beta_n \cdots$)을 나타냈다. 그림 5에서 알 수 있듯이 맥동전압이 상승할 경우 스위칭 함수 즉 변조지수는 낮은 값이 선택되어 출력전압을 보상하게 된다. 또한 반대의 경



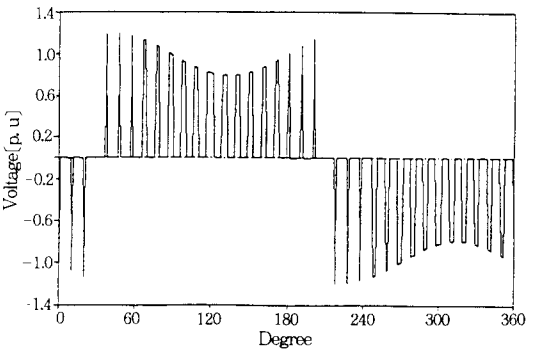
a) 인버터의 선간전압 파형



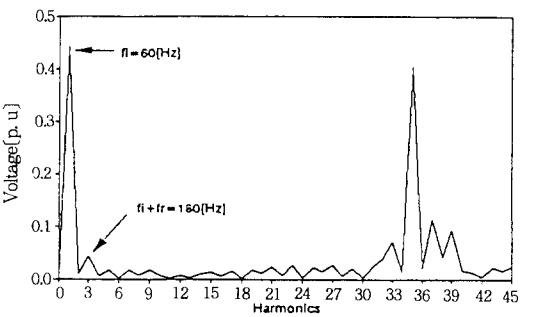
b) 스펙트럼 분석

그림 3. M=0.5, N=11 f_i=60[Hz]일 경우 인버터 출력전압의 시뮬레이션 결과

Fig. 3. Simulation result of inverter output voltage at M=0.5, N=11, f_i=60[Hz]



a) 인버터의 선간전압 파형



b) 스펙트럼 분석

그림 4. 인버터 입력전압에 0.2[p. u]의 맥동전압을 가진 맥동 주파수 f_r=120[Hz]가 존재할 때 M=0.5, f_i=60[Hz]로 운영할 경우에 출력전압의 시뮬레이션 결과

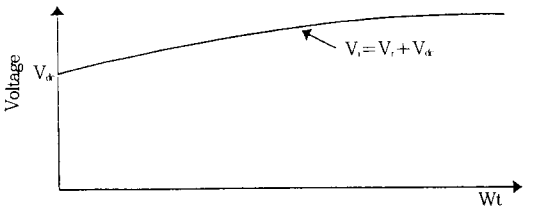
Fig. 4. Simulation result for inverter-operating frequency f_i=60[Hz] with 0.2[p. u] dc-link voltage ripple of f_r=120[Hz] at M=0.5

우에는 변조지수는 높은 값이 선택된다. 그림 6 a)는 보정시 선간전압 파형을 나타냈고, b)는 선간전압에 대한 스펙트럼 분석이다. b)에서 알 수 있듯이 입력전압 V_i에 의한 고조파와 특정 고조파들이 동시에 제거되었다.

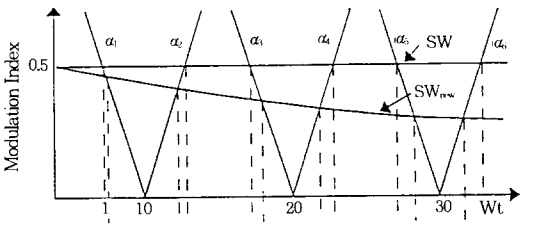
4. 시스템 구성

그림 7은 DC-Link측 전압맥동을 고려하여 적절한 스위칭각을 선택하기 위한 구성도이며 크게 PWM발생부와 맥동전압을 감지하여 스위칭각인 EPROM Data를 적절하게 축출하기 위한 피드포워드 제어부로 나눌 수 있다.

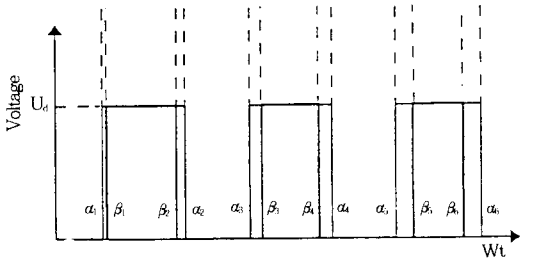
PWM발생부는 인텔사의 8086 16비트 마이크로프로세서를 사용하여 인버터의 가변전압과 가변주파수를 제어하기 위한 스위칭 정보가 저장되어 있는 EPROM(27512)의 16개 어드레스선중



a) 맥동전압을 포함한 입력전압파형



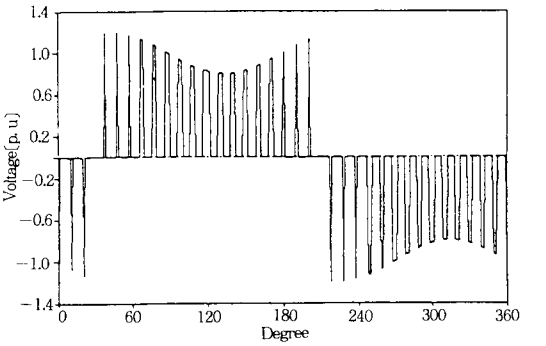
b) 변조지수에 대한 입력전압의 변화를 고려하지 않은 스위칭함수 SW와 변화에 대응하는 새로운 스위칭함수 SW_{new}



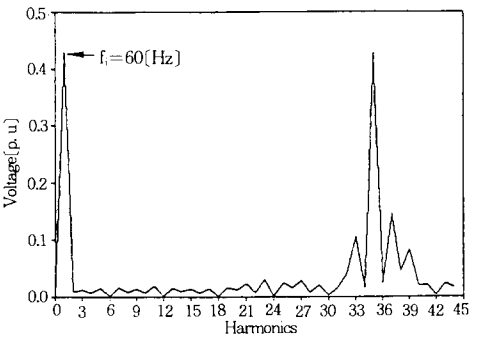
c) 각 스위칭함수에 대응하는 스위칭각

그림 5. 보정기법

Fig. 5. Correction technique



a) 선간전압 파형



b) 스펙트럼 분석

그림 6. 보정기법 적용 후 시뮬레이션 결과

Fig. 6. Simulation with correction technique

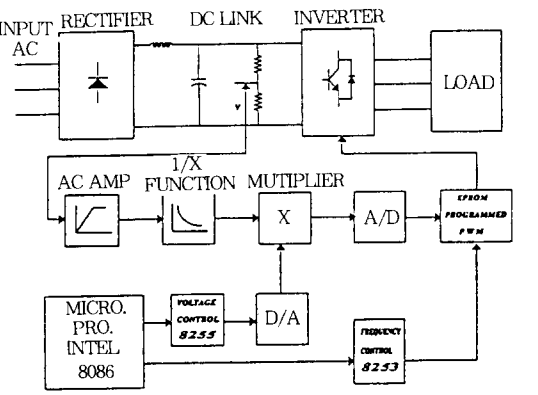


그림 7. 전체 시스템 구성도

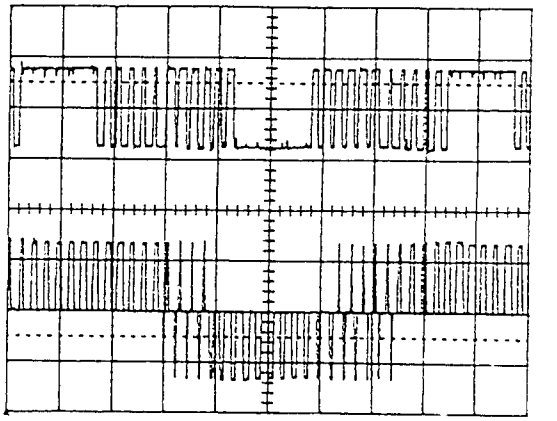
Fig. 7. Block diagram of the total system

주파수 가변은 A0~A9에서 제어되며 전압가변은 A10~A15으로 제어한다. 이때 가변주파수는 Programmable Interval interface인 인텔사의 8253을 사용하여 구형파의 주기를 가변하였고, 그 가변된 구형파는 Pulse counter인 4040의 클럭으로 입력되어 EPROM(27512)의 어드레스 신호를 발생시킨다. 또한 전압제어를 위하여 피드포워드 적응제어부에서 발생한 디지탈 데이타가 EPROM이 어드레스 A10~A15에 입력된다. 그리고 본 연구에서 사용한 64k byte용량을 가진 EPROM(27512)에 앞절에서 논의 된바 있는 스위칭 패턴의 정보를 디지탈 계수처리하여 ROM에 저장하였다. 이러한 스위칭 정보를 인출하여 인버터의 MOSFET gate 단자를 정확하게 구동시키기 위하여 Octal D Type Flop인 74LS273을 이용하여 데이타들을 유지시킨다. 이때 나오는 신호는 소신호이기 때문에 버퍼회로를 사용하였고 이 버퍼회로는 제어부와 전력시스템 사이의 그라운드 분리목적으로도 사용된다.

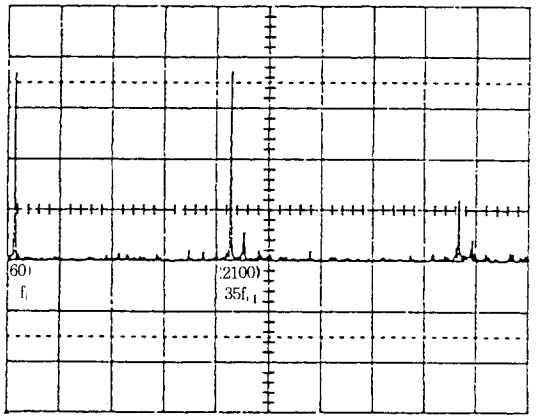
DC-Link의 맥동전압을 고려하여 인버터의 전압제어를 위하여 아날로그부와 디지탈부로 구성하였다. 그 첫째는 DC-Link측에서 맥동성분만 감지하고 반전시키기 위한 아날로그부이다. 아날로그부는 DC-Link측에서 맥동성분만을 감지하기 위하여 OP앰프 두개를 내장한 AN4558을 이용하여 교류증폭기로 사용하였고 그 출력파형을 증폭시키기 위하여 OP앰프 LF351N와 결합시켰다. 그 출력파형을 디지탈부에서 출력되는 기준전압과 곱을 하기 위하여 아날로그 디바이스사의 곱셈기인 AD 533JD에 입력된다. 둘째로는 기준전압을 마이크로 프로세서에서 얻기 위한 디지탈부인데 이것은 마이크로 프로세서의 Programmable peripheral Interface인 8255을 이용하여 기준전압의 DATA를 D/A Converter인 DAC 0808를 이용하여 아날로그 값으로 출력하여 AD 533JD에 입력한다. AD 533JD에 입력된 DC Link측 맥동성분과 마이크로프로세서에 의해 공급된 기준전압은 AD 533JD에 의해 아날로그방식으로 곱이 이루어지고 그 출력파형을 변화시간이 20㎲인 아날로그 디바이스사의 AD673을 이용하여 AD533의 출력파형을 디지탈로 변화하였고 Octal 3 Stats D Type Flip인 74ALS574를 이용하여 디지탈로 변화된 데이타를 유지시켰으며 EPROM의 어드레스 A10~A15에 해당하는 신호를 출력하였다.

5. 실험 결과 및 고찰

이론을 토대로한 시뮬레이션의 결과를 입증하기 위하여 앞절에 언급된 바 있는 하드웨어 구성으로 실험을 구현하였고, 시뮬레이션시 가정했던



a) 상전압과 선간전압



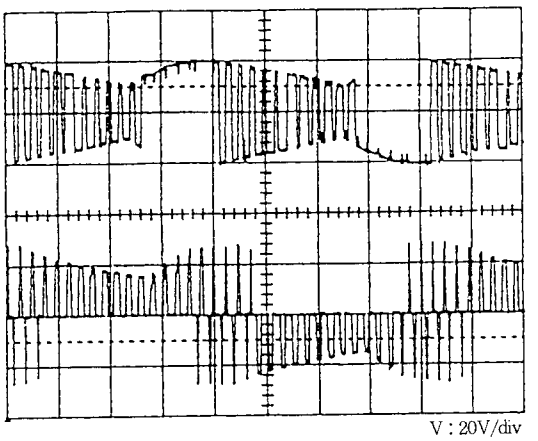
b) 선간전압 스펙트럼

그림 8. M=11, f_r=120[Hz], f_1=60[Hz]일 때 출력전압과 스펙트럼

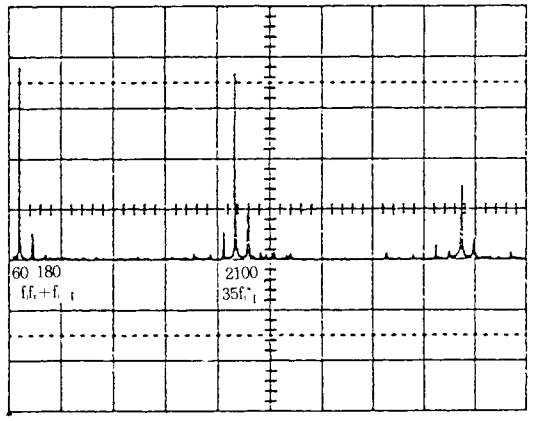
Fig. 8. Output voltage & spectrum at M=11, f_r=120[Hz], f_1=60[Hz]

조건과 동일하게 하기 위하여 인버터 시스템의 입력전압은 200[V] 단상전원을 공급하였다. 그리고 실험용 인버터의 DC-Link측에 450[V]용 2,200[6μF]용량의 평활용 콘덴서를 병렬로 연결하였을 때 맥동전압이 거의 발생하지 않았으며, 450[V]용 3.3[μF]용량의 평활용 콘덴서를 연결하였을 때 0.2[p.u]의 맥동전압이 DC-Link측에 포함되었다.

그림 8에서는 맥동전압 V_r=0[p. u], M=0.5, N=11, f_i=60[Hz]과 같은 조건으로 인버터를 운영했을 때 출력전압과 선간전압의 스펙트럼을 나타냈다. 쵸핑횟수 N=11로 제거하고자 했던 특정 고조파 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 31차가 모두 제거 되었음을 볼 수 있다. 그림 9에서는 맥동전압 V_r=0.2[p. u], 맥동주파수 f_r=120[Hz]가 DC-Link측에 포함되었을 때 인버터 각 출력전압과 그 스펙트럼 분석을 나타냈다. 스펙트럼 분석결과로 시뮬레이션 결과와 동일한 부고조파($f_i \pm f_r$) 180[Hz]가 실제로 출력전압에 포함됨을 알 수 있다. 그림 10은 그림 9를 얻은 동일 조건에 보



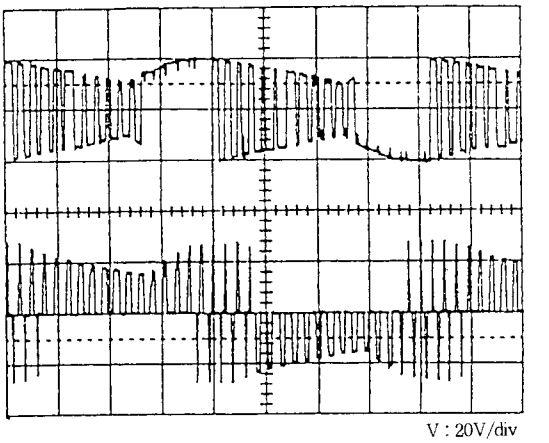
a) 상전압과 선간전압



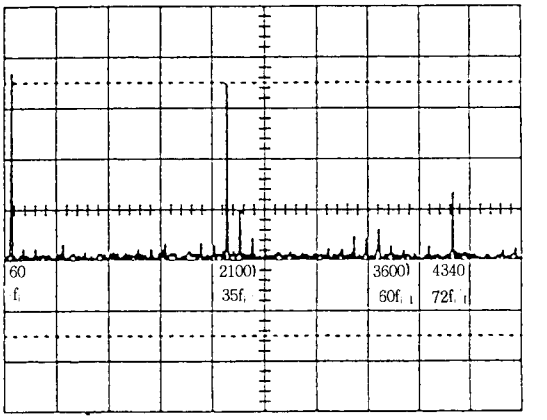
b) 선간전압 스펙트럼

그림 9. M=0.5, N=11, V_r=0.2[p. u], f_r=120[Hz], f_i=60[Hz]일 때 출력전압과 스펙트럼

Fig. 9. Output voltage & spectrum at M=0.5, N=11, V_r=0.2[p. u], f_r=120[Hz], f_i=60[Hz]



a) 상전압과 선간전압



b) 선간전압 스펙트럼

그림 10. 보정기법 적용시 M=0.5, N=11, f_r=120[Hz], f_i=60[Hz]일 때 출력전압과 스펙트럼

Fig. 10. Output voltage & spectrum at M=0.5, N=11, f_r=120[Hz], f_i=60[Hz] with the correction techique

정기법을 적용한 경우의 인버터의 각 출력전압과 스펙트럼 분석을 나타냈는데 컴퓨터로 시뮬레이션한 결과와 같이 부 고조파 180[Hz]가 거의 제거되었음을 볼 수 있다. 따라서 인버터의 DC-Link측 평활용 콘덴서의 크기와 용량을 감소시킬 수 있을 것으로 기대된다.

6. 결 론

인버터의 대용량 추세로 인하여 DC-Link측에 필터링 장치의 용량이 증가하게 되고 필터링 장치의 크기가 커진다. 따라서 인버터의 크기가 커지는 것은 필연적이다.

본 연구에서는 필터링 장치의 크기를 줄이기 위하여 필터링에 주요 부품인 콘덴서의 용량을 감소시키고자 한다. 이때 콘덴서의 용량을 줄임에 따라 DC-Link측에 맥동전압 발생하게 되고 맥동전압에 의한 고조파가 출력 전압에 나타난다. 이러한 DC-Link측 맥동전압에 대한 고조파를 제거하기 위해 피드 포워드 제어방식(feedforward control method)을 채택하여 적절한 변조지수를 선택하도록 하였고, 특정 고조파를 제거하기 위하여 출력전압에 따라 초적의 스위칭 해를 결정한 후, 이를 EPROM에 저장하여 인출하는 방식을 도입하였다. 또한 논문의 타당성을 입증하기 위하여 필요한 값들을 이론적으로 구하고 컴퓨터로 시뮬레이션 하였다.

끝으로, 실제로 시스템을 구현하여 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

(1) DC-Link측 전압이 거의 평활할 경우 쵸핑각에 의해 선택된 고조파들이 거의 제거 되었다.

(2) DC-Link측 전압이 평활하지 못할 때 이론적으로 구한 부 고조파가 실제로 인버터 출력전압에 포함되었다.

(3) 피드포워드 제어기법을 적용한 후 부 고조파들이 제거되었다.

(4) 인버터의 필터 부분을 소형화할 수 있었다.

(5) 불평형 부하에 의한 DC-Link측 리플 전압에 의한 고조파를 경감시킬 수 있는 가능성을 얻었다.

따라서 본 논문에서 제시한 기법으로 필터링 장치의 크기를 소형화할 수 있으므로 대용량 인버터의 크기를 줄일 수 있을 것으로 사료된다. 또한 변조지수에 따라 EPROM에 저장된 고조파 제거를 위한 스위칭해의 분해능을 높여 적용함으로써 DC-Link측 맥동전압에 의한 인버터의 출력전압에 포함된 고조파를 효과적으로 제거할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

1) Muhammad Harunur Rashid, "Power Electronics Circuits, Devices, and Application", Prentice-Hall, 1989.

2) P. Enjeti, P. D. Ziogas and J. F. Lindsay, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics-A Critical Evluation", IEEE Trans, Industry Application, Vol 26, No 2, pp. 302-316, 1990.

3) J. Y. Lee and Y. Y. Sun, "Adative Harmonic Control in PWM Inverter with Fluctuatig Input Voltage", IEEE Trans, Ind. Electron, Vol IE-33, No 1, pp. 92~98, 1986.

4) S. Funabiki, "A Control Strategy of Three-Phase PWM Inverter with Fluctuating Input Voltage", IEEE IAS Conf. REC, pp. 1170~1175, 1989.

5) P. Enjeti and W. Shirreen, "An Advanced Programmed PWM Modulator for Inverter which Simulataneously Eliminates Harmonics and Rejects DC-Link Voltage Ripple", IEEE Tran. Power Electronics, Conf. REC, Vol 7, pp. 681~685, 1990.

6) Prasad N. Enjeti and Wajiha Shirren, "A New Technique to Reject DC-Link Vlotage Ripple for Inverters Operating on Programmed PWM Waveforms", IEEE Trans. Power Electronics, Vol 7, No 1, pp. 171~180, 1992.

7) 김국진, 손진근 등, "가변속 유도전동기를 구동하기 위한 PWM 인버터의 새로운 변조 방식", 대한전기학회, 하계 학술대회 논문집, 전력전자연구회, pp. 600~604, 1991.

8) 전희종, 최영한 등, "마이크로 프로세서를 이용한 PWM 인버터의 출력파형 개선에 관한 연구", 대한전기학회, 하계 학술대회 논문집, 전력전자 연구회, pp. 605~610, 1991.

9) Y. murai K. Ohashi and I. Hosonno, "New PWM Method for Fully Digitized Inverters", IEEE IAS Conf. REC, pp. 448~453, 1985.

10) R. Isermann and K. H. Lachmanm and D. Matko, "Adaptive Control Systems", Prentice-Hall, 1992.