

誘導電動機 驅動을 위한 PWM 인버터의 高調波除去 및 電壓制御의 구현

Implementation of Harmonics Elimination and Voltage Control of
PWM Inverter for Induction Motor Driving

朴忠圭* · 田喜鐘** · 鄭憲相*** · 姜文錫* · 金國鎮**

(Chung-Gyu Park · Hi-Jong Jeon · Hun-Sang Chung · Mun-Seok Kang · Kuk-Jin Kim)

요 약

本 研究에서는 PWM 인버터의 特定高調波를 除去하여 出力波形을 改善하고 同時에 基本波 電壓을 制御하는 技法을 説明하고, 이러한 技法의 妥當性을 立證하기 爲해 시뮬레이션 및 實驗을 통해 具現해 보았다. 實驗은 마이크로프로세서를 이용한 디지털 方式으로 處理하였으며, 實驗結果는 시뮬레이션 結果와 잘 一致함을 볼 수 있었다. 이 結果 부하변화에 따른 보다 최적의 초평각을 설정한다면 誘導 電動機의 可變速 制御를 效果적으로 行할 수 있으리라 사료된다.

Abstract

In this paper, the technique of particular harmonics elimination in three-phase PWM Inverter is discussed. And voltage control technique is derived wherby harmonics elimination is possible in variable voltage variable frequency three-phase I.M..

The required switching patterns are determined on Personal Computer and the results are stored in look-up table in EPROM for controlling the switching of the PWM Inverter.

The results show that experiments are in good agreement with simulation based on the theory.

1. 序 論

종래 可變速 制御를 하는 電動機로는 그 우수한

制御性能에서 直流 電動機가 主流였다. 그러나 直流 電動機는 整流子와 브러쉬가 있기 때문에 정기적인 보수, 점검을 필요로 하고, 또 整流子의 整流限界上 高速 回轉化, 高壓化에 한계가 있다. 이 때문에 최근에는 보수, 高 효율화에 대한 要求로 交流 電動機를 사용한 可變速 制御가 實用化되어 적용분야가 擴大되고 있다.^{1)~3)}

交流 電動機는 종래 商用 電源周波數로 일정한 속도로 運轉되어 졌다. 그러나 트랜지스터나 사

*正會員：崇実大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

**正會員：崇実大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

***正會員：朝鮮大 工大 電氣工學科 教授

*正會員：漢陽工業高等學校 電氣科 教師

**正會員：崇実大 工大 大學院 電氣工學科 博士課程

接受日字：1991年 8月 9日

이리스터 등의 電力用 半導體 素子の 개발로 인하여 인버터나 사이크로콘버터 등의 電力變換機를 간단히 構成할 수가 있게 되어 連續的으로 運轉 周波數를 變換시키는 것이 용이하게 됨으로써 交流 電動機의 可變速의 技術은 급속히 발달하였다.

그러나 이러한 電力變換 장치는 半導體素子の ON, OFF 스위칭作用으로 많은 高調波成分이 포함되어 交流 電動機의 損失을 增加시키고, 脈動 토오크, 電源系統 電壓의 不평형 및 주변 通信系統에 장애 등을 발생시킨다.^{4)~7)}

따라서 이러한 문제점을 최소화 하기 위해 인버터의 스위칭주파수를 높이거나 제어방법을 개선하려는 시도들이 다각적으로 전개되어 왔다.^{1)~7)} 이러한 시점에서 本 研究에서는 VVVF 인버터의 出力端에서 발생되는 特定 高調波를 제거(PHE: Particular Harmonics Elimination)하고, 동시에 誘導電動機의 可變速 制御를 위해 VVVF 인버터의 基本波 電壓을 制御하는 技法을 이론적으로 설명하고^{4)~5)}, 이 기법의 妥當性을 立證하기 위해 하드웨어를 構成하여 實驗을 具現해 보고자 한다.

특히, 本 研究에서는 전체시스템 제어 및 관리를 위해 16비트 마이크로프로세서(Intel 8086)를 이용함으로써 보다 많은 情報과 빠른 처리를 꾀하고자 한다.

2. PWM 인버터 理論

交流 電動機를 인버터 장치로 可變速制御할 경우 인버터 出力電壓 V 와 出力周波數 f 의 비율, 즉 V/f 를 일정하게 제어한다. 즉 電動機의 回轉數를 낮게 할 경우에는 電壓도 낮게 하고, 回轉數를 높일 경우에는 전압을 높게 제어하여 電動機의 磁束을 어떤 回轉數에서도 일정하게 하여 效率의인 運轉을 하도록 하고 있다.

이와같은 電壓制御의 方法에는 PAM(Pulse Amplitude Modulation)과 PWM(Pulse Width Modulation)이 있다.

PAM 制御方式은 電壓의 피크치를 變換시켜 出力電壓을 制御하는 것이고, PWM 제어방식은 電壓의 피크치는 固定되어 있고 그 시간폭을 변

환시킴으로써 平均電壓을 制御하는 것이다. 즉 PAM 제어는 인버터 출력전압을 直流側 電壓으로 制御하고, 인버터部는 周波數만을 제어한다. PWM 제어 인버터는 그림 2.1과 같이 直流部 電壓은 일정하며 인버터부에서 電壓, 周波數의 쌍방을 制御하는 方式이다.

이와같이 PWM 制御方式은 인버터部 스위칭 素子(PT1~PT6)의 스위칭 패턴에 의해 두가지 제어를 담당하므로 制御回路는 PAM방식에 비하여 약간 복잡하지만 主回路가 간단한 장점이 있다.

本 研究에서는 電壓型 PWM 인버터의 相電壓 出力波形이 그림 2.2와 같은 경우에 대하여 考察한다.

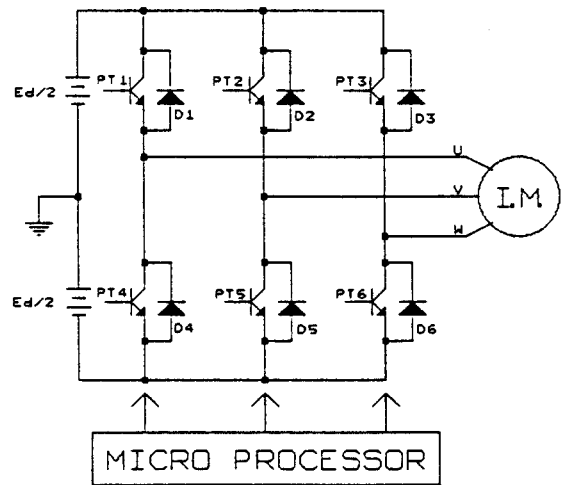


그림 2.1. PWM 인버터의 구성도

Fig. 2.1. Block Diagram of PWM Inverter.

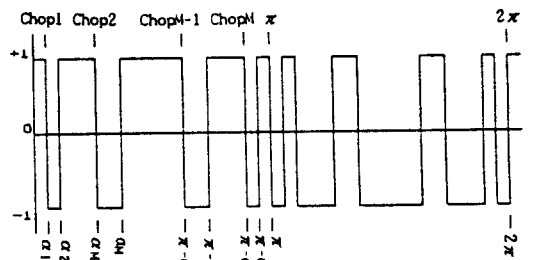


그림 2.2. PWM 인버터의 出力파형

Fig. 2.2. Output Waveform of PWM Inverter.

3. 特定高調波除去(PHE) 및 電壓制御를 위한 數值解析

非正弦波 函數 $f(\omega t)$ 를 식(3.1)과 같이 一般의인 식으로 나타낼 때, 그림 2.2와 같은 PWM 인버터 出力波形을 식(3.2)와 같이 4分波對稱(Quarter Wave Symmetry)으로 되게 함으로써, Fourier 級數로 전개하면 直流成分 a_0 와 餘弦成分 b_n 은 0이 되고 正弦波成分의 係數 a_n 만 식(3.3)과 같이 남게 된다.

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (3.1)$$

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t) \quad (3.2)$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (3.3)$$

단, n : 고조파차수, $k=1,2,3,4, \dots, M$. M : 초핑 횟수, α_k : 초핑각

여기서 $(M-1)$ 개의 高調波成分을 除去하고 동시에 基本波電壓成分을 제어하기 위해서는 M 개의 變數가 필요하다. 즉, 초핑각 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_M$ 의 變化를 알아야 한다. 식(3.3)에서 基本波成分은 식(3.4)와 같이 구할 수 있다.

$$L_c(\alpha) = a_1 = \frac{4}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k \right] \quad (3.4)$$

그리고 초핑각 $\alpha_1 \sim \alpha_M$ 은 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_M < \pi/2 \quad (3.5)$$

식(3.4)에서 常數를 省略하고 다시 쓰면 식(3.6)과 같이 된다.

$$L(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k \quad (3.6)$$

$(M-1)$ 개의 高調波成分을 除去하려면, 식(3.3)에서 식(3.7)과 같은 制約函數가 얻어진다.

$$f_i(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n_i \alpha_k = 0 \quad (3.7)$$

단, n_i : 제거하고자 하는 고조파차수

또한 식(3.7)을 벡터 Notation으로 表現하면 식(3.8)로 된다.

$$f(\alpha) = 0 \quad (3.8)$$

그리고 $(M-1)$ 개의 高調波成分을 제거하고 동시에 基本波電壓成分을 제어하기 위해서는 식(3.9)와 같은 Hamiltonian 함수(H)의 制御理論이 도입된다.

$$H(\alpha, \lambda) = L(\alpha) + \lambda^T f(\alpha) \quad (3.9)$$

여기서 $\lambda^T = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M-1}]$: Lagrange multiplier

$L(\alpha)$ 의 固定值를 구하기 위한 必要充分條件은 식(3.10)과 같다.

$$f(\alpha) = 0 \quad \text{및} \quad H\alpha = 0 \quad (3.10)$$

$$\text{단, } H\alpha = \left[\frac{\partial H}{\partial \alpha_1} \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_2} \quad \dots \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_M} \right]^T \quad (3.11)$$

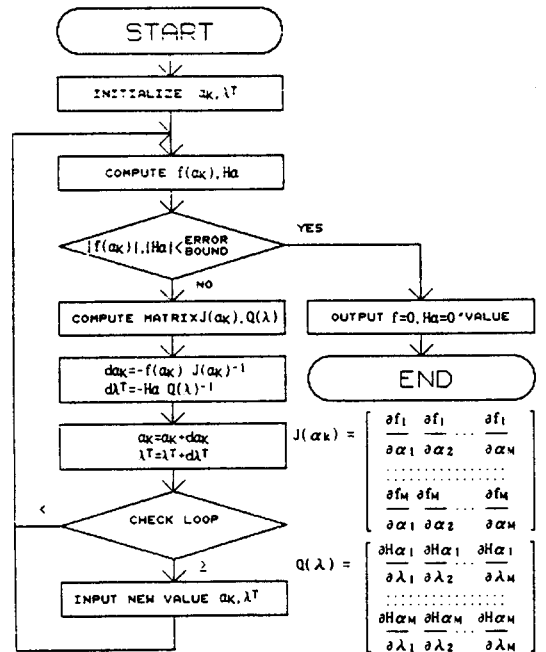


그림 3.1. 특정고조파제거 및 전압제어의 수치해석을 위한 순차도

Fig. 3.1. Flowchart for Numerical Analysis of PHE and Voltage Control.

식(3.10)은 $(2M-1)$ 개의 變數 α 와 λ 에 대해 $(2M-1)$ 개의 方程式을 준다.

그런데 이 多元 1次 聯立方程式은 非線形聯立方程式이므로 그림 3.1의 順次圖와 같은 Newton Raphson 數值解析法에 의해 求解될 수 있다.

또한 식(3.6)에서 基本波電壓의 크기(Duty)를 0에서 최대(100%)까지 變化시키면, 特定高調波除去와 동시에 電壓制御도 가능한 각각의 초평각을 구할 수 있다. 그리고 3상 시스템에서 3의 倍數倍 高調波는 전혀 고려할 필요가 없으며, 또한 次數가 높은 高調波成分은 低域필터 등으로 간단히 除去 되어질 수 있다.

4. PWM 波形 발생을 위한 데이터 및 하드웨어 構成

以上の 數值解析에 의해 特定高調波除去 및 電壓制御를 위한 초평각 $\alpha_1 \sim \alpha_M$ 이 결정되었다면, PWM파형 발생을 위해서는 그림 2.1에서 電力用 트랜지스터1(PT1)의 베이스 信號는 그림 4.1과 같은 형태로 만들어 준다.

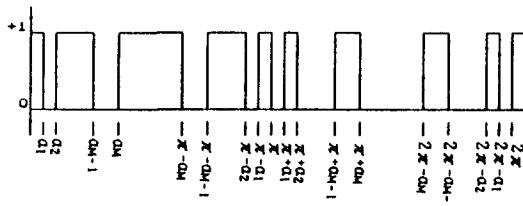


그림 4.1. PT1의 베이스 信號
Fig. 4.1. Base Signal of PT1.

그리고 나머지 電力用 트랜지스터의 베이스 信號는 다음과 같은 조건을 만족하도록 한다.

- 1) PT2 베이스 信號는 PT1 베이스 信號보다 位相이 120° 遲延
- 2) PT3 베이스 信號는 PT1 베이스 信號보다 位相이 240° 遲延
- 3) PT4 베이스 信號는 PT1 베이스 信號의 反轉 (180° 位相差)
- 4) PT5 베이스 信號는 PT2 베이스 信號의 反轉 (180° 位相差)

5) PT6 베이스 信號는 PT3 베이스 信號의 反轉 (180° 位相差)

PT1~PT6의 베이스 信號는 1週期(360°)에 해당하는 데이터를 順覽表(LOOK-UP TABLE)로 만들어 EPROM에 저장하여, 요구되는 電壓과 周波數에 맞게 인출하여 사용하는 ROM Based 방식을 채택하였다. 여기서 데이터의 量은 ROM 構成領域에 벗어나지 않는 한 많이 할수록 理論值에 더욱 近似한 波形을 만들 수 있다.

본 연구에서는 0.5° 당 1개의 데이터, 즉 1週期當 720개의 데이터로 하고, 電壓制御를 위한 전압 크기의 비율은 31%~100%로 설정, 총 140등분으로 사용하였다.

데이터를 처리하는 과정에서 주의할점은 電力用 트랜지스터의 스위칭 遲延時間(600V 40A 경우: 10μsec)때문에 동일한 相의 양쪽 電力用 트랜지스터가 동시에 ON 상태로 되어 단락(SHORT)이 될 수 있으므로 그림 4.2와 같이 時間遲延(Time Delay)을 주어야 한다.

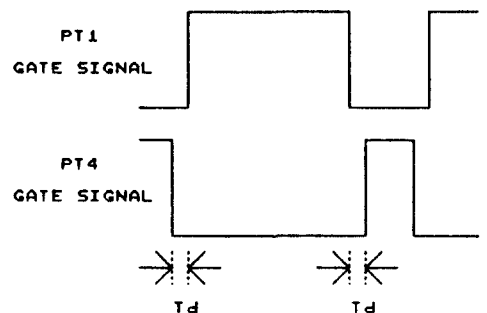


그림 4.2. 시간지연
Fig. 4.2. Time Delay.

위와같은 數值解析의 결과에 따라 실제 PWM 파형 데이터를 처리하기 위한 순차도는 그림 4.3과 같다.

그림 4.4는 PWM파형 발생을 위한 하드웨어 構成圖를 나타내고 있다. 인버터의 出力周波數 및 電壓을 制御하기 위해서 PWM파형 發生을 위한 電力用 트랜지스터의 베이스 信號 데이터가 貯藏되어 있는 EPROM의 어드레스 라인 $A_0 \sim A_{15}$ 중 周波數 可變은 $A_0 \sim A_9$ 를, 電壓 可變은 $A_{10} \sim A_{15}$ 를

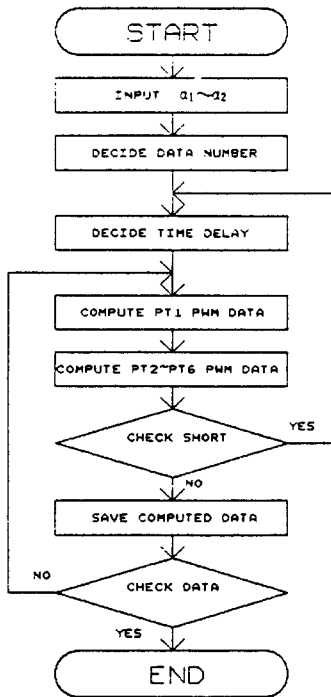


그림 4.3. PWM파형 Data를 처리하기 위한 순차도
 Fig. 4.3. Flowchart for Data Processing of PWM Waveforms.

사용한다.

인버터의 出力周波數를 可變하기 위해서는 Programmable Interval Timer(8253)를 사용하였으며, 8253에 의해 周波數가 可變된 波形은 펄스 카운트(4040)의 어드레스 라인 $Q_1 \sim Q_{10}$ 에서 0~1023까지 어드레스를 發生시켜 반복시키면 그 어드레스에 해당되면 PWM파형 데이터가 ROM(27512) 데이터 버스를 통해 出力된다.

또한, 인버터의 電壓을 制御하기 위해서는 Programmable Peripheral Interface(8255)를 사용하여 EPROM의 $A_{10} \sim A_{15}$ 에 해당하는 PWM파형 데이터가 ROM 데이터 버스를 통하여 출력된다. 또한 래치(74274)는 이 데이터를 유지시켜 精確한 波形을 출력시켜 PWM인버터의 電力用 트랜지스터의 베이스단자를 구동하게 된다.

5. 시뮬레이션 및 實驗結果

本 研究에서 提示한 誘導電動機의 可變速 制御系에서 特定高調波除去 및 電壓制御技法을 立證하기 위하여 2~4장에서 提示된 알고리즘과 시스템의 構成으로 시뮬레이션 및 實驗을 具現해 보

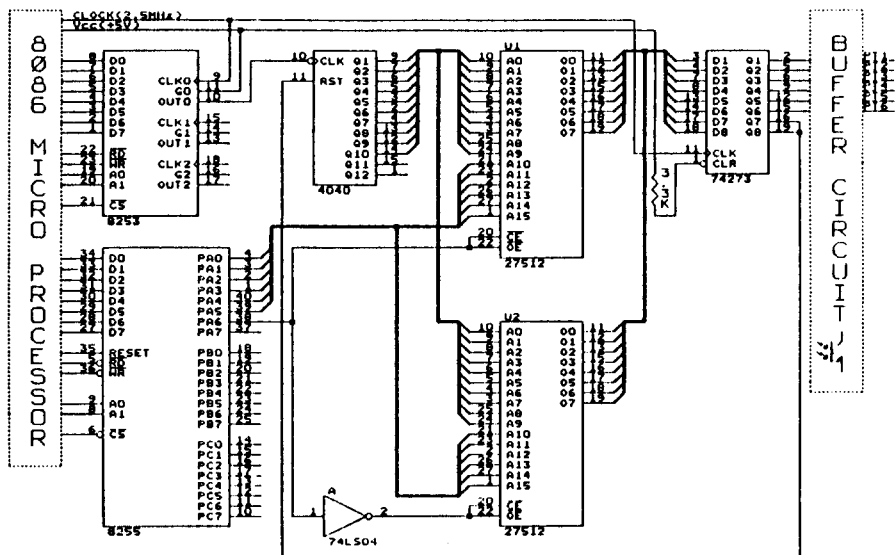


그림 4.4. PWM 파형 발생을 위한 하드웨어의 구성도

Fig. 4.4. Block Diagram of Hardware for Generation of PWM Waveform.

았다.

그림 5.1은 數值解析에 의해 구해진 5, 7차 高調波成分의 除去時 基本波成分의 크기(Duty)에 따른 초핑각 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 의 變化를 나타내고 있으며, 그림 5.2은 이때 11, 13차 高調波成分의 變化를 나타내고 있다.

그림 5.3은 5, 7, 11, 13차 高調波成分의 除去시 基本波成分의 크기(Duty)에 따른 초핑 각 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ 의 變化를 나타내고 있으며, 그림 5.4는 이때 17, 19차 高調波成分의 變化를 나타내고 있다.

그림 5.5는 周波數 60[Hz], 5, 7차 高調波成分의 除去時, 順抵抗負荷에서의 基本波成分의 전압크기 50% 및 100%에 대한 인버터의 相電壓波形을 나타내고 있다.

그림 5.6은 그림 5.5의 경우에 대한 高調波成分의 크기를 파악하기 위한 스펙트럼분석의 結果이다. 여기서 基本波成分의 電壓크기 50%일 때 5, 7 高調波成分은 나타나지 않고, 13차 高調波成分은 작으나 相對적으로 11, 15차 高調波成分은 상당히 크게 나타났다.

한편, 基本波成分의 전압크기 100%에서는 11차 高調波成分은 극히 減少하였고, 13차 高調波成分은 50%경우보다 조금 增加하였다. 以上の 檢討에서 그림 5.6은 그림 5.2의 시뮬레이션 結果와 잘 一致함을 볼 수 있다.

그림 5.7은 周波數 60[Hz], 5, 7, 11, 13차 高調波成分의 除去時, 順抵抗負荷에서의 基本波成分의 전압크기 50% 및 100%에 대한 인버터의 相電壓波形을 나타내고 있다.

그림 5.8은 그림 5.7에 대한 스펙트럼 분석의 結果이다. 여기서 基本波成分의 전압크기 50%일 때 5, 7, 11, 13차 高調波는 역시 나타나지 않았으나 相對적으로 17차 및 그 이상의 고조파성분들이 크게 나타났으며, 기본파성분의 전압크기 100%에서는 17차 고조파성분은 매우 減少하였고, 그 이상의 고조파성분들도 거의 나타나지 않았다. 이러한 결과는 그림 5.4의 시뮬레이션 結果와 比較할 때 잘 一致함을 보여준다.

그림 5.9는 5, 7차 고조파성분의 제거시, 電動機 負荷에 있어서 基本波成分의 전압크기 50% (30

[Hz] 및 100% (60[Hz]) 일때의 線間電壓과 電流波形을 나타내고 있다. 전압 크기 50%에서는 11차 고조파성분의 영향으로 電流波形이 많이 왜형되어 있으나, 100%에서는 거의 正弦波에 가까움을 볼 수 있다.

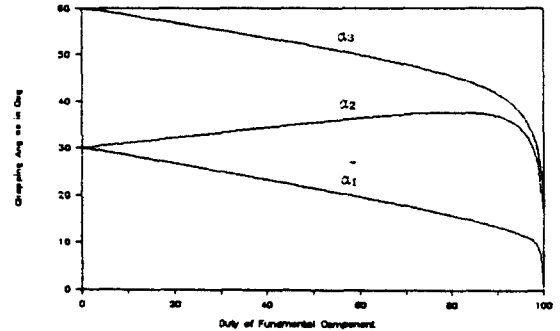


그림 5.1. 5, 7차 고조파성분제거시 기본파전압 크기에 따른 초핑각
Fig. 5.1. Chopping Angles for Fundamental Voltage Duty at No. 5, 7th.

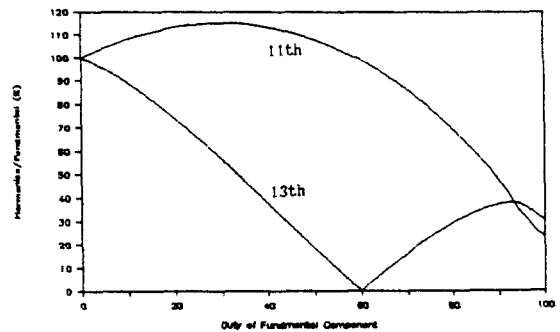


그림 5.2. 5, 7차 고조파성분제거시 11, 13차 고조파성분의 변화
Fig. 5.2. Variation of 11, 13th Harmonics Components at No. 5, 7th.

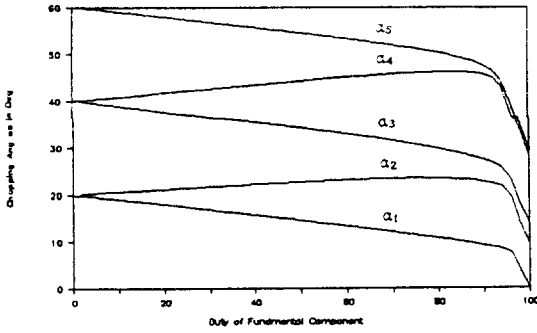


그림 5.3. 5, 7, 11, 13차 고조파성분제거시 기본파 전압 크기에 따른 초핑각

Fig. 5.3. Chopping Angles for Fundamental Voltage Duty at No. 5, 7, 11, 13th.

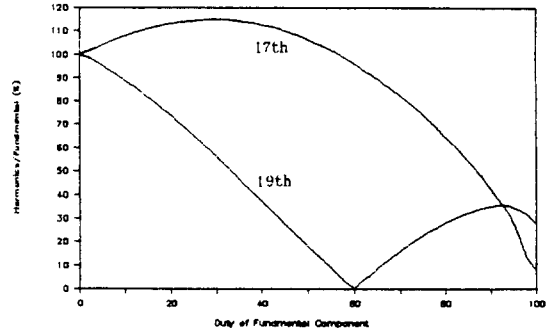
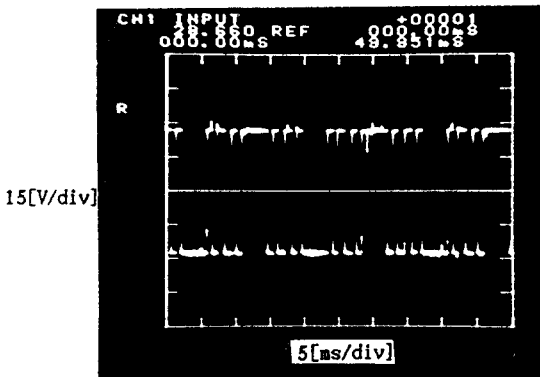
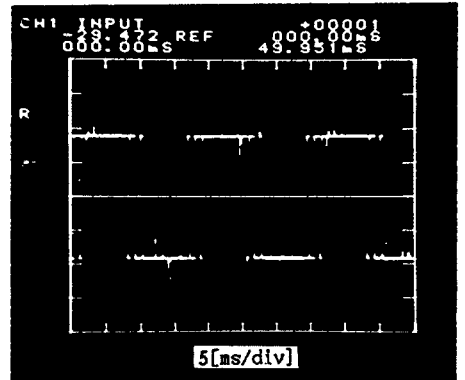


그림 5.4. 5, 7, 11, 13차 고조파성분제거시 17, 19차 고조파성분의 변화

Fig. 5.4. Variation of 17, 19th Harmonics at No. 5, 7, 11, 13th.



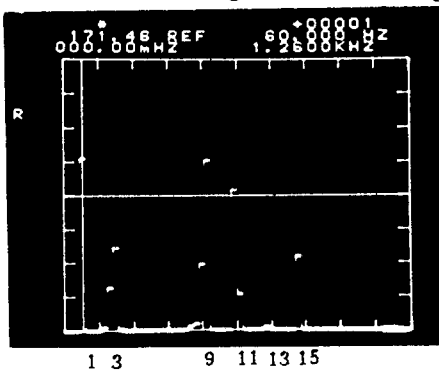
(a) 전압듀티 50% (a) Voltage Duty 50%



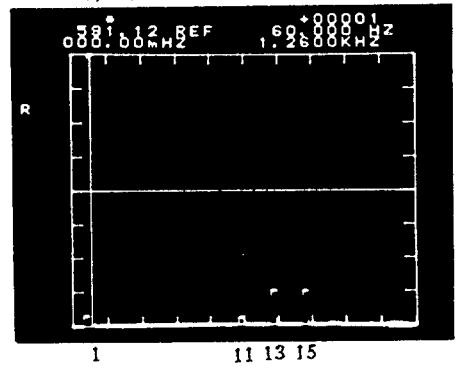
(b) 전압듀티 100% (b) Voltage Duty 100%

그림 5.5. 5, 7차 고조파성분제거시 상전압파형

Fig. 5.5. Phase Voltage Waveforms at No. 5, 7th.



(a) 전압듀티 50% (a) Voltage Duty 50%

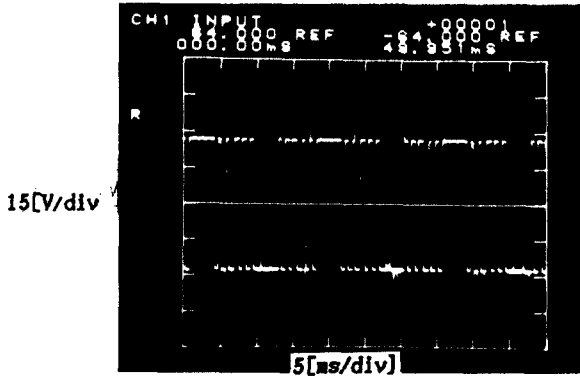


(b) 전압듀티 100% (b) Voltage Duty 100%

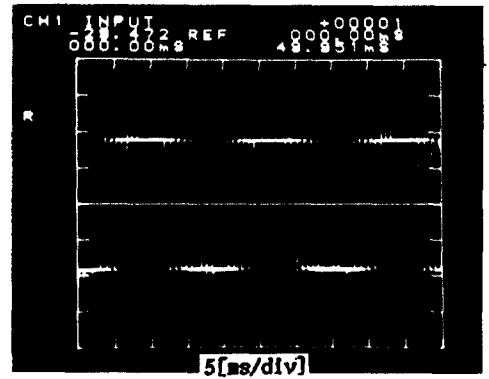
그림 5.6. 5, 7차 고조파성분제거시 스펙트럼 결과

(f=60Hz)

Fig. 5.6. Spectra(f=60Hz) at No. 5, 7th.

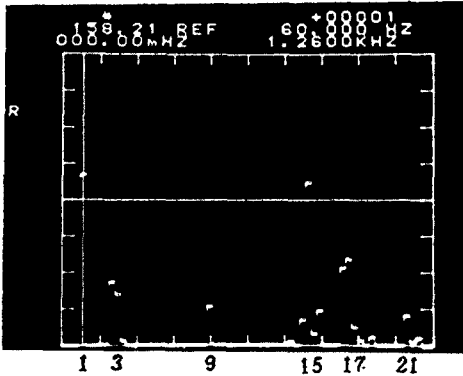


(a) 전압듀티 50% (a) Voltage Duty 50%

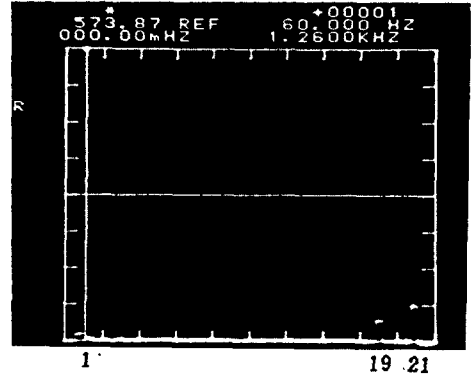


(b) 전압듀티 100% (b) Voltage Duty 100%

그림 5.7. 5, 7, 11, 13차 고조파성분제거시 상전압 파형
Fig. 5.7. Phase Voltage Waveforms at No.5, 7, 11, 13th.

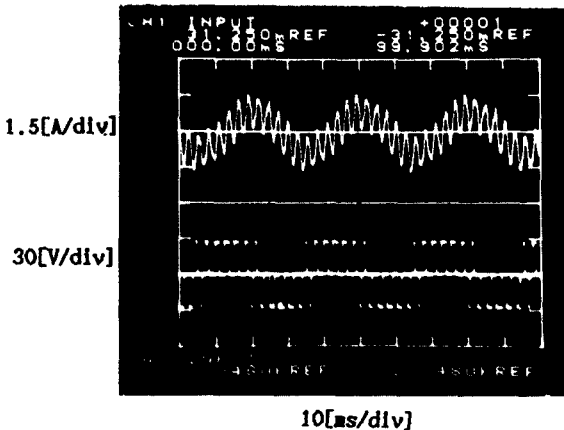


(a) 전압듀티 50% (a) Voltage Duty 50%

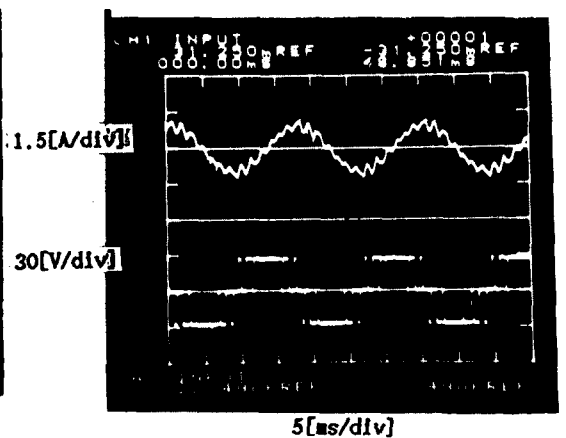


(b) 전압듀티 100% (b) Voltage Duty 100%

그림 5.8. 5, 7, 11, 13차 고조파성분제거시 스펙트럼 결과(f=60Hz)
Fig. 5.8. Spectra(f=60Hz) at No. 5, 7, 11, 13th.



(a) 전압듀티 50% (f=30[Hz])
(a) Voltage Duty 50% (f=30[Hz])



(b) 전압듀티 100% (f=60[Hz])
(b) Voltage Duty 100% (f=60[Hz])

그림 5.9. 5, 7차 고조파성분제거시 전류 및 선전압 파형
Fig. 5.9. Current & Line Voltage Waveforms at No.5, 7th.

6. 結 論

本 研究에서는 産業分野에 널리 使用되고 있는 誘導電動機의 可變速 制御系에서 PWM인버터의 特定高調波除去 및 電壓制御技法을 理論的으로 提示하고, 그 妥當性을 立證하기 위해 마이크로 프로세서에 의한 디지털처리 방식으로 實驗을 통해 이를 具現해 보았다.

以上の 結果로 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

(1) 特定高調波除去 및 電壓制御를 위한 초평각은 除去하고자 하는 高調波次數와 초평각수에 따라 數値解析의 方法으로 구할 수 있었다.

(2) 마이크로프로세서를 이용한 디지털처리 방식으로 많은 정보량을 보다 빠른속도로 처리할 수 있었으며, 또한 앞에서 설명된 理論에 近似한 PWM 인버터의 出力波形을 만들 수 있었다.

(3) PWM 인버터 스위칭 素子の 구동을 위한 PWM신호 데이터는 順覽表 方式을 이용하였기 때문에 實行時間을 短縮시킬 수 있었다.

(4) PWM信號를 發生하기 위한 하드웨어 構成은 마이크로프로세서와의 適用性이 우수하고 構成方法이 간단하며, 回路變更 및 확장이 용이하였다.

以上 本 研究에서 具現한 PWM인버터의 特定高調波除去 및 電壓制御 技法은 理論的전개와 잘 一致됨을 볼 수 있었으며, 속도변화에 따라 스위칭 손실을 줄이기 위한 다단변조방식을 적용한다면 産業體에서 널리 사용되고 있는 誘導電動機의 可變速 制御에 보다 效果的으로 利用될 수 있으리라 思料된다.

참 고 문 헌

- 1) B.Mokryzki, "Pulse Width Modulated Inverters for AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., Vol. IGA-3, pp.493~503, Nov./Dec., 1967.
- 2) Min Ho Park and Seung Ki Sul, "Microprocessor-Based Optimal Efficiency Drive of an Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Ele., Vol.IE-31,pp.69~73, Feb., 1984.
- 3) Vithl V.Athani and Sudhir M.Deshpande, "Microprocessor Control of a Three-Phase Inverter in Induction Motor Speed Control System", IEEE Trans. IECL, Vol. IECI-27, pp291~298, Nov. 1980.
- 4) Hasmuke S. Patel and Richard G. Hoft, T, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part I-Harmonic Elimination", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-9, pp.310~317, May/June 1973.
- 5) Hasmuke S. Patel and Richard G. Hoft, ; "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part II-Voltage Control Techniques", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-10, pp.666~673, Sep./Oct., 1974.
- 6) Bimal K.Bose and Hunt A.sutherland, "A High-Performance Pulse Width Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Micro computer", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-19, pp.235~243, Mar./Apr. 1983.
- 7) 김국진, "개선된 PWM인버터에 의해 구동되는 유도전동기의 속도제어에 관한 연구", 숭실대학교 대학원, 1988.