PWM 인버터의 출력파형개선 및 전압제어에 관한 연구

A Study on the Improvement of Output Waveform and Voltage Control in PWM Inverter

정 원 석* 동양에레베이터(주) 개발부
김 국 진 숭실대학교 전기공학과
전 희 종 숭실대학교 전기공학과
박 충 규 숭실대학교 전기공학과

ABSTRACT

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

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

1. 序 論

交流電動機는 종래 商用 電源周波數로 일정한 速度로 運轉되어 졌다. 그러나 트랜지스터나 사이리스터 등의 電力用 半導體 素子의 開發로 인하여 인버터나 사이크로 콘버터등의 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 容易하게 됨으로써 交流電動機의 可變速 技術은 飛速히 發達하였다.[1),2),3)]

그러나 이러한 電力變換 裝置는 半導體素子의 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 不平形 및 周邊 通信系統에 障碍등을 發生 시킨다.[1,2)]

이러한 高調波成分을 줄이거나 除去하기 위하여 BIMAL K.BOSE 등은 "Natural sampling, Uniform sa-mpling" 方式을[3)], HASMUKH S.PATEL 등은 "特定高調波除去(PHE)" 方式을[1)2)] 提示하였다.

本 硏究에서는 펄스폭변조(PWM) 인버터의 出力段에서 發生되는 特定高調波를 除去(PHE: Particular Harmonics Elimination)하고 同時에 基本波 電壓을 制御하는 技法을 理論的으로 說明하고, 提案의 妥當性을 立證하기 위해 實驗을 통해 이를 具現해 보고자 한다.

本 硏究에서의 전체 시스템 制御 및 管理는 16비트 마이크로프로세서(Intel 8086)를 利用하였다.

2. PWM 인버터 理論

交流電動機를 인버터 裝置로 可變速制御 할 경우 인버터 出力電壓 V와 出力周波數 f의 比率, V/f 比를 一定하게 制御한다. 즉 電動機의 回轉數를 낮게 할 경우에는 電壓도 낮게 하고 回轉數를 높일 경우에는 電壓을 높게 制御하여 電動機의 磁束을 어떤 회전수에서도 一定하게 하여 效率的인 運轉을 하도록 하고 있다.

이와같은 電壓制御 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 制御方式은 電壓의 피크치는 固定되어 있고 그 시간폭을 變換시킴으로서 平均電壓을 制御하는 것이다. 즉 PAM 制御는 인버터 出力電壓의 制御를 直流側 電壓으로 制御하고, 인버터部는 周波數 變調만을 한다. PWM 制御 인버터는 그림 2-1과 같이 直流部 電壓은 一定하며 인버터부에서 電壓, 周波數의 雙方을 制御하는 方式이다.

이와같이 PWM 制御方式은 인버터부 스위칭 素子(PT1~PT6)의 스위칭 패턴에 의해 두가지 制御를 담당하므로 制御回路는 PAM방식에 비하여 약간 複雜하지만 主回路가 簡單한 長點이 있다.

PWM 波形에는 바이폴라형과 유니폴라형으로 分類할 수 있는데, 本 硏究에서는 그림 2-2와 같은 바이폴라형 PWM 波形에 대하여 考察한다.

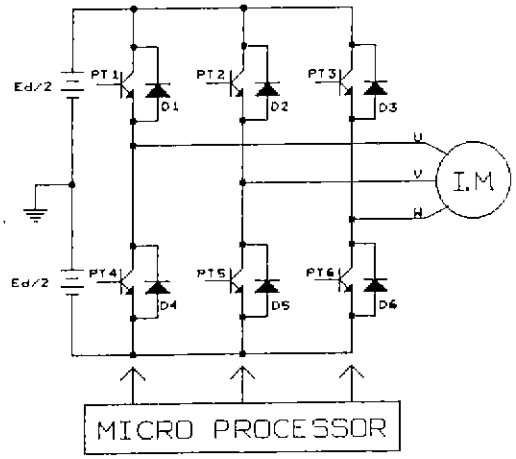


Fig. 2-1 Block Diagram of PWM Inverter

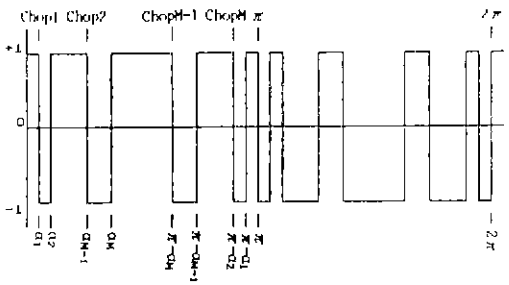


Fig. 2-2 Output Waveform of PWM Inverter

3. 數値解析을 위한 理論的 考察

非正弦波 函數 $f(\omega t)$는 一般的으로 式(3-1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f(\omega t)= a_0+ \sum_{n=1}^{\infty} [a_n\sin(n\omega t) + b_n\cos(n\omega t)] \quad \cdots (3\text{-}1)$$

그림 2-2의 PWM 인버터 出力波形은 式(3-2)와 같이 4分波對稱(Quarter Wave Symmetry)으로 解析이 가능하므로, Fourier級數로 展開하면 直流成分 a_0와 偶數成分 b_n은 0이되고 正弦波成分 a_n만 式(3-3)과 같이 남게 된다.

$$f(\omega t) = f(\pi-\omega t) \quad \cdots\cdots(3\text{-}2)$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi}[1 + 2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos n\alpha_k] \quad \cdots\cdots(3\text{-}3)$$

n:高調波次數, k=1,2,3,4,……,M, M:쵸핑 횟수, α_k:쵸핑각

여기서 (M-1)개의 高調波成分을 除去하고 同時에 基本波電壓成分을 制御하기 위해서는 M개의 變數가 필요하다. 즉, 쵸핑각 $\alpha_1,\alpha_2,\alpha_3,\cdots,\alpha_M$의 變化를 알아야 한다. 식(3-3)에서 基本波成分은 式(3-4)와 같이 구할 수 있다.

$$L^*(\alpha)= a_1 = \frac{4}{n\pi}[1 + 2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos\alpha_k] \quad \cdots\cdots(3\text{-}4)$$

여기서 쵸핑각 $\alpha_1 \sim \alpha_M$은 다음을 만족해야 한다.

$$0 \le \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_M < \pi/2 \quad \cdots\cdots(3\text{-}5)$$

式(3-4)에서 常數를 省略하고 다시 쓰면 式(3-6)이 된다.

$$L(\alpha) = 1 + 2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos\alpha_k \quad \cdots\cdots(3\text{-}6)$$

(M-1)개의 高調波成分을 除去하려면 式(3-3)에서 式(3-7)과 같은 制約函數가 얻어진다.

$$f_1(\alpha) = 1 + 2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos n_1\alpha_k = 0 \quad (3\text{-}7)$$

n_1 : 除去하고자 하는 高調波次數

식(3-7)을 벡터로테이션으로 表現하면 式(3-8)로 된다.

$$f(\alpha) = 0 \quad \cdots\cdots(3\text{-}8)$$

그리고 (M-1)개의 高調波成分을 除去하고 基本波成分을 制御하기 위해서는 式(3-9)와 같은 Hamilt-onian函數(H)의 制御理論이 導入된다.

$$H(\alpha,\lambda) = L(\alpha) + \lambda^T f(\alpha) \quad \cdots\cdots(3\text{-}9)$$

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

L(α)의 固定値를 구하기 위한 必要充分條件은 式(3-10)과 (3-11)과 같다.

$$f(\alpha)=0 \quad 및 \quad H\alpha=0 \quad \cdots\cdots(3\text{-}10)$$

여기서

$$H\alpha = \left[\frac{\partial H}{\partial\alpha_1} \quad \frac{\partial H}{\partial\alpha_2} \quad \cdots\cdots \quad \frac{\partial H}{\partial\alpha_M}\right]^T \quad \cdots(3\text{-}11)$$

式(3-10)과 式(3-11)은 (2M-1)개의 變數 α와 λ에 대해 (2M-1)개의 方程式을 준다.

그런데 이 多元 1次聯立方程式은 非線形方程式이므로 Newton Raphson 數値解析法에 의해

구해질 수 있다. 또한 式(3-6)에서 基本波電壓의 크기를 0에서 最大값(100%)까지 變化시키면 特定高調波除去와 同時에 電壓制御도 可能한 각각의 쵸핑각을 구할 수 있다.

4. PWM 데이타 및 하드웨어 構成

위와 같은 方法으로 特定高調波除去 및 電壓制御를 위한 쵸핑각 $\alpha_1 \sim \alpha_M$이 결정되었다면, PWM 波形 發生을 위해서는 그림 2-1에서 電力用 트랜지스터 1(PT1)의 베이스 信號는 그림 4-1과 같은 形態로 만들어준다.

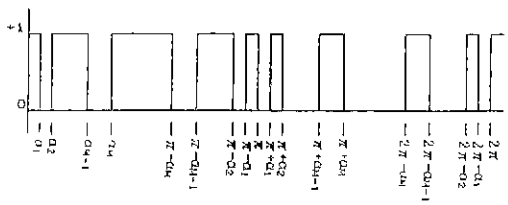


Fig.4-1 Base Signal of PT1

그리고 PT2, PT3의 베이스 信號는 PT1의 베이스 信號보다 位相을 120°, 240° 遲延되게 하고 PT4, PT5, PT6의 信號는 同一相의 베이스 信號보다 180° 位相差를 두게한다.

PT1 - PT6의 베이스 信號를 디지탈 方式으로 處理하기 위해 1周期(360°)의 適當한 데이타를 順號表로 만들어 EPROM에 貯藏하여, 要求되는 電壓과 周波數에 맞게 引出하여 使用하는 ROM-Based方式을 採擇하였다. 여기서 데이타의 量은 ROM 構成領域에 벗어나지 않는 한 많이 할수록 理論値에 더욱 近似한 波形을 만들 수 있다.

本 硏究에서는 0.5° 당 1개의 데이타, 즉 1周期當 720개의 데이타로 하고, 電壓制御를 위한 電壓듀티는 31%~100%로 設定, 총 140 等分하여 27512(64K-Byte) EPROM에 貯藏하여 使用하였다.

데이타를 處理하는 過程에서 注意할점은 電力用 트랜지스터의 스위칭 遲延時間(600V 30A 경우:10㎲)때문에 同一한 相의 양쪽 電力用 트랜지스터가 同時에 ON狀態로 되어 短落(SHORT)이 될 수 있으므로 스위칭 되는 瞬間에 時間遲延(Time Delay)을 考慮하여야 한다.

本 硏究에서는 0.5° 의 遲延時間을 주어 그림 4-2와 같이 베이스 信號를 만들었다. 그러나 時間遲延각도를 너무 크게하면 理論値에 비하여 큰 오차가 發生하므로 適當한 時間遲延을 選定해야만 한다.

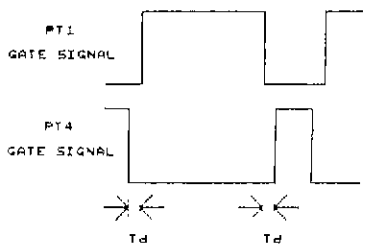


Fig.4-2 Time Delay

그림 4-3은 PWM 波形 發生을 위한 하드웨어 構成圖를 나타내고 있다.

인버터의 出力周波數 및 電壓을 制御하기 위해서 PWM 波形 發生을 위한 電力用 트랜지스터

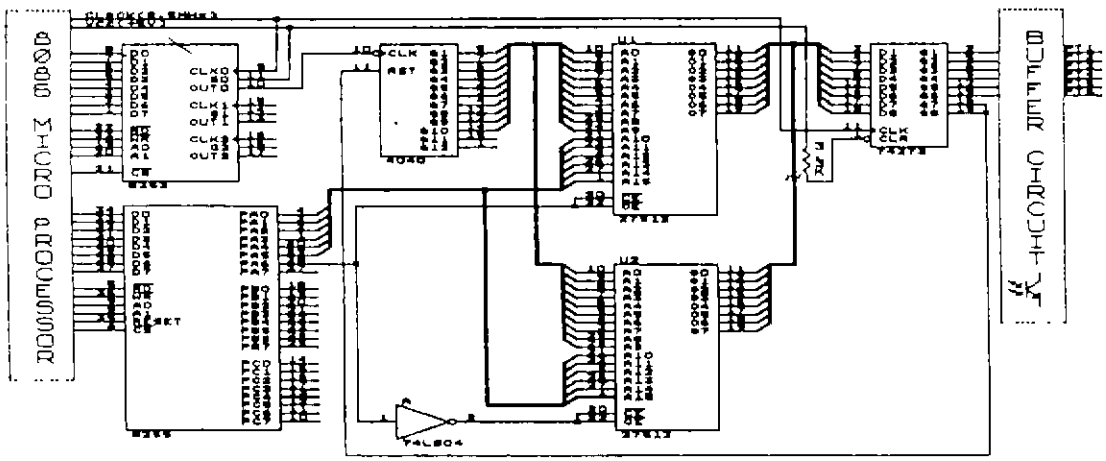


Fig.4-3 Block Diagrm of Hardware for Generation of PWM Waveform

의 베이스 信號 데이타가 貯藏되어 있는 EPROM의 어드레스 라인 A_0~A_{15} 중 周波數 可變은 A_0~A_9를, 電壓 可變은 A_{10}~A_{15}를 使用한다.

인버터의 出力周波數를 可變하기 위해서는 Programmable Interval Timer (8253)를 使用하였으며, 8253에 의해 周波數가 可變된 구형파는 펄스 카운트(4040)의 어드레스 라인 Q_1~Q_{10}에서 0~1023까지 어드레스를 發生시켜 읽어내면 그 어드레스에 該當되는 PWM 波形 데이타가 ROM(27512) 데이타 버스를 통해 出力된다.

또한, 인버터의 電壓을 制御하기 위해서는 Programmble Peripheral Interface(8255) 를 使用하여 EPROM의 A_{10}~A_{15}에 該當하는 PWM 波形 데이타가 ROM 데이타 버스를 통하여 出力된다. 또한 랫치(74274)는 이 데이타를 維持시켜 正確한 波形을 出力시켜 PWM인버터의 電力用 트랜지스터의 베이스단자를 구동하게 된다.

5. 시뮬레이션 및 實驗結果

本 硏究에서 提示한 誘導電動機의 可變速 制御界에서 特定高調波除去 및 電壓制御技法을 立證하기 위하여 2~4章에서 說明된 시스템의 構成과 알고리즘으로 시뮬레이션 및 實驗을 具現해 보았다.

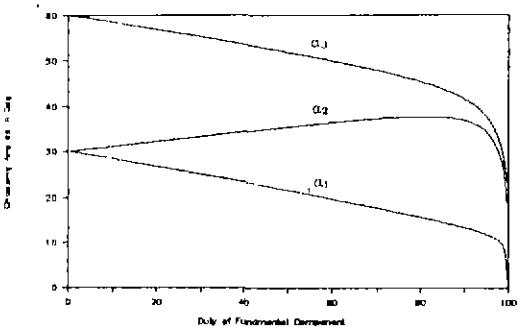


Fig.5-1 Chopping Angles for Fund. Voltage Magnitude at no 5,7th

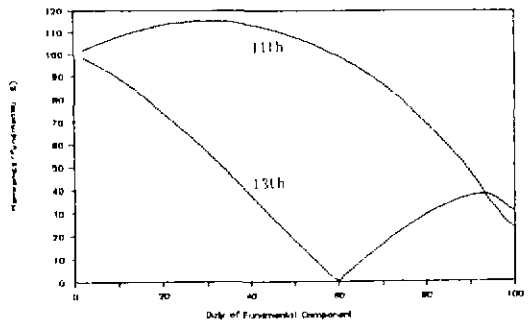


Fig.5-2 Changing of 11,13th Harmo. Compo. at no 5,7th

그림 5-1은 數値解析에 의해 구해진 5,7次 高調波成分의 除去時 基本波成分의 크기에 따른 초핑각 α_1,α_2,α_3의 變化를 나타내고 있으며, 그림 5-2는 이때 11,13차 高調波成分의 變化를 나타내고있다.

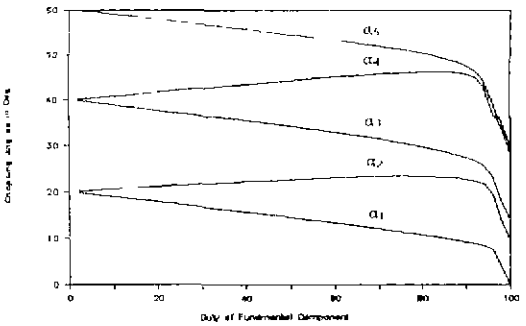


Fig.5-3 Chopping Angles for Fund. Voltage Magnitude at no 5,7,11,13th

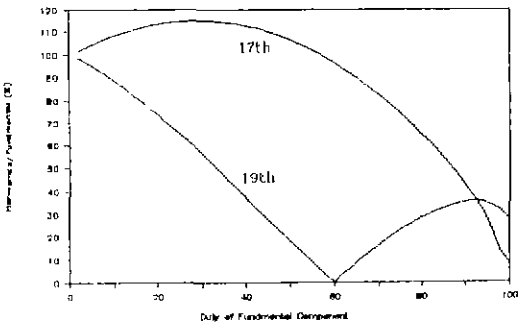
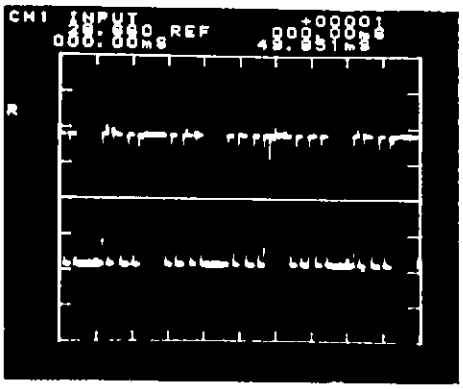


Fig.5-4 Changing of 17,19th at no 5,7,11, 13th

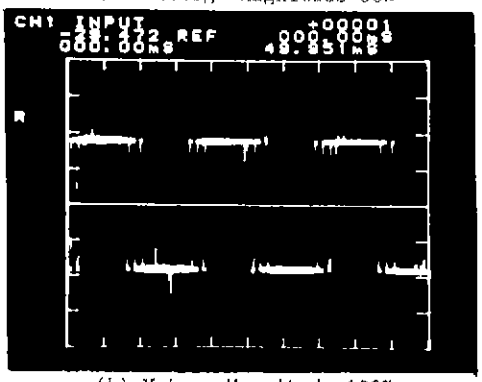
그림 5-3은 5,7,11,13次 高調波成分의 除去時 基本波成分의 크기에 따른 초핑각 α_1,α_2, α_3,α_4,α_5의 變化를 나타내고 있으며, 그림 5-4는 이때 17,19次 高調波成分의 變化를 나타내고 있다.

그림 5-5는 周波數 60(Hz), 5,7次 高調波成分의 除去時, 純抵抗負荷에서의 基本波成分의 크기 50% 및 100%에 대한 인버터의 出力波形을 나타내고 있다.

그림 5-6은 그림 5-5의 경우에 대한 高調波成分의 크기를 파악하기 위한 스펙트럼 分析의 結果이다. 여기서 基本波成分의 크기 50%일 때 13高調波成分은 작으나 相對的으로 11,15高調波成分은 상당히 크게 나타났다. 한편, 基本波成分의 크기 100%에서는 11高調波成分은 구히 減少하였고, 13高調波成分은 50%경우보다 조금 增加하였다. 이 檢討에서 그림 5-6은 그림 5-2의 시뮬레이션 結果와 잘 一致함을 보여준다.

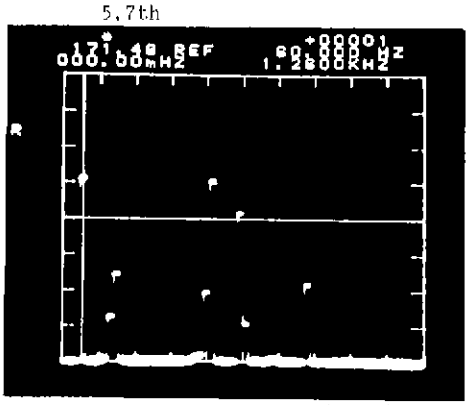


(a) Voltage Magnitude 50%



(b) Votage Magnitude 100%

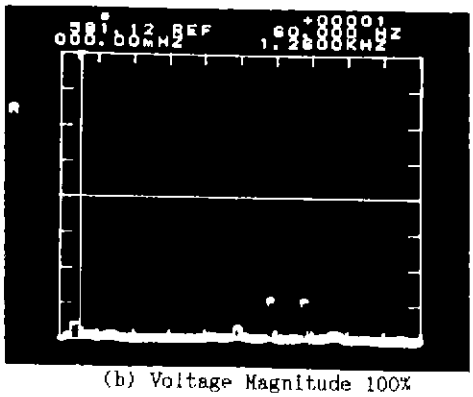
Fig.5-5 Output Voltage Waveforms at no 5,7th



(a) Voltage Magnitude 50%

그림 5-7은 周波數 60(Hz), 5,7,11,13次 高調波成分의 除去時, 純抵抗負荷에서의 基本波成分의 크기 50% 및 100%에 대한 인버터의 出力波形을 나타내고 있다.

그림 5-8은 그림 5-7의 경우에 대한 스펙트럼 分析의 結果이다. 여기서 基本波成分의 크기 50%일 때 17 및 그 以上의 高調波成分들이 크게 나타났으며, 基本波成分의 크기 100%에서는 17高調波成分은 매우 減少하였고, 그 以上의 高調波成分들도 거의 나타나지 않았다. 이

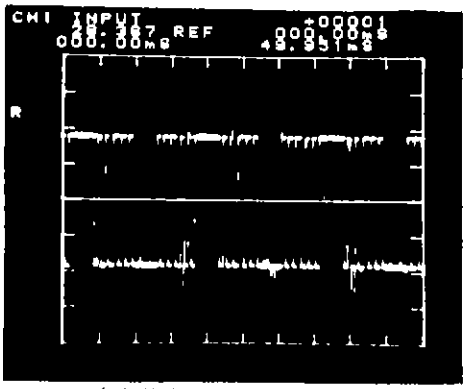


(b) Voltage Magnitude 100%

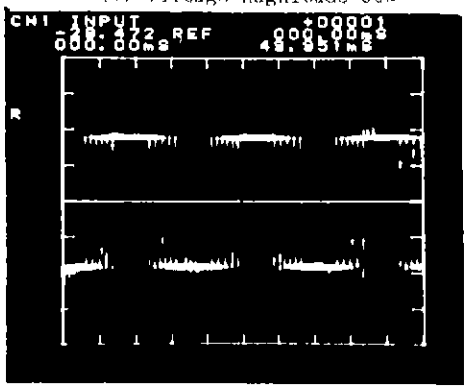
Fig.5-6 Spectra(f=60Hz) at no 5,7th

結果는 그림 5-4의 시뮬레이션 結果와 比較할 때 역시 잘 一致하고 있다.

그림 5-9는 5,7次 高調波成分의 除去時, 電動機 負荷에 있어서 基本波成分의 크기 50% 및 100%일 때의 線間電壓과 電流波形을 나타내고 있다. 基本波成分의 크기 50%에서는 11次 高調波成分의 영향으로 電流波形이 많이 歪型되어 있으나, 100%에서는 거의 正弦波에 가까움을 볼 수 있다.

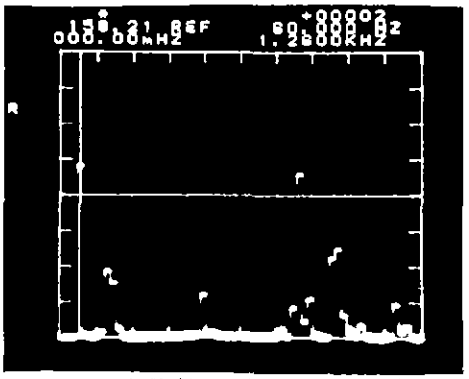


(a) Voltage Magnitude 50%

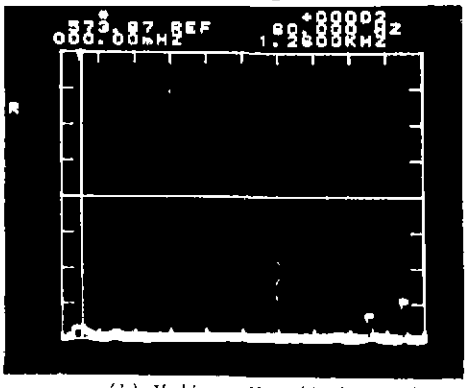


(b) Voltage Magnitude 100%

Fig.5-7 Output Voltage Waveforms at no 5,7,11,13th

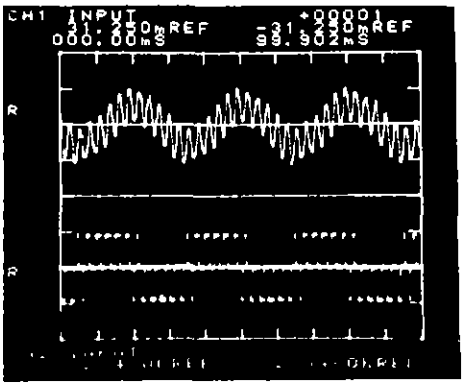


(a) Voltage Magnitude 50%

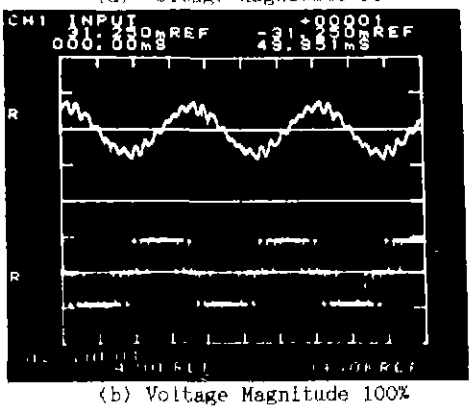


(b) Voltage Magnitude 100%

Fig.5-8 Spectra(f=60Hz) at no 5,7,11,13th



(a) Voltage Magnitude 50%



(b) Voltage Magnitude 100%

Fig.5-9 Current & Line Voltage at no 5,7 th

6. 結 論

本 硏究에서는 産業分野에 널리 使用되고 있는 誘導電動機의 可變速 制御界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 마이크로프로세서에 의한 디지탈처리 方式으로 實驗을 통해 이를 具現해 보았다.

이 結果로 디지탈 方式의 技法으로 任意의 高調波 除去가 可能하고 同時에 電壓制御도 可能하다는것을 고찰하게 되었으며, PWM 인버터 스위칭 素子의 구동을 위한 PWM 信號 데이타는 順驅表 方式을 利用하여 實行時間을 短縮시킬 수 있었다. 또한 PWM 信號를 發生하기 위한 하드웨어 構成은 마이크로프로세서와의 適用性이 優秀하고 構成方法이 簡單하며, 回路變更 및 擴張이 容易하였다.

以上 本 硏究에서 具現한 PWM인버터의 特定高調波除去 및 電壓制御 技法은 産業體에서 널리 使用되고 있는 誘導電動機의 可變速 制御에 效果的으로 利用될 수 있으리라 思料된다.

參考文獻

1. HASMUKE S. PATEL and RICHARD G.HOFT, " Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters:Part I-Harmonic Elimination", IEEE Trans. Ind. Appl, Vol.IA-9,pp310~317,May/June, 1973.
2. 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, pp666~673, Sep/Oct 1974.
3. B.Mokryzki, "Pulse Width Modulated Inverters for AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., Vol. IGA-3,pp493~503, Nov/Dec 1967
4. Min Ho Park and Seung Ki Sul, "Microprocessor-Based Optimal Efficiency Drive of an Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Ele.,Vol IE-31, pp69~73, Feb. 1984.
5. Vithl V.Athani and Sudhir M.Deshpande, " Microprocessor Control of a Three-Phase Inverter in Induction Motor Speed Control System", IEEE Trans. IECI., Vol.IECI-27, pp291~298, Nov. 1980.