가변속 유도전동기의 구동을 위한 PWM인버터의 多段變調 技法

(Multi-step Modulation Techniques in PWM Inverter for a Variable-Speed Induction Motor Driving)

박충규* · 정헌상** · 김국진*** · 정을기*** · 손진근***
(Chung-Gyu Park · Hun-Sang Chung · Kuk-Jin Kim · Eull-Gi Jeong · Jin-Geun Son)

요 약

本 硏究에서는 가변속 유도전동기를 구동하기 위한 PWM 인버터에 있어서 高調波의 영향을 보다 효과적으로 輕減시켜 인버터의 出力波形을 改善하는 새로운 PWM 方式을 提案하였다. 이의 방식은 스위칭 주파수 한계내에서 저주파 出力에서는 스윗칭 수를 높일 수 있으므로 스위칭 횟수를 늘려서 동작시키고 반면 고주파 出力에서는 낮은 스위칭 횟수로 동작하도록 하는 多段變調 方式이다.

고조파의 제거를 위한 스위칭 解를 수치해석 및 직선 근사화 기법을 이용하여 구하고, V/f일정 제어의 스위칭 패턴을 이용하여 유도전동기의 구동을 위한 PWM인버터를 具現하였다. 實驗結果 高調波 分析 시뮬레이션과 잘 일치하였고, 可變速 應答特性이 좋음을 확인하였다.

Abstract

In this paper, an advanced Pulse Width Modulation Inverter strategy for driving a variable-speed induction motor is introduced. A switching pattern making use of the near-proportionality of voltage and frequency in AC machines operating with constant flux was computed. At low magnitudes and low frequencies of the fundamental, many more harmonics are eliminated than at high magnitudes and frequencies. In order to keep the inverter switching frequency constant over the output frequency range, the chopping frequency is diminished as the frequency of the fundamental increases. Using these modulation strategy, the harmonics components of PWM inverter are efficiently eliminated.

1. 서 론

최근 電力用 半導體 素子의 급속한 발전과 마이크로프로세서의 기술 향상은 에너지의 節約과 고도의 制御性을 만족시키는 電力變換機의 발달을 가속화시키고 있다. 특히 인버터의 기술개발은 誘導電動機의 定速운전을 광범위한 可變構造 시스템으로 전환이 가능하게 함은 물론 無停電 전원장치 등에도 널리 사용되고 있다.[1) 2)]

이의 시스템에는 電力用 트랜지스터, MOSFET, GTO, IGBT 등 自己消弧型 반도체 소자를 사용한 PWM 인버터가 주로 사용되고 있다.

*正會員 : 崇實大 工大 電氣工學科 敎授 · 工博
**正會員 : 朝鮮大 工大 電氣工學科 敎授 · 工博
***正會員 : 崇實大 大學院 電氣工學科 博士課程
接受日字 : 1992年 7月 2日

그러나 이러한 인버터는 스위칭 소자의 온, 오프작용으로 인하여 많은 高調波를 발생시켜 전력손실, 電磁氣 障害(Electro Magnetic Interference : EMI), 소음 및 토오크 리플 등을 초래하게 된다.[3) 4)] 이러한 高調波의 영향을 줄이기 위한 방법중의 하나인 變調方式에서는 變調比를 증가시켜야 하나 이의 경우에는 스위칭 소자의 損失이 증가하게 된다. 이와같은 損失을 줄이고 高調波 損失을 억제하기 위한 방안으로 스위칭 영향에 의한 각 손실들을 評價函數로 정하여 이를 최소화하는 最適 PWM (Optimized Pulse Width Modulation) 및 特定의 高調波를 선정하여 제거하는 SHE(Slected Harmonics Elimination) PWM 인버터에 대한 硏究가 활발히 진행되고 있다.[5) 6) 7)]

본 연구에서는 인버터를 이용한 유도전동기의 可變速 運轉時 시스템에 나쁜 영향을 초래하는 高調波를 제거하여 고조파 손실율을 줄이는 SHE PWM 인버터의 새로운 변조방식을 제안하고자 한다. 이 방식은 입력의 전압과 주파수에 관계없이 전 구간에서 스위칭 횟수를 일정하게 유지하여 特定高調波를 제거하는 종래의 방식[8)]과는 다른 새로운 變調方式으로서 이는 스위칭 소자의 스위칭 주파수 한계내에서 저주파 出力에서는 스위칭 수를 높일 수 있으므로 스위칭 횟수를 늘려서 동작시키고 반면 고주파 出力에서는 낮은 스위칭 횟수로 동작하도록 하는 多段變調 方式으로서 인버터 出力端에서의 高調波 영향을 보다 효과적으로 輕減시키고자 하는 방식이다.

또한 고조파 제거를 위한 스위칭 解를 구함에 있어서는 스위칭 解를 적게 구하는 變調구간에서는 數値解析的 방법으로 그 해를 결정하였고 많은 스위칭 해를 要하는 變調구간에서는 간단한 直線 近似化 방법[9)]을 적용하여 스위칭 解를 구하고, 이들의 방법으로 구해진 스위칭 解는 인버터 性能의 評價尺度로 쓰이는 高調波 損失率(Harmonics Loss Factor : HLF)[10)]을 구하여 서로 비교하였다.

제안된 다단 변조방식의 스위칭 패턴은 유도전동기의 V/f일정 패턴으로 결정하여 디지탈 계수처리한 후, EPROM에 저장하여 이를 引出하는 방식을 적용하는 PWM 인버터를 제안하고 이의 타당성을 立證하기 위하여 마이크로컴퓨터를 이용한 인버터 시스템을 具現하고 그 결과를 제시하였다.

2. 인버터의 스위칭 각 계산

인버터의 出力을 변화시키는 방법으로서는 펄스의 振幅을 일정하게 하고 펄스의 폭을 制御하는 펄스幅 제어방식과(PWM), 펄스의 폭을 일정하게 하고 펄스의 振幅을 제어하는 펄스振幅 제어방식(PAM) 등이 있다.

그림 1은 特定의 高調波를 제거하기 위해 스위칭 패턴을 미리 算定하여 ROM에 저장한 후, 이를 引出하는 방식의 電壓型(Voltage Source) PWM 인버터 구성도이다.

이는 電力用 MOSFET의 스위칭 소자(Q1~Q6) 각각을 디지탈 펄스幅 變調器에서 결정된 變調信號에 의하여 主電流를 자유로이 ON, OFF함으로써 필요한 3상 교류전력을 제어할 수 있다.

그림1에서의 인버터 出力電壓을 高調波 제거 및 전압제어를 이론적으로 해석하기 위하여 인버터의 出力波形이 그림2와 같이 바이폴라형 出力이라 假定한다.

이는 $\pi/2$에서 반파대칭인 波形이고 펄스의 크기가 $\pm Ud$인 波形이라고 假定하고 이의 函數를 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (1)$$

여기서 $f(\omega t)$는 半 싸이클 당 M번 초핑하는

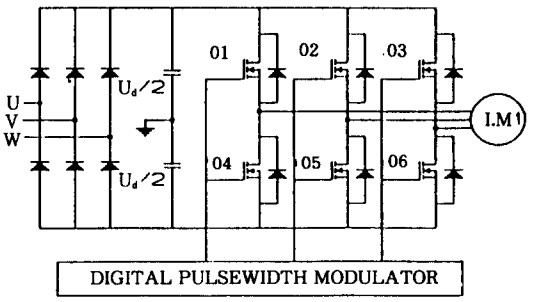


그림 1. 電壓型 PWM 인버터의 기본 구성도
Fig 1. Schemetic Diagram of the Voltage Source

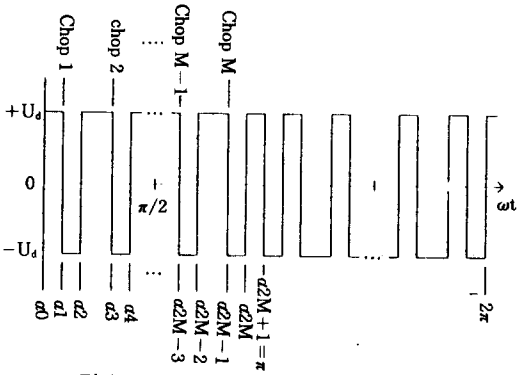


그림 2. PWM 인버터의 출력 電壓波形
Fig 2. Output Voltage Waveform of the PWM Inverter.

주기적인 函數이며 M번 쵸핑할 때의 쵸핑각이 α_1, α_2,……α_M 일때 스위칭 각 α_M은 다음식을 만족하여야 한다.

$$0<\alpha_1<\alpha_2<\alpha_3\cdots\alpha_{M-1}<\alpha_M<\pi/2 \quad \cdots\cdots(2)$$

또한 그림2에서의 出力波形은 식(3)과 같이 푸리에 급수(Fourier Serise)로 표현할 수 있다.

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

반파대칭인 함수의 경우에는 직류성분 a_0와 餘弦成分 b_n은 零이 되고 正弦成分의 奇數倍 a_n만 식(4)와 같이 남게된다.

$$a_n=\frac{4U_d}{n\pi}\{1+2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos n\alpha_k\} \quad \cdots(4)$$
$$(n=1,\ 3,\ 5,\cdots)$$

이 식은 설정 가능한 α의 값이 M개이고, 자유로운 M개의 적당한 선택도를 갖는다. 따라서 필요하다면 M−1개의 고조파 제거가 가능하며 이 식에서 n=1인 기본파 전압의 크기는 다음식과 같이 표현된다.

$$a_1=\frac{4U_d}{\pi}\{1+2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos\alpha_k\} \quad \cdots\cdots(5)$$

1/4주기 내에서의 쵸핑 횟수를 0에서 무한대까지 가변시킬 경우 기본파 전압의 出力범위는 식(6)을 만족한다.

$$0\le a_1\le 4U_d/\pi \quad \cdots\cdots(6)$$

즉, 식(6)에서 기본파 전압의 크기는 $0\le a_1\le 1.27U_d$가 되고 이의 정규화(Normalized)한 크기는 식(7)로 표현된다.

$$a_{1N}=1+2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos\alpha_k \quad \cdots\cdots(7)$$

1/4주기당 인버터의 스위칭 수 M개에 대하여 M−1개의 고조파 성분을 제거한 방정식은 식(8)과 같이 i(=M−1)개의 방정식이 얻어진다.

$$F_{in}(\alpha)=1+2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k\cos ni\alpha_k=0 \quad \cdots\cdots(8)$$
(ni : 제거하고자 하는 高調波 차수)

이의 방정식은 비선형이므로 이의 해를 구하기 위한 線形化 기법의 수치해석적 이론을 적용하여야 한다. 그림3과 그림4는 M=3, M=5일때의 기본파 전압의 크기에 대한 스위칭 解를 數値解析的 방법으로 구한 것이며, 이때 종축의 표시는 多段 變調方式에 적용되는 기본파 전압의 구간을 표시한다.

그러나 스위칭 수를 증가시킬수록, 스위칭 解를 구하기 위하여 식(2)를 만족하는 초기값을 가정하여 그 收斂値를 찾기에는 많은 試行錯誤 방법을 적용하여야 한다. 또한 구하고자 하는 스위칭 解를 많이 포함할수록 非線形 방정식의 數値解析的 방법은 더욱 복잡하고 또한 非經濟的이기 때문에 이를 해결코자 直線 近似化의 기법으로 스위칭 해를 쉽게 구하는 방법이 제시되었다.[9]

이는 SHE PWM 방식에서 구한 스위칭 패턴에서 스위칭 수 M이 증가할수록 더욱 직선에 근사하게 되는 일정 성질을 이용하여 이를 直線 近似化시키는 간단한 식으로 정하여 (M−1)개의 高調波를 제거한 스위칭 해를 구하는 방식이다. 그림5는 M=5일때 直線 近似化한 스위칭 각의 변화를 나타내고 있으며, 이때 종축의 표시는 多段 變調方式에 적용된 기본파 전압의 구간을 표시한다.

따라서 본 硏究에서는 一定 스위칭 주파수의 限界內에서 스위칭 效率을 높여 보다 효과적인 高調波 제거를 위하여 多段 變調方式을 적용하므로 스위칭 횟수가 많은 부분에는(M=21, 13, 9, 7, 5) 스위칭 해를 쉽게 구할 수 있는 直線 近似化 기법을 이용하여 해를 구한 후, 高調波 損失率을 비교 검증하여 사용한다.

PWM인버터의 性能을 評價하는 尺度로서는 高調波 損失率(HLF : Harmonics Loss Factor)

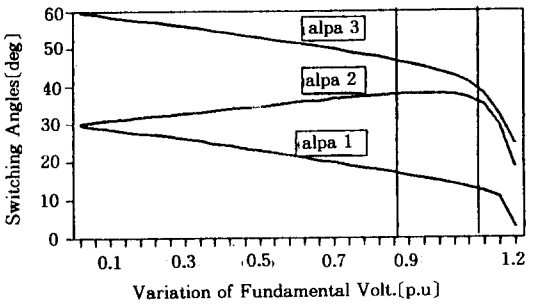


그림 3. 5,7차 高調波성분의 제거시 기본파 크기의 변화에 따른 스위칭 각의 변화(M=3)
Fig 3. Swithing Angles Transition of Fundamental Voltage Variation at 5th, 7th Harmonics Component Elimination.

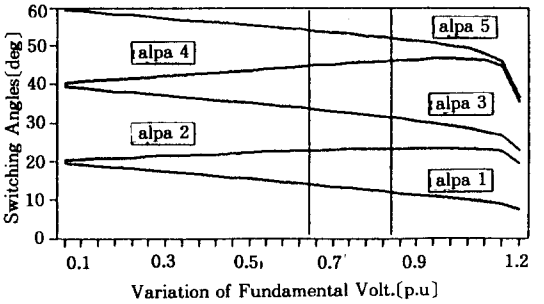


그림 4. 5,7,11,13차 高調波성분의 제거시 기본파 크기의 변화에 따른 스위칭 각의 변화(M=5)
Fig 4. Swithing Angles Transition of Fundamental Voltage Variation at 5th. 7th. 11th. 13th Harmonics Component Elimination.

혹은 高調波 電流率(HCF : Harmonics Current Factor)을 일반적으로 사용하는데 그 정의는 다음과 같다.[10]

$$HLF[\%]=\frac{100}{a_1}\sqrt{\sum_{n=5}^{\infty}\left[\frac{a_n}{n}\right]^2} \quad \cdots\cdots(9)$$

(n=高調波 차수)

이 값은 또한 電流波形의 高調波 혹은 유도전동기의 界磁磁束과 밀접한 관계를 가진다. 즉 이 값이 작으면 작을수록 高調波가 적은 전류波形을 얻을 수 있음을 뜻한다. 그림6과 그림7은 위의 식(9)를 이용하여 M=5일때와 M=7일때 數値解析的 방법과 直線近似化한 방법에 의하여 구해진 스위칭 解에 대한 高調波 損失率(HLF)을 구하여 비교하였다.

그림6과 그림7에서 알 수 있듯이 두 방법에 의한 高調波 損失率의 차이는 거의 없음을 알

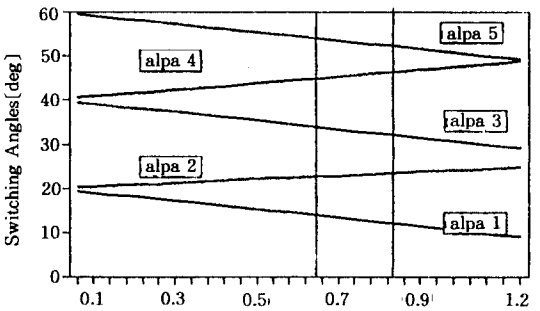


그림 5. M=5일때 기본파 전압에 대한 直線近似化 스위칭
Fig 5. Linearized Switching Angles to Fundamental Voltage(M=5).

수 있다. 따라서 本 硏究에서는 비교적 쉽게 구할 수 있는 M=3일때와 M=7일때를 제외하고, 스위칭 變調 횟수가 많은 부분에서는 直線近似化한 기법을 이용하여 간단히 스위칭 解를 구한다.

3. 가변속 운전을 위한 스위칭 패턴의 결정

可變周波數에 의하여 전동기의 速度制御를 할 경우에는 전동기에 가해지는 주파수를 변화시키는 동시에 전압도 변화시켜야 한다. 철심을 사용한 전기기계는 철심의 磁束을 일정한 값으로 유지해야 하며, 유도 전동기에서는 인가한 단자전압과 그 주파수를 비례관계로 적용하면 철심의 磁束을 一定하게 유지할 수가 있

따라서 본 硏究에서는 인버터로 유도전동기의 速度를 制御하기 위하여 가변전압 가변주파수(VVVF : Variable Voltage Variable Frequency) 인버터를 적용한다. 그림8은 일정 磁束 유지의 V/f特性을 나타내고 있으며 Offset을 고려하여 나타내었다. 이의 그림에서 알 수 있듯이 낮은 전압과 낮은 주파수 영역에서는 높은 주파수영역보다 더 많은 스위칭 수를 허용하므로 多段變調方式이 가능하게 된다.

한편 SCR과 GTO의 스위칭 소자는 制御능력과 스위칭 주파수의 특성면에서 바이폴라(Bipolar) 트랜지스터, MOSFET보다 열등하지만 고전압·대전류의 대용량 전력변환 분야 및

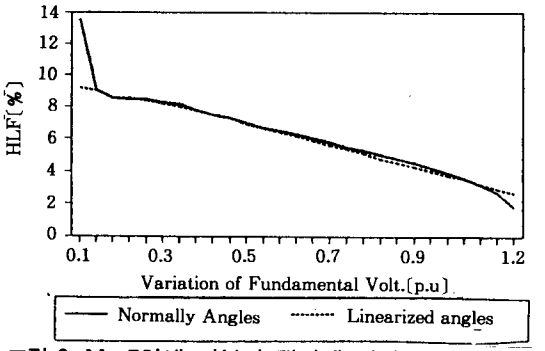


그림 6. M=5일때 기본파 전압에 대한 HLF의 비교
Fig 6. Comparison HLF to Fundamental Voltage (M=5).

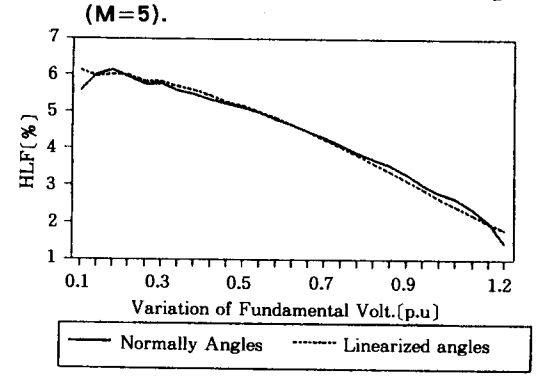


그림 7. M=7일때 기본파 전압에 대한 HLF의 비교
Fig 7. Comparison HLF to Fundamental Voltage (M=7).

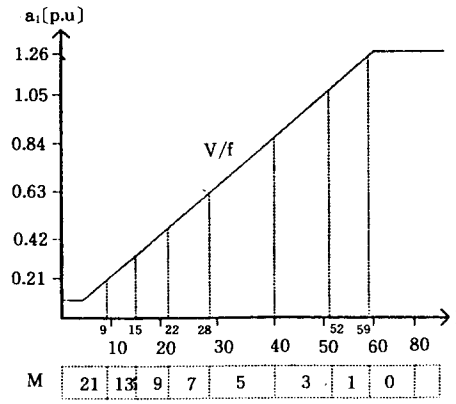


그림 8. 일정 磁束을 위한 V/f特性
Fig 8. V/f Characteristics for Constant Flux Operation.

전기차량에서 대부분 적용되고 있는 실정이며[11] 이들의 최대 스위칭 주파수는 주로 300~1000[Hz]로 제한되고 있다.[12]

本 硏究에서는 대용량 시스템에 적용이 가능하도록 하기 위하여 스위칭 소자의 최대허용 스위칭 주파수를 400[Hz]로 선정하였으며, 스

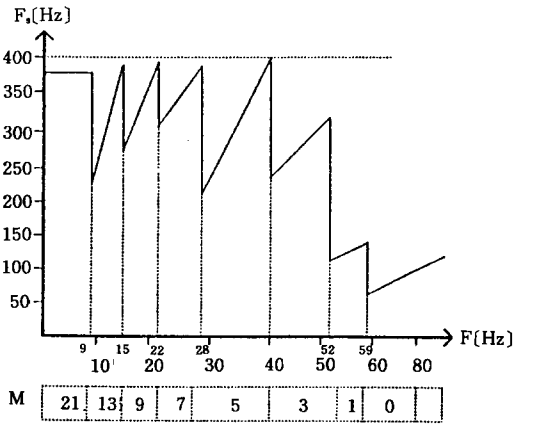


그림 9. 기본 주파수에 대한 스위칭 주파수
Fig 9. Inverter Switching Frequency for Fundamental Frequency.

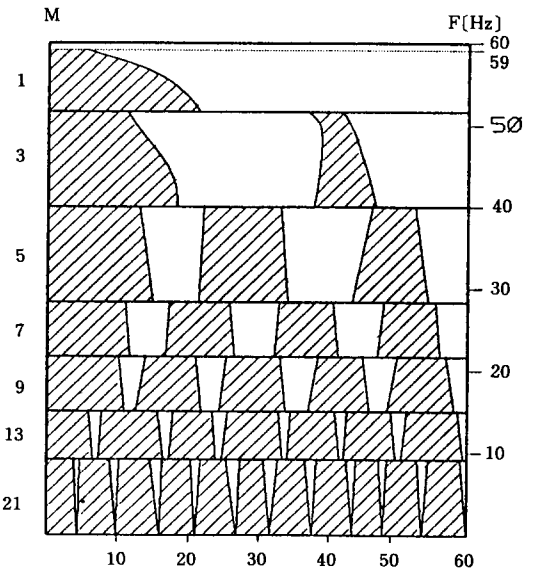


그림 10. PWM 인버터 制御를 위한 스위칭 패턴
Fig 10. Switching Pattern for PWM inverter control.

위칭의 단계를 임의의 7-段으로 정하여 스위칭 수 M을 21, 13, 9, 7, 5, 3, 1로 선정하는 多段變調方式을 채택한다. 그림9는 이러한 인버터의 기본 주파수에 대한 스위칭 주파수(變調 주파수)를 나타내었다.

그림10은 기본파 전압에 대한 數値 解析的 방법의 스위칭 각(M=1, 3)및 直線 近似化시킨 스위칭 각(M=5, 7, 9, 13, 21)을 결정하여 그림

8과 그림9의 特性에 의하여 각 段에서의 주파수에 대한 스위칭 패턴을 나타낸 것이다.

4. 제어 시스템의 구성

그림11은 본 硏究에서 제안된 可變速 유도전동기를 구동하기 위한 MOSFET PWM 인버터의 多段 變調方式을 實驗을 통하여 확인하기 위한 전 시스템의 블럭선도이다.

主 프로세서로는 INTEL社의 8086 16bit μ-Processor를 사용하며, 인버터의 가변전압과 가변주파수를 制御하기 위하여 스위칭 정보가 저장되어 있는 EPROM의 16개 어드레스 라인을 분할하여 사용한다. 이때의 가변 주파수 出力은 Programmable Interval Interface(INTEL社 8253)를 사용하고 이에 의해 가변된 구형파는 펄스 카운터(4040)의 클럭으로 入力되어 EPROM 어드레스에 신호를 出力한다.

인버터의 電壓制御를 위하여는 Programmable Peripheral Interface(INTEL社 8255)를 이용하여 ROM 어드레스에 해당하는 信號를 出力한다. EPROM은 27512(64K byte)를 사용하여 스위칭 패턴의 데이타를 디지탈 계수처리하여 ROM에 저장하였으며 이 데이타를 引出하여 인버터의 스위칭 소자를 정확하게 구동키 위하여 래치 기능의 TTL(74LS273)를 사용해 데이타들을 유지시켰다. 또한 이 信號는 小信號이기 때문에 버퍼회로를 사용하였고 이 버퍼회로는 制御部와 전력 시스템사이의 그라운드 분리 목적으로도 사용된다.

스위칭 소자로서는 축적 케리어에 의한 스위칭 지연시간의 문제를 줄이기 위하여 일반적으로 사용되고 있는 바이폴라 트랜지스타보다 스위칭 시간이 빠른 고속 MOSFET를 사용하였다. 이는 또 게이트 구동전력을 줄일 수 있으며 電源構成도 簡素化할 수 있다. 本 硏究에서 사용된 MOSFET는 IRF 450 500[V], 13[A]를 사용하였으며 $V_{GS}(th)$는 2.0~4.0[V], I_{DSS}(게이트 단락시 드레인 전류)는 100[μA]이다. 이는 또 상승시간이 50[nS], 하강시간은 70[nS]이다.

인버터의 電壓制御 범위는 V/f일정 制御를 고려하여 기본파 전압의 전 구간에 대하여 총 60등분으로 분할하여 EPROM(27512-64k byte)에 저장하였으며 스위칭 소자의 스위칭 지연시간도 함께 고려하였다.

이는 인버터의 직류 링크 사이에 직렬로 연결된 두 소자 중 하나가 도통하고 있다가 소호되면서 다른 쪽이 도통을 시작하려고 할 때 앞서 도통하던 소자가 완전히 소호되기를 기다려 다음의 소자를 점호시키기 위한 직류 링크의 단락방지 지연시간이다.

따라서 여기에 소요되는 시간의 지연을 고려하여 MOSFET 게이트를 구동하여야 하며 본 硏究에서는 0.5° 의 時間 遲延을 고려하여 PWM 波形 데이타를 만들었다. 그러나 이의 時間 遲延을 너무 크게 하면 이론치의 波形에 비하여 큰 오차가 발생하여 인버터의 성능에 좋지 않은 영향을 끼치게 되므로 가능한 고속 스위칭 소자인 MOSFET를 사용하여 단락 상태의 유발을 최소한 줄였다.

5. 시뮬레이션 및 실험결과

PWM 인버터의 特定 高調波 除去를 위한 스위칭 解를 數値解析的인 방법과 直線 近似化 방법으로 구한 후 이에 대한 각각의 차수별 高調波 성분을 시뮬레이션 할 수 있다.

시뮬레이션을 행함에 있어 4분파 대칭의 波

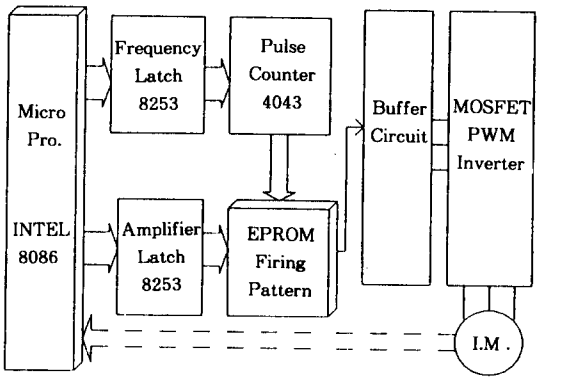
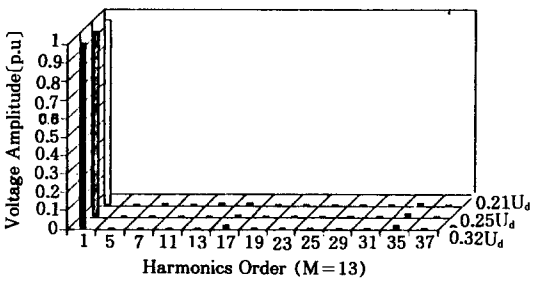
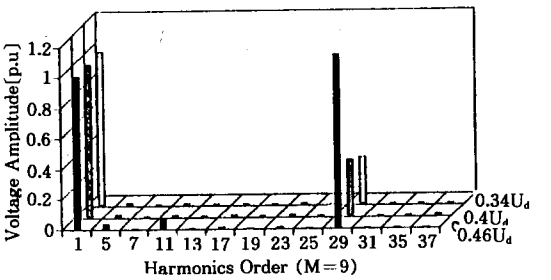


그림 11. 전 시스템의 블럭선도
Fig 11. Block Diagram of the Total System.

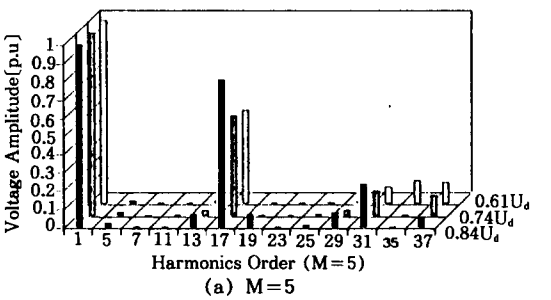


(a) M=13

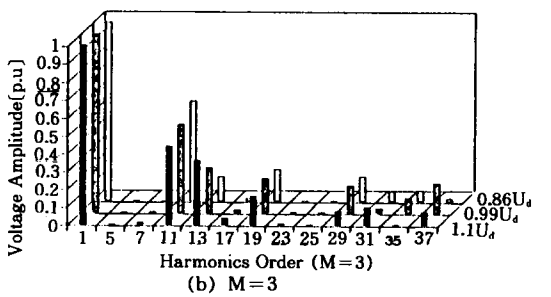


(b) M=9

그림 12. M=13, 9일때의 高調波 시뮬레이션
Fig 12. Harmonics Waveform Simulation at M=13, 9.



(a) M=5



(b) M=3

그림 13. M=5, 3일때의 高調波 시뮬레이션
Fig 13. Harmonics Waveform Simulation at M=5, 3.

形에서는 짝수배의 高調波는 나타나지 않으며 平衡 3상 부하에 있어서는 3차 배수의 高調波

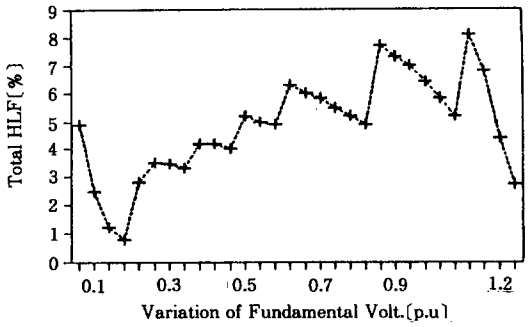


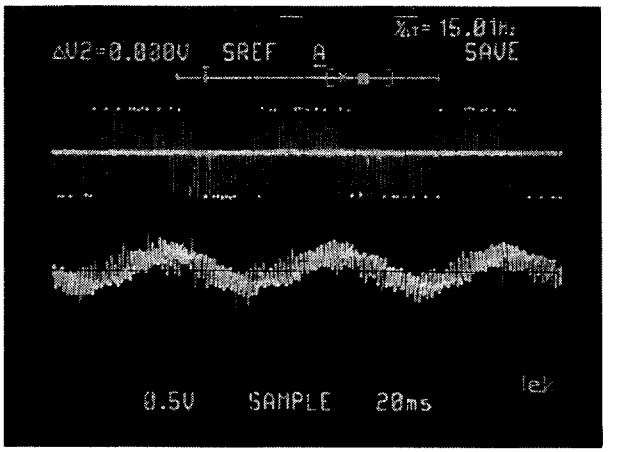
그림 14. 인버터의 高調波 損失率
Fig 14. Harmonics Loss Factor of the Inverter.

는 존재하지 않으므로 단지 6·i±1차(단 i=1, 2, 3…) 高調波만을 고려하면 된다. 그림12, 그림13은 스위칭수 M에 따라서 (M−1)개의 特定 高調波가 제거됨을 나타내었다. 그림14는 그림8과 같이 초핑 수 M=21부터 M=1에 해당하는 V/f패턴의 전 전압 구간내에서 인버터의 高調波 損失率을 나타낸 것이며 이때의 高調波에 의한 損失率은 약 4[%]~7[%]정도로 나타났다.

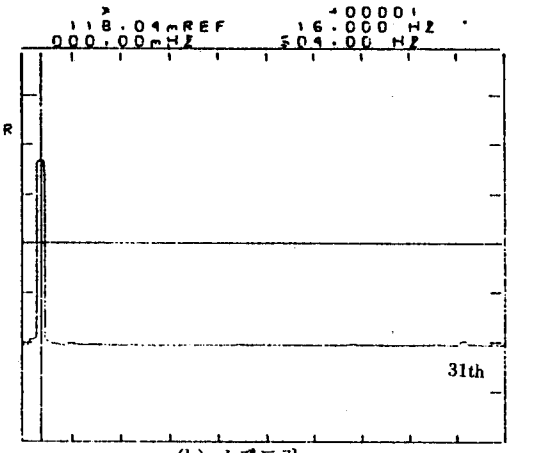
그림15, 그림16, 그림17은 V/f일정 제어의 스위칭 패턴에 의한 인버터 出力端에서 초핑 수 M=13, M=3, M=1일때 線間電壓과 線電流를 각각의 그림(a)에 표시하였고, 이때 PWM 인버터에 의한 유도전동기의 出力 電流波形의 스펙트럼 분석 결과를 그림(b)에 나타내었으며 각각의 화면 상단부에 주파수가 기록되어 있다.

유도전동기의 可變速 구동을 위하여 전압과 주파수의 지령을 변화시키면 PWM인버터의 變調器에 의하여 그에 해당하는 스위칭 변조가 선택되어진다. 그림18은 이때의 變調變換과정을 나타내기 위하여 出力端에서 線間電壓과 線電流에 대하여 전환되는 과정의 波形을 나타내고 있다. 이 경우의 스위칭 수는 M=13에서 M=5, M=7에서 M=1로 바뀔 때이다.

이상의 實驗結果에서 원하는 特定 高調波가 스위칭 횟수에 따라 모두 除去됨을 알 수 있으며 유도전동기의 出力端에서는 正弦波에 가까운 電流波形을 얻을 수 있었다. 주파수를 고려하지 않는 시뮬레이션의 결과보다 전압변동에

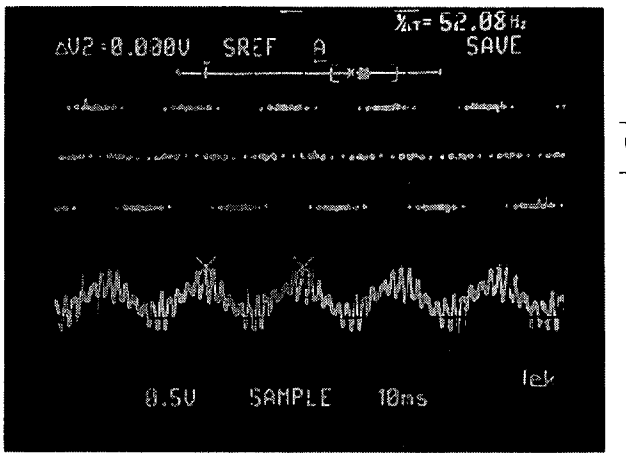


(a) 線間電壓 및 電流

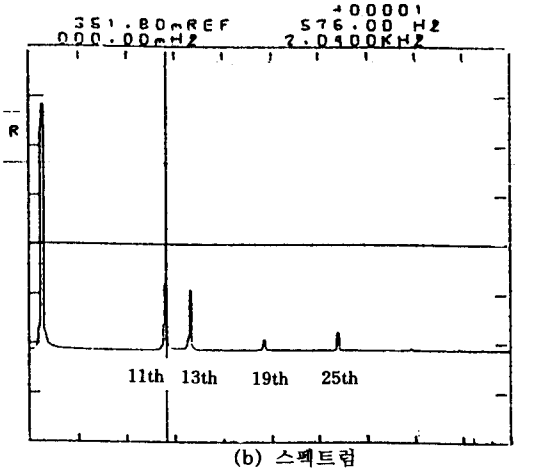


(b) 스펙트럼

그림 15. M=13일때의 線間電壓, 電流 및 스펙트럼 分析
Fig 15. Line voltage, Current and Spectrum Analysis at M=13. (f=15[Hz], $a_1=0.315U_d$)



(a) 線間電壓 및 電流



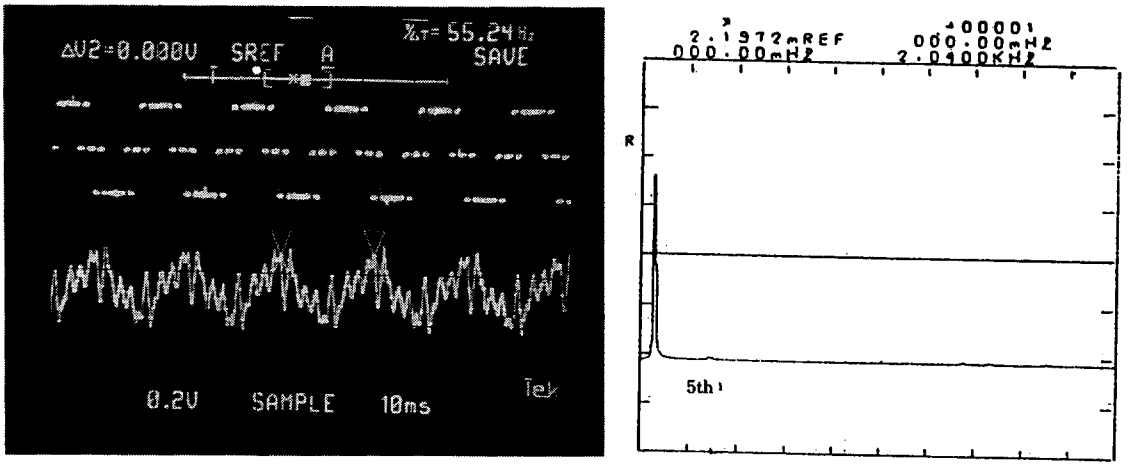
(b) 스펙트럼

그림 16. M=3일때의 線間電壓, 電流 및 스펙트럼 分析
Fig 16. Line Voltage, Current and Spectrum Analysis at M=3. (f=52[Hz] $a_1=1.1U_d$)

따라 주파수도 동시에 변화시킴으로써 더욱 高調波 성분이 제거됨을 스펙트럼 분석으로부터 알 수 있으며 속도변화시 변조비와 전류변화값의 추종이 잘 이루어짐을 알 수 있었다. 이상 實驗結果波形으로 本 硏究에서 제시한 펄스폭 變調方式의 인버터에 대한 妥當性을 立證하였다.

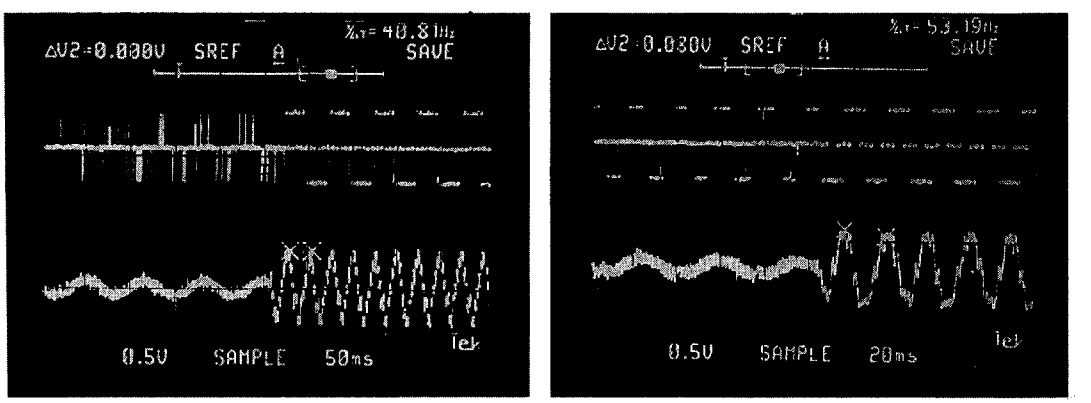
6. 결 론

電力 變換裝置의 技術發展과 더불어 반도체 소자를 이용한 인버터의 가변속 구동은 그 적용 범위가 날로 확대되는 추세에 있다. 그러나 이러한 인버터는 반도체 소자의 스위칭 작용으로 인하여 出力측에 많은 高調波 성분을 포함시켜 인버터의 운전시 電力損失, 電磁氣的 騷音, 溫度上昇 및 토오크 리플 등을 발생시킨다. 이는 전동기의 特性을 변화시키는 심각한 문제를 야기할 뿐만 아니라 입력측까지도 상당한 高調波 電流가 주입되기 때문에 전원을 통하여 다른 주변기기에 나쁜 영향을 주고 있다. 따라서 本 硏究에서는, 可變速 유도전동기를 주동



(a) 線間電壓 및 電流 (b) 스펙트럼

그림 17. M=1일때의 線間電壓, 電流 및 스펙트럼 分析
Fig 17. Line Voltage, Current and Spectrum Analysis at M=1.
(f=55[Hz] $a_1=1.26U_d$)



(a) M=13에서 M=5로 변화 (b) M=7에서 M=1로 변화

그림 18. M값 變化時 出力波形
Fig 18. Output Waveforms for changing M values.

하기 위한 PWM 인버터에 있어서 出力波形의 改善을 위한 高調波의 제거를 보다 효율적으로 수행하기 위한 多段 變造方式을 제안하였으며 이를 유도전동기의 구동시스템에 적용한 결과 高調波 제거 방법으로는 효과적이었음이 판명되었고 특히 V/f 일정제어 기법을 이용한 유도전동기의 可變速 제어에서는 좋은 應答特性을 얻을 수 있었다.

本 硏究의 結果를 要約하면 다음과 같다.

(1) 多段 變調方式의 적용 및 V/f일정 제어를 이용한 可變束 유도전동기의 운전에서 보다 효과적인 出力特性을 얻을 수 있었다.

(2) 제안된 알고리즘이 구현을 위한 誘導電動機 제어기로서는 마이크로프로세서를 이용하여 각 段의 절체 및 속도 제어를 간편하게 하였으며 實驗裝置의 해체 및 재구성이 필요없이 變調 수행시간을 短縮시켰다.

(3) 스위칭 解을 얻기 위하여 高調波 損失率의 차이가 거의 없는 直線 近似化 방법을 적용하여 계산시간을 短縮할 수 있는 알고리즘을 구하였다.

(4) 高速 스위칭 素子인 電力用 MOSFET를 사용하여 구동회로의 소형화 및 電力損失을 줄일 수 있었고 인버터의 스위칭 遲延時間을 최

소한 줄였다.

따라서 제안된 방식을 이용한 인버터는 産業設備의 많은 분야에 有用하게 適用되리라 기대되며, 특히 낮은 스위칭 주파수의 한계를 가지는 SCR, GTO 등의 대용량용 전력변환 분야 및 전기차량 시스템에서 더욱 효과적일 것으로 생각된다. 향후 과제로서는 인버터 출력에서의 보다 나은 정확성을 위하여 메모리용량 증가에 의한 고분해능의 적용과 可變速 制御를 보다 效率的으로 행하기 위한 制御技法이 개발되어야 할 것으로 思料된다.

참 고 문 헌

1) R.M. Green, et al, "Implementation of pulse width modulated inverter modulation strategies", IEEE Trans., Vol. IE-29, No. 2, pp.138-145, March/April, 1982.
2) Hiroshi Nagase, et al, "High-Performance Induction Motor Drive System Using a PWM Inverter", IEEE Trans., Vol. IA-20, No.6, pp.1482-1489, November/December, 1984.
3) B.Chalmers and B.R Sarker, "Induction Motor Losses due to Nonsinusidal supply Waveform", Proc., Inst. Elec. Eng, Vol.115, pp.1777-1782, Dec. 1968.
4) Satorusone, et al, "Harmonic Elimination of Microprocessor controlled PWM Inverter for Electric Traction", IECI '79 proceeding, pp.278-283, March 19-21.
5) Randall d. Adams, "Several Modulation Techniques for a Pulse Width Modulated Inverter", IEEE Trans., Vol. IA-8, No. 5, pp.636-643, 1972.
6) B. Mokrytzki, "Pulse width Modulated Inverter for AC Motor Dirves", IEEE Trans., Vol. IA-3, pp.493-503, 1977.
7) Pradeep Bhagwat, et al, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter", IEEE Trans., pp.793-803, 1980.
8) 田炳實, 鄭東洙, "마이크로 프로세서를 이용한 인버터 전압제어와 고조파 제거에 관한 연구", 大韓電氣學會誌, Vol. 36, No.2, pp.18-29, 1987.
9) 李允鐘, 鄭東和, "Optimal PWM 方式에 의한 可變束 誘導電動機의 雜音 및 振動 低減 硏究", 大韓電氣學會誌, Vol. 36, No.2, pp.27-34, 1987.
10) K. S. Rajashekara. "Microcomputer Based Symmetrical Sinusoidal Pluse Width Modulated Inverter", IEEE Trans., pp.34-38, 1981.
11) 電氣學會技術報告, "인버터·교류전동기 구동전기차의 현황", 鐵道車輛用 交流 主電動機調査 專門委員會, 1990년 2월, 日本.
12) Alberto Pollmann, et al, "A Digital Pulsewidth Modulator Employing Advanced Moudulation Techniques", IEEE Trans., Vol. IA-19, No. 3, May/June.
13) 朴忠圭, 田喜鍾, et al, "誘導電動機 驅動을 위한 PWM인버터의 高調波 除去 및 電壓制御의 구현" 照明·電氣設備學會誌 Vol.6, No.1, pp.40-48, 1992.