

三相 誘導電動機의 高効率 運轉을 위한 SW-VVVF 시스템에 관한 研究

SW-VVVF System for High Efficiency Drive of Induction Motor

柳 喆 魯*·李 公 熙**·李 星 龍[§]
(Chul-Ro Yu · Gong-Hee Lee · Seong-Ryong Lee)

요 약

本 論文에서는 三相 誘導電動機의 高効率 運轉을 위한 SW-VVVF(Sinusoidal Wave-Variable Voltage Variable Frequency) 시스템에 대하여 論하였다. SW-VVVF 시스템은 3상 24펄스 콘버터와 SPWM 인버터로 構成된다. 기존 12펄스 콘버터에 2 탭 변환용 다이오드가 결합된 콘버터는 入力電流의 高調波를 低減시키고, SPWM方式에 의한 인버터는 개선된 PLL 시스템과 V/F 제어기로 構成되어 出力電流의 高調波를 低減시킨다. 또한 誘導電動機를 일정슬립 주파수로 유지시키고, 負荷 變動에 따른 속도보상을 함으로써 高効率 運轉 알고리즘을 수행한다. 그러므로, 본 시스템은 入出力 電流의 高調波成分을 감소시키면서, 經濟的인 方法으로 誘導電動機를 高効率 運轉할 수 있는 裝置 이며, 實驗的으로 이의 유용성을 입증하였다.

Abstract-This paper describes Sinusoidal Wave-Variable Voltage Variable Frequency (SW-VVVF) system for the high efficiency drive of a 3-phase induction motor. SW-VVVF system consists of a 3-phase 24-pulse converter and a SPWM inverter. The converter with additional 2 tap diode circuits in interphase reactor reduces harmonics in input current. The SPWM inverter consists of an improved PLL system and a V/F controller, which reduces harmonics in output current and performs a high efficiency algorithm by maintaining a constant slip frequency and compensating for the velocity variation of the induction motor with the change of load. Therefore, this system reduces harmonics in input and output currents, and also can drive an induction motor with high efficiency in an economical way. We have proved its utility through experiment.

*正 會 員 : 全北大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

**正 會 員 : 全州工業專門大 電氣科 助教授 · 工博

§ 正 會 員 : 忠南電算專門大 電氣科 專任講師

接受日字 : 1988年 2月 29日

1次修正 : 1988年 5月 12日

2次修正 : 1988年 8月 8日

3次修正 : 1988年 12月 26日

1. 序 論

誘導電動機는 直流電動機에 비하여 構造가 간단 하여 견고하고, 보수가 용이하여 가격이 싸다는 長 點 때문에 産業電動力 應用分野에 많이 利用되고

있으나 低負荷時는 低效率, 低力率이며 可變速이 쉽지 않다는 短點을 가지고 있다.^{1,2)}

最近 半導體 技術의 發展으로 可變周波數의 전원 장치가 개발되어, 이에 의한 可變速은 여러分野에 應用되고 있다.

誘導電動機의 速度制御는 공극자속을 일정하게 유지하여 항상 큰 토크를 얻기 위한 방법으로, V/F를 일정하게 하는 VVVF 시스템이 가장 일반적이다.³⁾ 그러나, 이 시스템은 低負荷時 鉄損때문에 效率이 低下되므로, 低負荷時의 效率向上에 관한 研究⁴⁾도 활발하게 進行되고 있다. 또한 이 시스템은 입력측에 高調波 電流를 發生시키는데, 이것으로 인하여 전력계통측에 각종 유도장해를 일으키고, 교류기의 高調波 損失 및 백동토크等 많은 장애를 發生시킨다.^{5,6)} 이러한 電流의 高調波 影響을 줄이기 위하여 입력측에서는 필터와 多相化 方法等이 있으며, 필터에 의한 方法은 高調波가 發生한 후 차후처리식으로 증설하는 경우가 대부분으로, 당초의 설비 이외에 추가로 설비의 예산을 초과하는 短點이 있고, 多相化 方法은 일반적인 Δ 또는 Y결선의 3상 변압기의 조합만으로는 12상 이상의 정류 파형을 얻을 수 없기 때문에 더욱 多相化하기 위해서는 Zig-Zag 결선이나 Fork 결선 등의 相數變換用 變壓器를 必要로 하여 裝置의 大型化와 비용의 增大가 要求되어 경제상의 문제점이 있다. 또한 인버터의 출력파형에 포함된 高調波 低減을 위한 方法으로 PWM(Pulse Width Modulation) 方法이 있으며, 이 方法에는 삼각파와 정현파를 비교하여 변조하는 SPWM(Sinusoidal PWM) 方式, 적절한 平均함수를 선정한 스위칭 각을 구하는 OPWM(Optimal PWM) 方式, 임의의 高調波를 선택적으로 제거하는 SHE PWM(Selected Harmonic Erase PWM) 方式, 계산을 간소화하기 위하여 정현파를

부분적으로 선형화시킨 근사화 정현파 PWM 方式 등이 있다.⁵⁾

本 研究에서는 入出力 電流의 高調波 影響을 줄이기 위하여, 입력측에서는 종래의 12펄스 정류회로에 2배변환 보조회로의 부가만으로 간단하게 3상 24펄스 콘버터터를 構成하였다. 또한, 출력측에서는 高調波 低減 및 電動機 高效率 運轉을 위하여, V/F 제어기로 制御되는 SPWM方式에 의한 PWM 인버터터를 構成하였다. 그리하여 入力 高調波 低減型 콘버터터와 SPWM 인버터터를 결합한 SW-VVVF(Sinusoidal Wave-Variable Voltage Variable Frequency) 시스템을 제시했으며, 이 SW-VVVF 시스템과 개선된 PLL 方式을 利用하여 일정슬립으로 制御되는 高效率 運轉 시스템을 構成하고, 實驗의 方法으로 이의 우수성을 입증하였다.

2. SW-VVVF 시스템

그림 1은 本 研究에서 제시한 誘導電動機의 高效率 運轉 시스템의 블록선도이다. 本 高效率 運轉 시스템은 入出力 高調波 電流를 低減시키기 위한 SW-VVVF 시스템(검선 좌측부분)과, 高效率 運轉을 위하여 PLL 方式을 利用, 誘導電動機를 일정슬립으로 制御하는 高效率 運轉 시스템(검선 우측부분)으로 構成된다.

SW-VVVF 시스템은 入力電流의 高調波 低減을 위한 3상 24펄스 콘버터터와, 出力電流의 高調波 低減을 위한 SPWM인버터터로 構成되어 있다. 여기에 使用된 3상 24펄스 콘버터터는 기존 12펄스 콘버터터의 상간리액터에 2배를 설치하고, 2배변환용 다이오드를 부가하여 構成했으며, 전원측 변압기 결선(Δ -Y결선, Δ - Δ 결선)에 의한 CON. I, II의 出力電壓, 위상차로 생기는 상간리액터 전

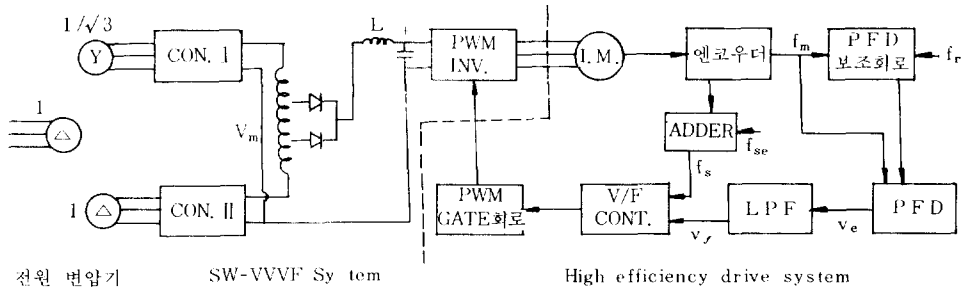


그림 1 유도전동기 고효율 운전시스템
Fig. 1 High efficiency drive system of induction motor.

압시 컨스에 따라 탭이 변환된다. 그러므로 상간리액터에는 2탭 변환회로에 의한 순환전류가 흐르게 되고 콘버터의入力電流에 영향을 미친다. 물론 상간리액터 탭의 위치 즉, 상간리액터 권수비에 따라 다르게 되므로 권수비를 0.25로 결정.^{7), 8)}入力電流의 高調波 低減效果를 극대화하도록 설계하였다. 그러므로 이 콘버터는 3상 전파정류회로(6펄스 콘버터) 또는 12펄스 콘버터에 비하여 入力電流의 高調波를 탭변환회로의 부가만으로 低減시킬 수 있는 경제적인 시스템임을 알 수 있다.^{7), 8), 9)}또한, SPWM인버터는 周波數 뿐 아니라 電壓까지 可變시킬 수 있는 시스템으로 出力電流의 高調波 低減效果가 크다.¹⁰⁾

本 研究에서는 誘導電動機의 일정슬립제어에 의한 高効率 運轉을 위하여 그림 1 (점선 우측부분)과 같이 V/F 제어기로 制御되는 SPWM 方式을 제안하였다.

3. 誘導電動機의 高効率 運轉

3.1 高効率 運轉 理論

誘導電動機의 出力토크 및 効率は 고정자에 공급되는 인버터 出力波形的 高調波에 의한 맥동토크의 영향을 무시하면 誘導電動機의 等価回路로부터 계산할 수 있다.^{4), 12), 13)}

이때, 誘導電動機의 出力토크는

$$T = \frac{mp}{4\pi} \left(\frac{V}{f_s} \right)^2 \left(\frac{R_2/f_{se}}{(R_1/f_s + R_2/f_{se})^2 + 4\pi^2(L_1 + L_2)^2} \right) \quad (1)$$

(p:극수 m:상수 f_s:고정자 주파수
f_{se}:슬립주파수 f_m:회전자 회전주파수)

와 같고, 이때의 効率は

$$\eta = \frac{R_2(1/f_{se} - 1/f_s)}{[(R_1/f_s + R_2/f_{se})^2 + 4\pi^2(L_1 + L_2)^2]f_s G_o + R_1/f_s + R_2/f_{se}} \quad (2)$$

과 같이 표시된다.¹³⁾ 식(2)에서 効率は 負荷의 크기에 관계없이 供給周波數 f_s와 슬립周波數 f_{se}의 函數임을 알 수 있고, 電動機 速度가 주어진 값으로 일정하게 維持된다면 f_m이 일정하게 되므로 식(2)는 f_{se}만의 函數로 된다. 이는 dη/df_{se}=0의 式으로부터 誘導電動機를 最高効率狀態로 運轉할 수 있는 最適슬립周波數를 계산할 수 있다. 그러나 電動機의 出力토크를 負荷토크에 일치시키기 위해서

는 슬립의 변화에 따라 入力電壓 V도 可變되어야 하기 때문에, 最適効率 運轉裝置를 構成하기 위해서는 各各의 速度와 負荷토크에 대응하는 最適슬립과 電壓을 연산하는 알고리즘이 必要하게 되므로 回路構成이 어렵다. 한편, 실제로 最速슬립주파수를 계산에 의해 구하는 것은 인버터 출력의 고조파 성분과 誘導機의 비선형 特性 때문에 매우 어렵다. 따라서, 本 研究에서는 이를 직접 측정에 의해 구하는 방법을 채택하였으며, 그 결과를 표 1에 나타내었다. 표 1에서 최고 効율을 나타내는 最速슬립주파수는 電動機 速度에 따라 변화하지만 그 變幅위가 0.7[Hz] 정도로 좁다는 것을 확인할 수 있었다. 또한 슬립주파수를 4.5[Hz]로 고정시킨 상태에서의 効율과 最速슬립 운전시의 効율과의 차이를 비교해보니 1~2[%] 정도로 미소함을 확인할 수 있었다.

표 1 슬립에 따른 効율의 비교

Table 1 Comparison of efficiency with slip.

속 도 [rpm]	最速슬립 [Hz]	부 하 [%]	효 율 [%]		비 고
			最速슬립 운 전 시	일정슬립 운 전 시	
1500	4.8	20	44	42	-2
		40	56	55	-1
		70	58	57	-1
1200	4.5	20	50	50	0
		40	56	56	0
		70	64	64	0
900	4.1	20	48.3	47	-1.3
		40	53.2	51	-1.2
		70	62	51	-1

따라서, 슬립주파수를 일정하게 維持시켜도 負荷變動에 따른 入力電壓의 可變만으로도 高効率 運轉이 가능함을 알 수 있다.¹⁴⁾ 그러므로, 本 研究에서는 高効率로 運轉할 수 있는 最速슬립주파수를 선정하여,

일정하게 維持시킴으로써 제어계를 간단히 할 수 있는 시스템을 제시했으며 그림 1과 같다. 이는 일정슬립주파수 f_{se}를 電動機 速度周波數 f_m과 합하여 電動機 供給周波數 f_s로 하는 制御系이다. 그러므로, 負荷變動에 따라 出力토크만 一致시켜 주면 된다. 이 알고리즘의 速度-토크 곡선상의 추이를 그림 2에 나타내었다. 처음 負荷토크 T_L상태에서 슬립주파수 f_{se}인 高

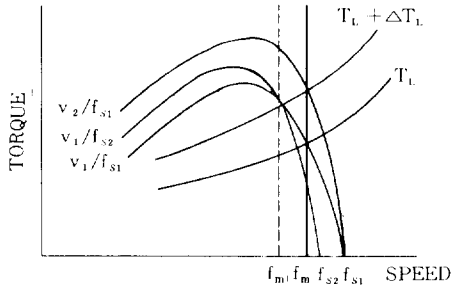


그림 2 일정슬립에 의한 속도-토크 곡선상의 추이
Fig. 2 Developed torque-speed curve by constant slip.

効率狀態로 運轉(동작점①)되고 있다가, 負荷가 ΔT_L 만큼 增加하면 動作점이 ①에서 ②로 移動하게 된다. 여기서 슬립주파수 f_{se} 는 일정하게 維持시켰기 때문에 電動機速度가 f_m 에서 f_m' 로 감소한 만큼 고정자 入力周波數 f_s 가 f_{s1} 에서 f_{s2} 로 감소하게 된다. 電動機速度를 f_m 으로 維持시키기 위하여 入力電壓 V_1 을 V_2 로 增加시켜주면, 動作점은 ②에서 ③으로 移動하고, 고정자 入力周波數는 f_{s2} 에서 f_{s1} 으로 돌아오게 된다. 즉 슬립주파수 f_{se} 를 고정시킴으로써 V_1/f_{s1} 의 高効率 狀態에서 負荷가 ΔT_L 만큼 增加하면, V_2/f_{s1} 의 狀態로 다시 高効率狀態를 維持한다.

3.2 回路 構成

誘導電動機의 高効率 運轉理論에 의한 알고리즘은 그림 1 과 같이 이미 우수한 速度制御能力을 입증받은 개선된 PLL 시스템과, V/F 제어기로 制御되는 SPWM 방식에 의하여 수행된다. 이는 PLL 시스템에 의하여 誘導電動機를 일정슬립주파수 f_{se} 로 維持시키고, 負荷變動에 따른 速度보상은 LPF (Low Pass Filter) 応答에 비례하는 電壓으로 制御하는 V/F 제어기에 의하여 制御된다.

그림 3 은 V/F 제어기의 블록선도 및 각부의 파형을 표시한다. 여기서 엔코더 出力周波數(電動機速度周波數) f_m 은 구형파로, 電動機의 回轉數에 따라 結定되며, PFD(Phase Frequency Detector)에서 기준주파수와 엔코더 出力주파수의 위상을 검출하여 그 위상오차전압을 LPF에 入力한다. 한편, 엔코더 出力周波數 f_m 은 슬립주파수 f_{se} 와 합하여 周波數 F_s 로 되고, 그 파형은 그림 3 (a)와 같다. 이 구형파는 실제 전동기 公供給주파수 f_s 가 되

도록 분주기를 거친 파형 그림 3 (b)와 같다. 정현파 발생기는 전동기 동기주파수 f_s 를 정현파로 변환시켜주며, 비교기에 의하여 삼각파와 크기를 비교하게 된다. 그림 3 (c)와 같은 정현파 출력 및 삼각파 출력파형은 비교기에서 그 크기를 비교하여 PWM파형인 그림 3 (d)를 發生시킨다. 여기서, 負荷變動에 의하여 電動機速度가 변하면 PLL 시스템의 PFD에서 위상오차전압을 發生하고, 이 電壓이 電動機同期周波數 f_s (그림 3 (c)의 정현파)에 竅해져서, PWM 파형(그림 3 (d))의 진폭에 영향을 미친다. 이상의 과정을 통하여 인버터 出力電壓은 PLL 시스템의 속도보상에 의한 정현파 진폭에 따라 결정되고, 出力周波數는 電動機速度 f_m 과 슬립주파수 f_{se} 의 합인 公供給주파수 f_s 로 유지된다. 이는 電動機 슬립周波數를 일정하게 유지시키면서, PLL 시스템에 의하여 PWM 신호의 진폭만을 可變시켜 電動機 速度를 制御함으로써 電動機를 高効率 狀態로 運轉시킬 수 있음을 의미한다.

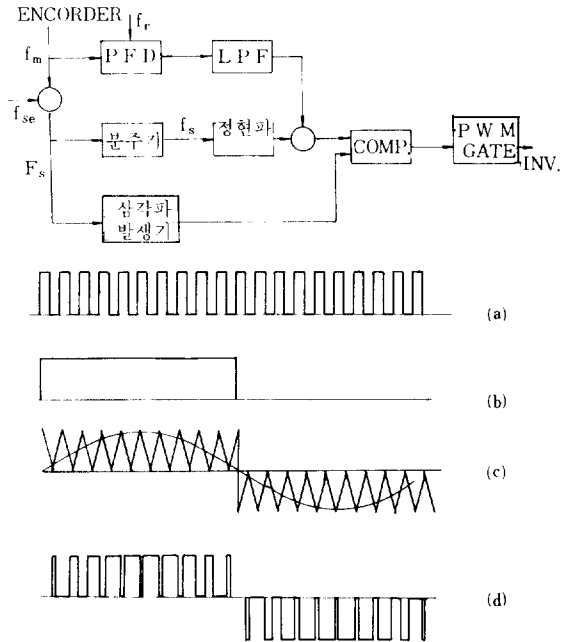


그림 3 V/F 제어기 블록선도 및 각부의 파형
Fig. 3 V/F controller block diagram & waveforms.

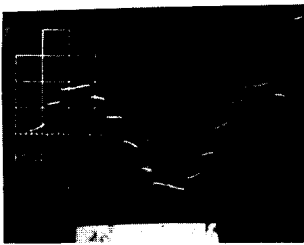
4. 實驗結果 및 考察

本 研究에서 제시한 SW-VVVF 시스템으로 制御되는 高効率 運轉裝置는 다음과 같다.

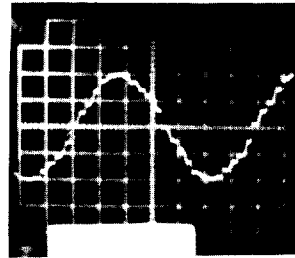
콘버터 : 3상전파 다이오우드 정류회로
 3[KVA]
 변압기 권수비 : $\begin{cases} 1 : 1/\sqrt{3} (\Delta - Y) \\ 1 : 1 (\Delta - \Delta) \end{cases}$
 변압기정격전압 : 220[V]
 상간리액터 (Interphase Transformer)용량
 : 300[VA]
 직류평활용리액터 : 30[mH]
 인버터 : 3상 PWM트랜지스터 인버터
 3[KVA]
 유도전동기 : $\begin{cases} 1/4 \text{ [Hp]}, 1670 \text{ [rpm]}, \text{ 슬립 } 7\% \\ \text{정격전압 } 220 \text{ [V]} \\ \text{정격전류 } 1 \text{ [A]} \end{cases}$

로 入力電流의 왜형율을 15.2[%]에서 6.89[%]로,
 直流電壓의 맥동분을 0.94[%]에서 0.31[%]로 감
 소시킬 수 있고,^{7)~9)} 실험으로도 高周波 低減效果
 가 현저함을 보인다. 그림 5는 本 研究에서 使用한
 SPWM인버터의 出力電壓 및 電流波형을 나타내
 었다. 따라서, 그림 4, 5는 本 研究에서 제시한 SW-
 VVVF 시스템이 入出力電流의 高調波를 減少시켜
 정현파화 할 수 있음을 입증해 준다.

그림 6은 誘導電動機의 速度制御를 위해 使用된,
 PLL시스템의 lock시의 波形이다. 이는 기준주파
 수 f_r 에 따라 電動機 回轉周波數 f_m 가 잘 일치함을
 볼 수 있으며, PFD 보조회로를 부가한 PLL 시스
 템의 lock 범위가 넓음을 입증한다. 그림 7은 기준



(a) 12펄스



(b) 24펄스 vertical 2A/div
horizontal 2mS/div

그림 4 입력측 전류의 실측 파형

Fig. 4 Osillograms of input line currents.

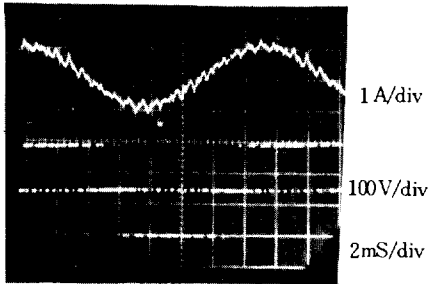


그림 5 출력측 전류 및 전압파형

Fig. 5 Osillograms of output current & voltage.

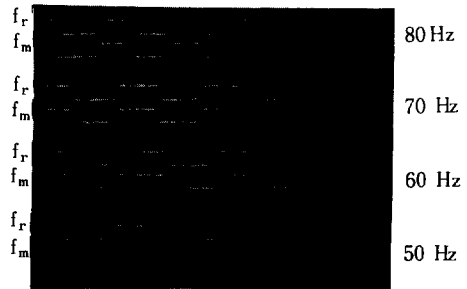


그림 6 시스템 lock시의 파형

Fig. 6 Waveforms of system lock.

그림 4는 本 研究에서 使用한 콘버터의 入力電
 流波형을, 12펄스 整流回路의 入力電流波형과 비교
 하여 나타내었다. 이는 12펄스 整流回路에 비하여
 本 方式에 의한 24펄스 콘버터의 경우, 이론적으

주파수를 변경시킬 때, 電動機 速度 応答狀態를 측
 정하기 위하여 LPF의 出力電壓을 측정한다. 結果이
 다. (電動機 速度는 측정편의상 negative파형임) 여
 기서 本 시스템은 기준주파수(operator의 명령)에

따라 어떠한 조건에서도 안정하게 lock됨을 보여준다. 따라서, 본 시스템은 속도제어제가 잘 이루어짐을 알 수 있다.

그림 8은 負荷를 無負荷狀態로 운전하다가 S점에서 30[%] 增加시켰을 때, 電動機 速度 및 LPF의 応答波형이다. 이것은 본 시스템이 負荷토크에 관계없이 電動機 速度를 일정하게 維持시킬 수 있음을 알 수 있다. 그림 9는 電動機가 900[rpm] 20[%] 負荷일 때, 기존의 狀態로 運轉하다가 S점에서 高効率 制御 알고리즘을 적용했을 때, 出力의 變化없이 入力이 29.8[%] 감소함을 보여준다. 여기서, 본 시스템이 負荷變動에 관계없이 速度를 일정하게 維持할 수 있고, 効率 改善 效果가 있음을 입증한다.

以上の 實驗結果를 통하여 본 SW-VVVF 시스템은 시스템의 入出力 高調波 電流를 감소시키면서, 經濟적으로 誘導電動機를 高効率 運轉할 수 있는 裝置라고 할 수 있다.

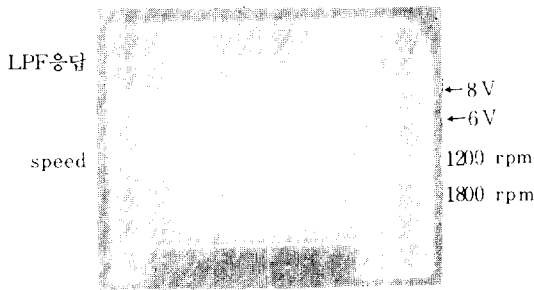


그림 7 전동기 속도 응답
Fig. 7 Speed response of induction motor.

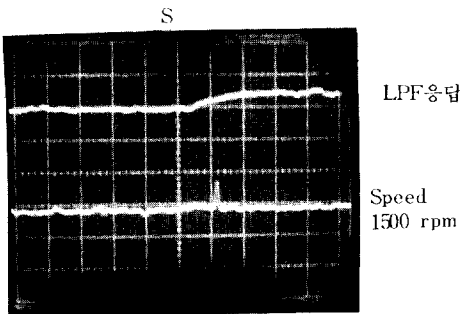


그림 8 부하변동시 시스템 응답
Fig. 8 System responses with load variation.

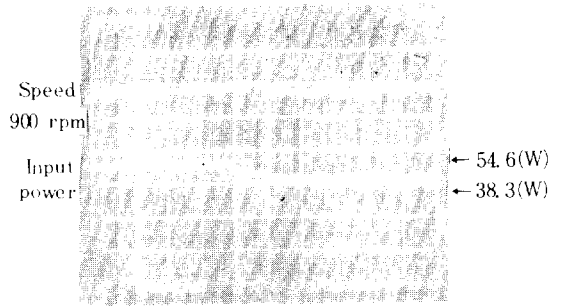


그림 9 속도와 입력의 파형
Fig. 9 Waveforms of speed & input power.

5. 結 論

本 研究에서는 入出力 電流의 高調波 低減 및 三 相誘導電動機의 高効率運轉을 위하여, 3상 24펄스 콘버터와 V/F制御器에 의하여 制御되는 SPWM 인버터를 조합하여 構成한 SW-VVVF 시스템과, 개선된 PLL方式을 利用한 새로운 高効率 運轉 시스템을 제시하였다.

本 研究에서 제시한 高効率 運轉 시스템으로 實驗한 結果 기존방식에 비하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) SW-VVVF 시스템에 의하여 入力 및 出力 電流의 高調波를 低減시켜 정현파화시킨다.
- 2) 개선된 PLL 시스템과 V/F制御器에 의하여, 負荷變動에 관계없이 誘導電動機의 定速運轉이 가능하다.
- 3) 일정슬립주파수 제어방식을 채택함으로써 誘導電動機의 效率를 負荷에 따라 經濟적으로 改善시킬 수 있다.

그러므로, 본 시스템은 入出力電流의 高調波 成分을 감소시키면서, 經濟的 方法으로 高効率運轉되므로 誘導電動機의 광범위한 速度制御가 要求되는 곳에 적용할 수 있으리라 사료된다.

앞으로, 本 電動機 制御시스템의 速度性을 向上시키고, 대용량의 전동기 제어를 위하여 回路의 대용량화에 대한 研究를 계속하고자 한다.

참 고 문 헌

1) Bimal K. Bose et al, "A High Performance Pulse width Modulation for an Inverter Fed Drive System Using Microcomputer," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 19, no.2, pp.235-234, Mar./ Apr., 1983.

- 2) P.C Sen & W.S. Mok, "Induction Motor Drive with Microcomputer control system," IEEE Conference Recode IAS Annual Meeting, pp.653-662, 1980.
- 3) Vithal V. Athani et al, "Microprocessor Control of a Three Phase Inverter in Induction Motor Speed Control System," IEEE-27, no.4, pp.291-298, Nov., 1980.
- 4) M.H. Park et al, "Optimal Efficiency Drive of Induction Motor with Current Source Inverter," IPEC-Tokyo, 1983.
- 5) IT Bau Huang et al, "Harmonic Reduction in Inverter by Use of Sinusoidal Pulse width Modulation," IEEE Trans., vol. IECI-27, no.3, pp.201-207, Aug., 1983.
- 6) M. Inoue, "Harmonic Propagation Characteristics on Power System," Takaoka Review, vol. 32-1, no. 105, 1985.
- 7) S. Miyairi et al, "A New Method of Reducing Harmonics of Rectifier Circuit by Switching Taps of Interphase Reactor," JIEE 60-B26, pp.39-46, Mar., 1985.
- 8) S.Y. Lee, "A Microprocessor-based Converter System of Reducing Harmonics in Input AC Line Currents," Ph.D. thesis, Jeonbuk National University, 1988.
- 9) C.R. Yu, et al, "A New Method for Reducing Harmonics in Input AC Line Currents of Converter by 2-4 Switching Taps on Interphase Reactor," KIEE, vol. 37, no.1, 1988.
- 10) Duncan A. Grant et al, "A New High Quality PWM AC Drive," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-19, no. 8, pp.211-216, Mar. / Apr., 1983.
- 11) N. Mohan, "Improvement in Energy Efficiency of Induction Motor by Means of Voltage Control," IEEE Trans., vol. PAS-99, pp.1466-1471, July / Aug., 1980.
- 12) Electric Control System (a book), by R.W. Jones, 3rd edition John Wiley & Sons, Inc., 1953.
- 13) M.H. Park, et al, "The Optimal Efficiency Drive of an Induction Motor by Slip Feedback," KIEE., vol. 32, no.3, Mar., 1983.
- 14) Y.T. Chung. et al, "A Study on the Microcomputer-based Three Phase Induction Motor Speed Control," KIEE. vol. 31, no.4. Apr., 1982.
- 15) R. Moffat, et al, "Digital Phase Locked Loop for Induction Motor Speed Control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-15, pp.176-182, Mar. / Apr., 1979.
- 16) Y.T. Chung. et al, "A Study on the Improvement of PLL System for Three Phase Induction Motor Speed Control," KIEE, vol. 30, no.12, Dec., 1981.