

論 文
34~8~5

인버터勵磁에 의한 誘導發電機의 研究

A Study on the Inverter- Excited Induction Generator

朴 旻 鎬* · 金 鎮 吾** · 金 庚 緒*** · 鄭 勝 基****
(Min-Ho Park · Jin-O Kim · Kyung-Su Kim · Seung-Gi Jeong)

Abstract

An inverter-excited induction generator is discussed in this paper. A brief review of the capacitor-excited induction generator is given and the steady state characteristics of the induction generator excited by an inverter are evaluated. It is shown that the output voltage of the system can be controlled by adjusting the slip, for given operating conditions. The introduction of feedback control makes it possible to control the output voltage stably over the wide range of speed and load. Experimental results are given. The output of the induction generator is then converted into a CVCF (Constant Voltage-Constant Frequency) power source using a PWM inverter with simple control circuit.

1. 서 론

靜止形電力變換裝置의 발전과 함께 誘導電動機의 可變速運轉은 개선을 거듭하여 이제 보편화되는 추세에 있다. 그 반면 유도기의 발전기로서는 運用은 아직 초보단계에서 크게 벗어나지 못하고 있는 실정이다. 종래에 유도발전기가 동기발전기에 비해 우수한 機械的인 특성을 지니고 있음에도 실용적인 가치를 얻지 못하였던 데는 다음과 같은 몇가지 이유를 들 수 있다. 즉 유도발전기는(籠形의 경우)원천적으로自動式發電이 불가능하여 단독발전용으로 보다는 주로 기존의 電力系統에서 補助電源으로 사용되어 왔다. 이때 勵磁電流를 공급받아야 하므로 역률이 상당히 나쁘고 효율면에 있어서도 同期機에 불리하다. 또한 固定子端에 勵磁用콘덴서를 부착하여 단독의 발전기로서 사용할 수도 있으나 이때는 부하에 따라 電壓과 周波數가 변동하므로 안정된 전원으로 사용할 수 없는 취약점을 지니고 있다.

이러한 점에서 볼 때 誘導發電機의 실용화에 있어서 관건은 勵磁電流를 어떻게 공급하느냐 하는 것과 단독발전에 있어서 전압과 주파수를 여하히 제어하느냐 하는 문제로 집약된다.

근래에 代替에너지源에 대한 요구가 점증함에 따라 風力, 小水力등과 같은 새로운 에너지원에 적합한 발전시스템으로서 유도발전기가 각광을 받고 있다.^{1),2)} 또한 靜止形 電力變換裝置의 가속적인 발전은 유도발전기의 응용에 새로운 轉機를 마련해 주고 있어^{3),4),5)} 유도발전기의 전망은 매우 밝다고 하겠다.

본 연구에서는 위에서 설명한 취약점을 제거하기 위해 인버터에 의해 勵磁되는 유도발전시스템의 諸特性을 기존의 콘덴서勵磁方式에 비교하여 논하였다. 이를 기초로 마이크로프로세서에 의한 피드백制御를 적용, 出力電壓을 일정하게 제어할 수 있음을 보였고 여기에 PWM 인버터를 사용함으로써 定電壓 定周波數 (CVCF)의 常用電源으로서의 적용 가능성 및 실험결과를 제시하였다.

2. 콘덴서勵磁에 의한 發電

인버터에 의한 勵磁에 앞서 콘덴서 勵磁에 의한 誘導發電機의 원리를 개략적으로 살펴보기로 하자.

*正 會 員 : 서울大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

**正 會 員 : 天安工專大 電子計算學科 專講

***正 會 員 : 金星計電研究所

****正 會 員 : 서울大 大學院 電氣工學科 博士課程

接受日字 : 1985年 5月 31日

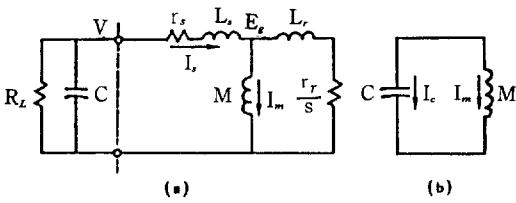


그림 1. (a) 유도발전기 등가회로
(b) 무부하시의 여자회로

Fig. 1. (a) Equivalent circuit of induction generator
(b) exciting circuit at no load.

그림 1(a)는 유도기의 相當等價回路에 콘덴서 및 負荷가 접속된 것을 나타내고 있다. 지금 부하가 없다고 가정하고 ($R_L \rightarrow \infty$) 슬립이 매우 작다고 하면 이는 그림(b)와 같은 LC 회로로 近似시킬 수 있다. 어떤 주파수에서 M과 C를 통해 전류 I_m 이 흐른다고 하면 양측의 電壓降下는 그림 2와 같은 관계를 갖는다. 勵磁回路의 飽和로 인해 두 곡선은 P점에서 만나게 되고 여기서 양측의 전압강하가 일치하므로 平衡狀態에 들어가게 된다. 이때의 주파수는 원동기의 속도에 해당하며 만일 원동기의 속도가 감소하면 주파수도 떨어지고 따라서 두 곡선은 점선과 같이 되어 평형점은 P'로 이동한다. 空隙電壓 역시 E_0 에서 E_1 로 감소하고 속도가 더욱 떨어지면 두 곡선이 거의 일치해서 평형점이 결정되지 않는 상태에 이른다. 따라서 이 속도 이하에서는 勵磁이 이루어지지 않아 발전을 할 수 없으며, 이러한 현상은 콘덴서의 용량을 감소시켰을 때도 일어난다. 콘덴서의 용량이 감소하면 직선의 기울기 $1/\omega C$ 는 증가하여 그림에서 보듯이 C_0 이하에서는 역시 평형점이 존재하지 않아 勵磁이 이루어지지 않는다. 이상에서 유도발전기가 勵磁되어 전압이 確立(build-up)되기 위

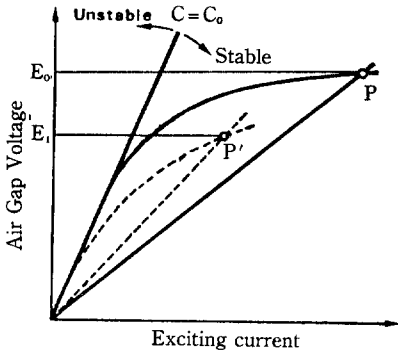


그림 2. 유도 발전기의 여자특성곡선
Fig. 2. Exciting characteristic curve of induction generator.

한 조건은 콘덴서의 容量 및 回轉速度와 밀접한 관련을 가짐을 알 수 있다.

다음으로 負荷를 고려했을 때, 전체시스템이 평형 상태에서 발전이 이루어지기 위해서는 그림 1(a)에 표시된 點線양측에서의 電力의 消費와 放出量이 일치하여야 한다. 고정자의 저항과 회전자 리액턴스에 의한 전압강하를 무시하면

$$V^2/R_L \cong V^2 / (r_r/s) \quad (2)$$

이 된다. 따라서 $s \cong r_r/R_L$ 이 성립하므로 固定子 周波數는

$$f \cong \omega_m / 2\pi(1 + r_r/R_L) \quad (3)$$

으로 주어진다. 여기서 ω_m 은 회전자의 電氣의角速度를 나타낸다. 일단 주파수가 구해지면 그림 2의 飽和特性曲線 및 콘덴서電壓을 나타내는 직선이 결정되고 여기서의 평형점으로부터 電壓이 결정된다. 그림 2의 평형점은 無效電力의 평형을 의미하므로 이 조건과 식(2)는 함께 全電力의 평형을 뜻하고 있다.

식(3)에서 보듯이 주파수는 부하가 증가함에 따라 떨어지고 발전전압 역시 감소한다. 일반적으로 콘덴서 勵磁에 의한 유도발전기의 出力電壓과 周波數는 負荷, 回轉速度, 콘덴서의 容量 및 勵磁回路의 飽和特性에 따라 변동하며 이러한 이유로 해서 유도발전기는 단독발전에 부적합한 것으로 간주되어 왔다.

3. 인버터터 勵磁에 의한 誘導發電機

그림 3은 본 연구의 대상인 인버터터에 의한 自勵式발전시스템을 나타낸 것이다. 인버터터는 스위칭에 의해 각상의 無效電力이 循環하면서 자동적으로 필요한 만큼의 勵磁電流가 공급되도록 하는 역할을 수행한다.⁶⁾ 여기서 인버터터의 直流側에 접속된 콘덴서는 發電電壓의 維持를 위한 소용량의 직류콘덴서이며 勵磁와는 무관하다.

인버터터에 의한 勵磁가 콘덴서 勵磁와 근본적으로 다른 점은 發電電壓의 주파수가 인버터터의 스위칭 주파수에 의해 결정된다는 점이다. 따라서 原動機의

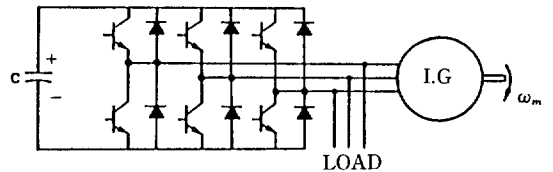


그림 3. 인버터터 여자에 의한 유도발전기
Fig. 3. Inverter-excited induction generator.

속도가 일정하다고 하면 슬립은 인버터의 주파수에 의해 좌우된다. 또한 出力電壓은 誘導機의 飽和曲線上에서 주어지므로 주파수와 전압사이의 관계를 알기 위해서는 슬립과 勵磁인덕턴스의 관계를 알 필요가 있다.

유도기의 일반적인 dq 모델에서 定常狀態의 관계식은

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_s & -\omega(L_{ls}+M) & 0 \\ \omega(L_{ls}+M) & r_s & \omega M \\ 0 & -s\omega M & r_r \\ s\omega M & 0 & s\omega(L_{lr}+M) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} -\omega M \\ 0 \\ -s\omega(L_{lr}+M) \\ r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (4)$$

여기서 좌변을 전류와 부하저항의 함수로 표현하면 $V_{sd} = -R_L i_{sd}$, $V_{sq} = 0$ 이므로 7) 이틀 식 (4)에 대입하여

$$Zi = 0 \quad (5)$$

$$\text{단 } Z = \begin{pmatrix} R_L + r_s & -\omega(M+L_{ls}) & 0 & -\omega M \\ \omega(M+L_{ls}) & r_s & \omega M & 0 \\ 0 & -s\omega M & r_r & -s\omega(M+L_{lr}) \\ s\omega M & 0 & s\omega(M+L_{lr}) & r_r \end{pmatrix}$$

의 관계식이 얻어진다. 식 (5)는 발전기와 인버터 그리고 부하를 포함한 전시스템의 平衡條件을 나타내는 식이며, 이들이 구성하는 閉回路에서의 全電壓降下가 영이 됨을 의미하고 있다. 따라서 식 (5)를 만족하면서 발전이 이루어지기 위해서는, 즉 $i \neq 0$ 인 解가 존재하기 위해서는 $\det(Z) = 0$ 이어야 한다. 이로부터

$$\det(Z) = AM^2 + BM + C = 0 \quad (6)$$

$$\text{단, } A = \omega^2 \{ sr_r + s^2 r_s + [r_r^2 + r_s r_r s + (x_s + x_r)^2 s^2] / R \}$$

$$B = 2\omega \{ s^2 r_s x_r + [(x_s x_r^2 + x_s^2 x_r) s^2 + X_s r_r^2] / R \}$$

$$C = r_s r_r^2 + s^2 r_s x_r + (r_r^2 x_s^2 + s^2 x_s^2 x_r^2) / R$$

$$R = r_s + R_L$$

의 2차방정식이 얻어지고 여기서 M을 계산하면 定常發電狀態에서의 勵磁인덕턴스가 슬립과 주파수(혹은 속도) 그리고 부하저항의 함수로 구해진다. 즉,

$$M = f(\omega, s, R_L) \quad (7)$$

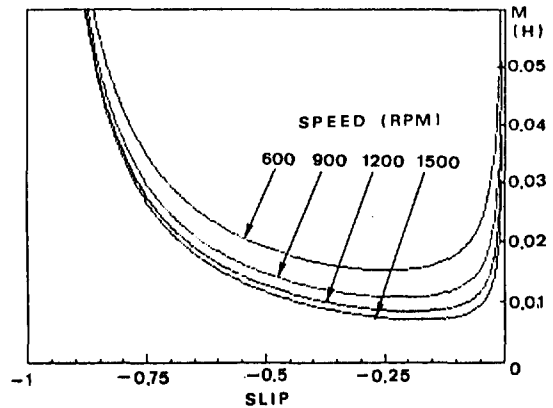


그림 4. 회전속도와 슬립의 변화에 따른 여자인덕턴스의 변화

Fig. 4. Magnetizing inductance as a function of speed and slip.

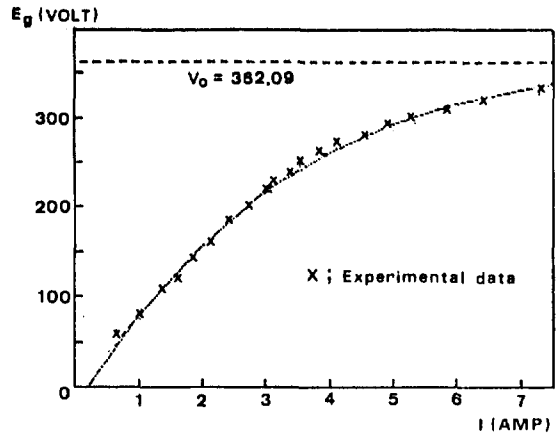


그림 5. 유도기의 飽和特性과 근사곡선식;

$$E_g = 362.09 [1 - e^{-(6.04 - 0.361)I}]$$

Fig. 5. Saturation characteristic curve of induction machine with the result of curve fitting;

$$E_g = 362.09 [1 - e^{-(6.04 - 0.361)I}]$$

그림 4는 이 관계를 회전속도의 변화에 따라 나타낸 것이다.

식(7)로부터 어떤 주어진 運轉條件하에서의 勵磁인덕턴스가 결정되면 발전기의 飽和特性曲線 상에서 이와 같은 勵磁인덕턴스를 갖는 점이 결정되고 이 점이 平衡運轉點이 된다. 그림 5는 실험에 사용된 유도기의 飽和特性曲線을 나타낸다. 좀더 解析的인 취급을 위하여 곡선을

$$E_g = V_0 [1 - e^{-(1 - I_0)K}] (\omega / 120 \pi)$$

$$(8)$$

의 近似式으로 표현할 수 있고⁴⁾ (V_0, I_0, K 는 常數)

$$M = V / \omega I$$

$$(9)$$

이므로 식 (8) 과 식 (9) 에서 전류를 消去하여

$$M = g(\omega, V) \quad (10)$$

의 관계식을 도출할 수 있다. 식 (10) 을 다시 식 (7) 과 결합하여 M을 消去하면 出力電壓과 슬립, 그리고 속도사이의 관계가 직접 구해진다. 그림 6은 이 결과를 여러 단계의 출력전압에 대한 슬립과 회전속도의 관계로 나타내고 있다. 이 그림으로부터 회전속도나 부하가 변화하여 출력전압이 변동했을 때는 슬립을 적절히 조절함으로써 전압을 일정치로 유지시킬 수 있음을 알 수 있다. 그러나 속도가 어느 이하로 떨어지면 슬립을 증가시켜도 출력전압을 유지할 수 없는 한계가 있게 된다. 그림 6의 각 곡선에서 내려진 垂線은 이 속도의 下限値를 나타내고 있으며, 이 관계를 그림 7에 표시하였다. 여기서 어떤 전압을 발전하기 위한 속도의 臨界値는 부하가 증가함에 따라 상승함을 알 수 있다.

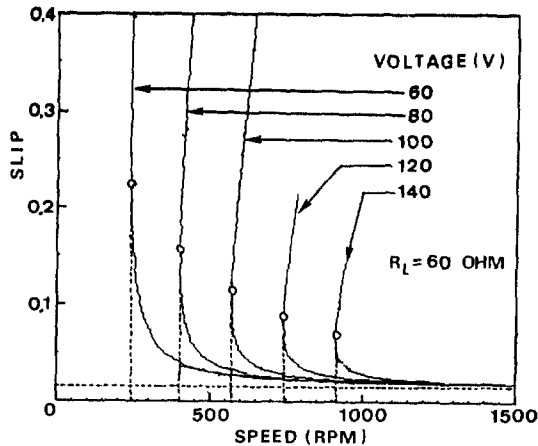


그림 6. 출력전압과 슬립, 속도사이의 관계
Fig. 6. Relationships between output voltage, slip and speed.

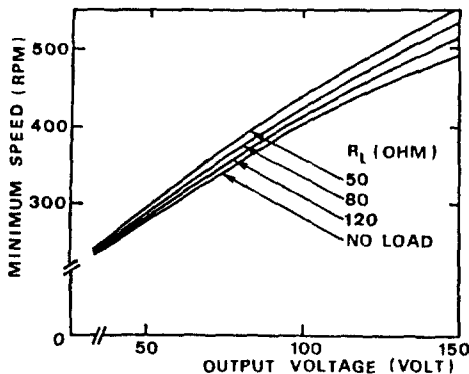


그림 7. 출력전압과 부하저항에 따른 臨界速度의 변화
Fig. 7. Critical speed on various values of output voltage and load resistance.

4. 피드백에 의한 電壓制御

본 연구에 사용된 시스템의 構成을 그림 8에 도시하였다. 原動機로는 2.2kw의 他勵式直流電動機를 사용하였고 誘導機의 常數는 다음과 같다.

$$r_s = 0.64 \Omega, r_r = 0.46 \Omega, x_s = x_r = 1.2 \Omega, x_m = 46.7 \Omega \text{ (비포화시)}$$

4극 3상 60Hz의 籠形誘導電動機

앞절에서 언급 하였듯이 발전전압의 제어는 슬립을 통해서, 즉 주어진 속도에서 인버터의 주파수를 조절함으로써 이루어질 수 있다. 따라서 인버터의 주파수는 기준 전압과 인버터의 직류측에서 검출한 전압의 차이에 의해 比例積分制御器를 통해 제어되도록 하였다. 制御器의 출력이 바로 인버터의 주파수를 제어하게 할 수도 있으나 시스템의 安定性을 고려, 誘導電動機의 閉루우프제어에 널리 사용되는 슬립制御方式을 원용하여 制御器의 출력이 '회전속도에 더해져서 인버터의 주파수가 되는 방식'을 택하였다. 여기서의 모든 계산과정은 Z-80 마이크로프로세서로 처리하였다.

그림 9는 인버터의 직류측과 교류측에서의 전압 및 전류의 파형이다. 閉루우프制御의 결과를 보이기 위해 그림 10과 11에서 制御中 부하 및 속도의 변화에 대한 출력전압의 상태를 각각 나타내었다. 여기서 부하와 속도의 광범위한 영역에서 定電壓制御가 安定하게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 그림 12는 전압제어의 과정에서 속도에 따른 슬립의 변화를 보여주고 있으며 정상상태에서의 전류와 슬립의 관계를 그림 13에 나타내었다.

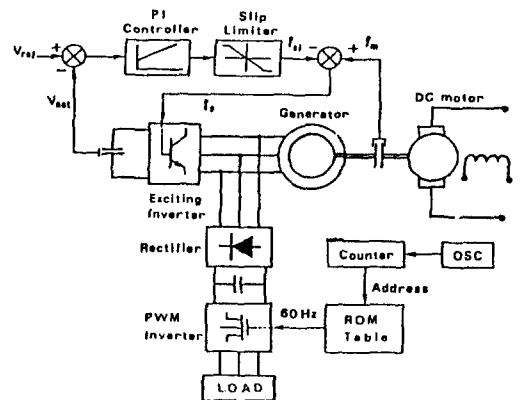


그림 8. 전 시스템의 構成圖
Fig. 8. Block diagram of overall system.

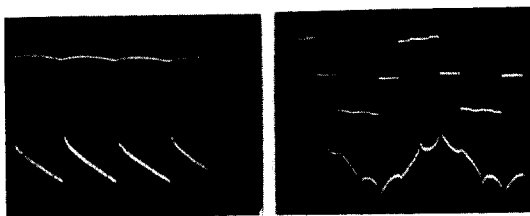


그림 9. 인버터의 (a) 직류측 및 (b) 교류측 전압과 전류의 파형

Fig. 9. Voltage and current waveform of the inverter (a) at dc side and (b) at ac side.

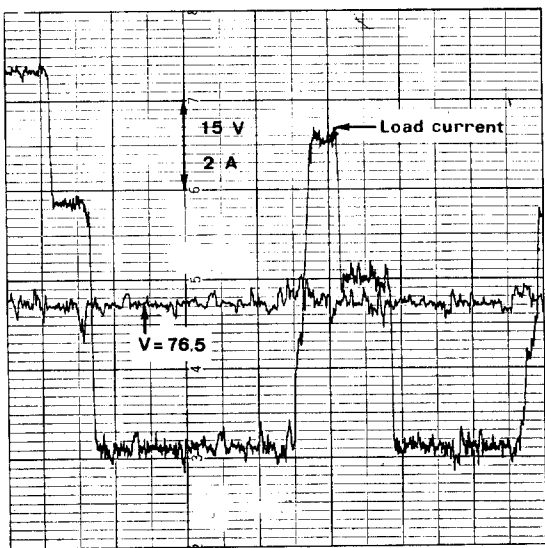


그림 10. 부하변동시의 출력전압

Fig. 10. Voltage regulation at load variations.

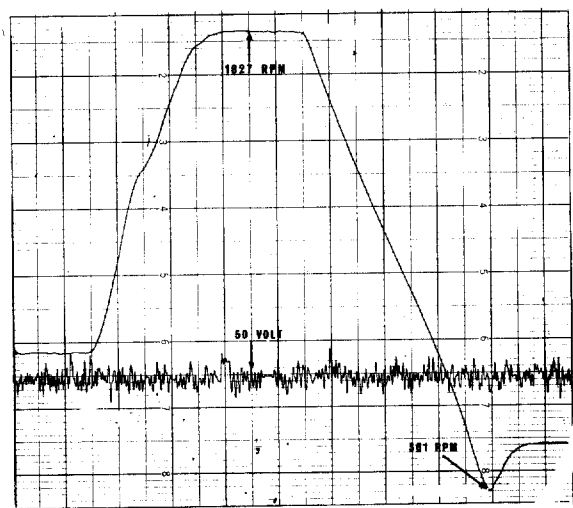


그림 11. 속도변동시의 출력전압

Fig. 11. Voltage regulation at speed variations.

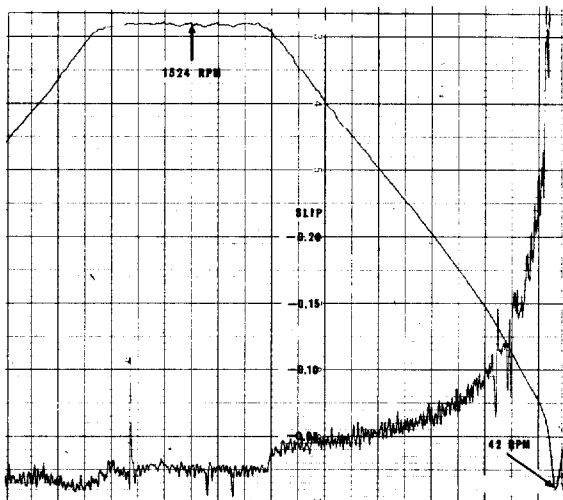


그림 12. 속도변동시 슬립의 변화

Fig. 12. Slip with speed variations.

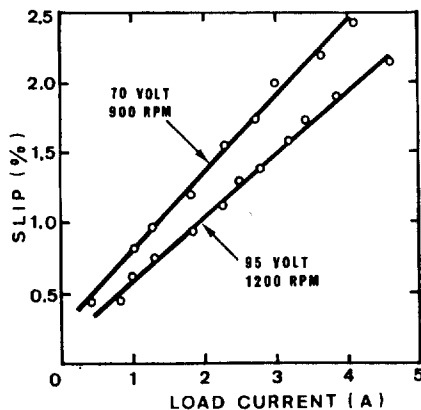


그림 13. 부하에 따른 슬립의 변화

Fig. 13. Slip at load variations.

5. 定電壓 定周波數(CVCF)源으로서의 응용

이상에서 본 바와 같이 유도발전기의 전압은 인버터 주파수의 제어를 통해 일정치로 유지할 수 있었다. 그러나 이때의 주파수는 인버터의 주파수에 해당하므로 일정한 주파수를 요구하는 常用電源으로는 적합하지 않다. 따라서 본 연구에서는 그림 8에 나타난 것과 같이 출력전압을 整流한 다음 PWM 인버터를 사용함으로써 高調波含有率을 최소로 하는 定電壓 定周波數의 電源으로 변화하였다.

일반적으로 그림 14와 같은 파형의 푸리에 급수는

$$F(\omega t) = \sum_{n, \text{even}} A_n \sin(n\omega t)$$

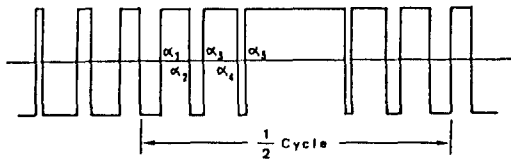


그림 14. PWM 파형
Fig. 14. PWM waveform.

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

(M; 스위칭 회수)

와 같이 구해지고^{8),9)} 여기서 n_1, n_2, \dots, n_k 차의 高調波를 제거하고자 하면

$$A_{n_1} = A_{n_2} = \dots = A_{n_k} = 0 \quad (M=k) \quad (11)$$

이어야 한다. 식(11)은 M개의 미지수 $\alpha_1 \dots \alpha_M$ 에 대한 M개의 비선형 방정식이고 이를 풀면 스위칭 시간 $\alpha_1 \dots \alpha_M$ 이 구해진다. 표 1은 M=5에 대한 계산결과이며 그림 15에 이에 대한 출력파형의 고조파 함유율을 표시하였다. 여기서 3, 9, 12 등의 3배수 고조파는 相間循環을 통해 자동적으로 제거되므로 고려에 넣지 않았다.

표 1에서 구해진 스위칭시간은 ROM Table로 간단히 구현할 수 있다. 표 1의 제 3열은 2K(2048 byte) ROM에서의 번지수를 나타내며 ROM의 매 번지에는 여섯개의 스위칭소자에 대한 ON, OFF상태가 6bit의 정보로 저장되어 있다. 따라서 수정 발진자에서 발진되는 펄스의 수를 헤아려 카운터의 출력에 해당되는 번지수에 저장된 정보에 따라 스위칭 상태가 결정되게 하였으며 여기서 수정발진자의 적절한 선택과 나누기 회로의 挿入에 의해 정확한 60 Hz의 출력을 얻을 수 있었다. 이론적으로 제거할 고조파의 차수는 얼마든지 높일 수 있으나 실제로는

표 1. K=5 (5, 7, 11, 13, 17 고조파 제거) 일 때의 스위칭 지점

Table 1. ON-OFF points for K=5 (elimination of 5, 7, 11, 13, 17 -th harmonics).

	스 위 칭 각 도	ROM (2K) 번 지 수
α_1	6.795°	39
α_2	17.296°	98
α_3	21.025°	120
α_4	34.657°	197
α_5	35.940°	205

ROM의 용량, 소자의 스위칭속도, 스너버회로에 의한 시간지연등에 의해 제한을 받으므로 본 연구에서는 17고조파까지만을 제거하도록 하였다.

PWM 인버터는 스위칭속도가 빠른 電力用 MOS-FET를 사용하여 구성하였다. 그림 16은 PWM인버터의 線間 및 相電壓의 파형이며 그림 17은 여기에 소용량의 필터를 접속하였을 때의 전압과 전류의 파형이다.

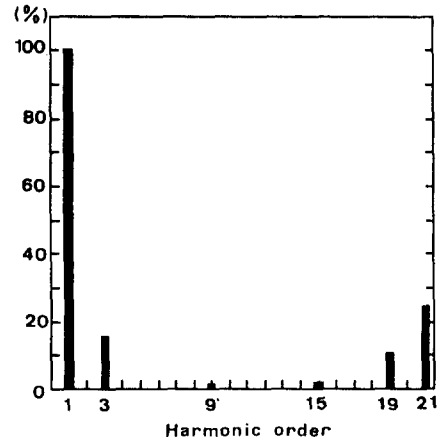


그림 15. 출력의 고조파함유율
Fig. 15. Harmonic contents of output waveform.

6. 결 론

본 연구에서는 기존의 콘덴서 여자 방식에 비교하여 인버터 여자에 의한 自動式 誘導發電機의 特性을 고찰하고 피드백에 의한 定電壓制御를 실현하였다. 또한 여기서의 출력을 PWM인버터를 통해 매우 간단한 방법으로 최소의 고조파 함유율을 갖는 定電壓定周波數源으로 변환함으로써 유도발전기의 常用電源으로서의 사용가능성을 보였다.

현재 유도발전기의 이론은 형성단계에 있어 본 연구에 제시한 시스템을 포함, 여러 가능성이 검토되고 있다. 더우기 인버터에 의한 여자 방식은 본고에서의 電壓形인버터나 PWM인버터를 사용하는 방법등 매우 다양한 가능성을 내포하고 있으며 대형 발전시스템의 경우에는 卷線形誘導機에 대한 回轉子勵磁方式도 유력시되고 있다. 따라서 이들에 대한 비교연구와 함께 본고에서의 시스템에 대해서도 발전과정의 전반적인 시뮬레이션, 高調波의 영향, 過渡狀態에서의 動特性등에 관한 연구가 뒤따라야 할 것이다.

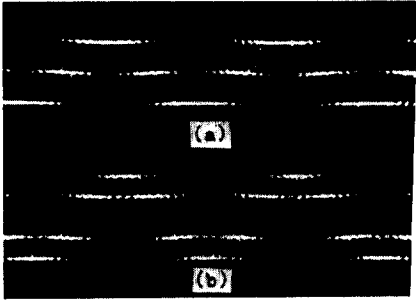


그림 16. PWM 인버터 출력의

(a) 선간전압 (b) 상전압 파형

Fig. 16. Output waveform of (a) line-to-line voltage and (b) phase voltage of PWM inverter

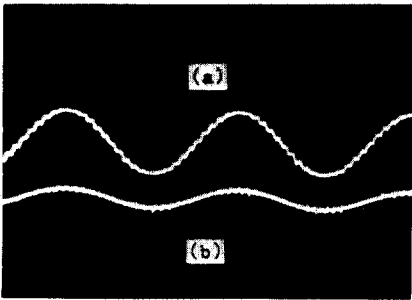


그림 17. 필터를 거친후의

(a) 전압 및 (b) 전류의 파형

Fig. 17. Filtered waveform of (a) voltage and (b) current.

參考文獻

1) D.B. Watson, et. al, "Controllable dc Power Supp-

ly from Wind-driven Self-Excited Induction Machines", Proc. IEE, vol. 126, no. 12, 1979

2) A.K. Tandon, et. al, "Steady State Analysis of Capacitor Self-Excited Induction Generators", IEEE Trans. vol. PAS-103, no. 3, 1984.

3) M.C. Brennen and A. Abbondanti, "Static Exciters for Induction Generators", IEEE Trans., vol. IA-13, no. 5, 1977.

4) J. Arrilaga, et. al, "Static Power Conversion from Self-Excited Induction Generators", Proc. IEE, vol. 125, no. 8, 1978.

5) J.A.A. Melkebeek, et. al, "Steady State Modeling of Regeneration and Self-Excitation in Induction Machines", IEEE Trans., vol. PAS-102, no. 8, 1983.

6) D.W. Novotny, "Switching Function Representation of Polyphase Invertors", Conf. Rec. of 10th Annu. Meet. Ind. Appl. Soc., 1975.

7) 金鎮吾, 朴旻鎬, "Voltage Regulation of Inverter-Excited Induction Generators", 석사학위 논문 서울대학교 전기공학과, 1983.

8) 金庚緒, 朴旻鎬, "A Study on VS-CVCF Drive of Induction Generators", 석사학위 논문 서울대학교 전기공학과, 1984.

9) Patel and Hoft, "Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters ; Part I-Harmonic Elimination", IEEE Trans., vol. IA-9, 1973.