

유도전동기의 고성능 슬립전력 회수방식에 대한 연구

論 文
48B-8-6

A Study on the High Performance Slip Power Recovery System in Induction Motor

朴 漢 雄* · 朴 晟 濬** · 安 珍 雨*** · 朴 進 吉§ · 金 喆 禹§§ · 黃 煥 文§§
(Han-Woong Park · Sung-Jun Park · Jin-Woo Ahn · Jin-Kil Park ·
Cheul-U Kim · Young-Moon Hwang)

Abstract : Among the variable-speed AC motor drive systems, the static slip power recovery system has been widely adopted in large power drives because a high efficiency drive can be obtained by recovering the slip power to the AC line. Although many improvements have been made in this system, several problems also remain such as the need of transformer in inverter AC side, which results in limiting speed control range and increasing the losses, production of reactive power by the control of inverter firing angle, harmonics in line currents, and so on. This paper presents the novel high performance slip power recovery system using the boost converter and small size filter in the rotor circuit, which recovers slip power of a wound rotor induction machine to AC supply efficiently with the aid of the boost converter, in which most of the problems in conventional system can be solved. The speed can be controlled by the duty ratio of the converter switch, not by inverter firing angle. As a results, the proposed system can operate in high power factor and the harmonic currents caused by the inverter and rectifier can be considerably suppressed. The validity of the proposed system verified by demonstrating the good agreement in the simulation and experimental results.

Key Words : Induction Motor, Slip Power Recovery, Switch Mode Converter, Power Factor Correction, Harmonic Reduction

1. 서론

최근 산업계로부터 고효율이면서 신뢰성있는 속도제어 구동시스템의 요구에 부응하여 3상 권선형 유도전동기의 회전자 여자에 의한 속도제어 방식인 슬립전력 회수시스템(slip power recovery system)에 대한 연구가 다양하게 이루어지고 있다 [1~9]. 이러한 시스템은 유도전동기의 속도제어 능력의 취약성을 개선하여 직류전동기와 같은 속도-토크 특성을 가지면서도 동시에 높은 효율로써 운전할 수 있기 때문에 대용량의 팬이나 펌프 및 그와 유사한 특성을 갖는 구동시스템에 주로 적용되어져 왔다.

이러한 정지식 슬립전력 회수시스템은 DC-Link단에서 정류기와 인버터의 직류 평균전압을 정합시키는 방법으로 동작시킴으로써, 회전자에 슬립주파수에 해당하는 가변전압/가변주파수의 교류전압을 직접 여자시켜 그 크기와 위상을 제어해야 하는 어려운 문제를 해결할 수 있었다. 이 구동시스템은 일반적으로 토크특성이 우수하고 높은 효율로써 속도를 제어할 수 있는 장점이 있지만, 속도제어 범위가 좁고 역률이 낮으며 전원전류에 고조파성분이 혼입되는 단점을 가지고 있다. 그 결과 시스템의 출력이 감소하고 고조파토크가 증가할 뿐만 아니라 전

원계통에 고조파장애를 발생시키는 등의 문제점을 가지고 있다. 이러한 저역률 특성은 권선형 유도전동기의 고정자/회전자 간의 권선비가 크기 때문에 인버터의 점호각을 보통 90° 부근에서 동작시킴으로써 회수전력의 역률이 저하하는 것과, 정류기의 轉流시 발생하는 전류중복각에 의해 회전자측의 역률이 저하하는 것이 그 원인이다. 또 전원전류의 고조파성분은 정류기 및 인버터 반도체소자의 스위칭에 의해 발생하는 것으로 인버터에 의한 영향이 크다.

이러한 문제점들을 개선하기 위해 많은 방법들이 제시되어 왔지만, 가장 간단하고도 효과적인 방법으로써, 정합용 변압기를 설치하여 인버터의 교류측 전압을 낮추어 줌으로써 우수한 토크 및 효율 특성은 그대로 유지하면서도 역률의 저하와 고조파 전원전류의 발생을 억제시키고자 하였다[1~4]. 이후 이러한 시스템을 기본으로 하여 실용화가 진행되어 왔고 또한 이를 뒷받침할 수 있는 보다 정확한 정성적 및 정량적 해석을 시도하는 연구가 주류를 이루어 왔다[5~7].

최근에 이르러서는 회전자의 속도기전력이 작아서 발생하는 특성저하를 개선하기 위해 전력변환기의 직류단에서 낮은 회전자전압을 보상시켜 주는 부스트컨버터(boost converter)를 적용시킨 연구[8,9]들이 있었지만, 큰 용량의 변압기나 필터회로를 필요로 할 뿐만 아니라 전력용 반도체의 숫자가 크게 증가하는 단점이 있었다. 더 큰 문제는 정류기와 부스트 컨버터 및 인버터 등에 사용된 모든 전력용 반도체소자가 고주파의 스위칭을 담당하게 됨으로써 스위칭손실을 증대시킬 뿐만 아니라, 회전자측에 이러한 고주파전류가 흐름으로써 해서 기기의 철

* 正 會 員 : 海軍士官學校 電氣工學科 助教授 · 工博

** 正 會 員 : 巨濟大 電氣科 助教授 · 工博

*** 正 會 員 : 慶星大 電氣工學科 副教授 · 工博

§ 正 會 員 : 韓國海洋大 機關學科 教授 · 工博

§§ 正 會 員 : 釜山大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1998年 12月 5日

最終完了 : 1999年 7月 12日

손을 증가시키는 결과를 초래했다.

따라서 본 논문에서는 기존의 슬립전력 회수시스템이 가지는 우수한 속도-토크 특성과 고효율 특성을 그대로 유지하면서 저역률이나 전원의 고조파혼입 문제를 개선하고자 한다. 이를 위하여 유도전동기의 회전자측 전압에 대한 귀환 전원전압의 비를 낮추어 속도제어 범위를 확대하는 기법으로서, 우선 주파수 변환회로에 스위치모드 컨버터(switch mode converter) [10, 11]를 도입함으로써 회전자측 전압을 증압시켜 슬립전력을 전원측으로 회수시키는 방식을 제안하였다. 이 과정에서 인버터의 점호각을 적정치로 설정하고 속도제어 요소로서 부스트컨버터의 듀티비를 채택함으로써 슬립전력 귀환측의 무효 전력을 억제함과 동시에 회전자측을 단위역률로 동작시키는 능동 역률 정정(active power factor correction)기법을 도입한다. 그 결과 회전자전류는 정현파형태가 되며 귀환전류는 부스트컨버터에 의해 그 크기가 작아짐으로써 전원전류의 고조파성분을 크게 억제시킬 수 있다. 덧붙여 제안된 방식을 해석하고 이에 대해 이론적 근거를 제시함과 동시에 기존의 슬립전력 회수시스템과 비교하여 특성의 개선의 정도를 실험적 해석에 의하여 입증하고자 한다.

2. 제안된 슬립전력 회수시스템

2.1. 구성 및 동작

본 연구에서 도입하는 스위치모드 컨버터에 의한 슬립전력 회수시스템의 개략도는 그림 1과 같다. 전체시스템은 유도전동기 그리고 L_r 및 C_r 로 이루어진 전류필터부, L_b 와 Q_b 및 다이오드 정류기로 이루어진 스위치 모드 컨버터와 전력회수용 싸이리스터 인버터로 이루어져 있다. 본 시스템은 종래의 슬립전력 회수시스템의 다이오드 컨버터와 전력회수용 인버터를 그대로 사용하면서 DC-Link단에 부스트컨버터를, 컨버터의 교류측에 필터커패시터와 부스트인덕터를 추가시킨 구조로 되어 있다. 시스템의 기본적인 동작원리는 다음과 같다.

먼저 회전자 2차입력은 정류기에서 직류전력으로 변환된 뒤 부스트컨버터에 의해 저전압-대전류 형태의 직류전력이 고전압-저전류 형태의 직류전력으로 변환되고 이를 인버터에 의해 전원측으로 귀환시키는 과정을 거치게 된다. 결과적으로 낮은 회전자전압을 보상하기 위해 변압기에 의해 인버터의 교류측 전압을 높여 주는 방법을 사용한 기존 시스템과는 달리, 본 시스템은 DC-Link에서 DC/DC 부스트컨버터를 이용하여 정류된 직류전압을 증폭시키는 방법을 채택하고 있다. 이때 인버터의 점호각은 180° 로 동작시키는 것이 가장 효과적이지만, 부하토크가 커지면 전원측의 임피던스에 의해 점호실폐가 발생할

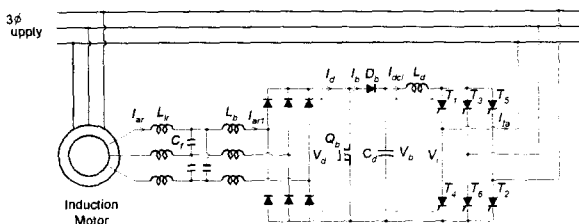


그림 1. 제안된 슬립전력 회수시스템의 구성도
Fig. 1. Schematic diagram of the proposed slip power recovery system

수 있으므로 이를 고려하여 165° 로 설정하였다. 인버터의 점호각을 165° 로 고정시켜 주면 부스트컨버터의 듀티비에 따라 출력전압 v_b 가 인버터의 직류평균전압 v_i 와 같아지도록 회전자측의 슬립이 변화하게 된다. 따라서 부스트스위치의 ON구간을 펄스폭 변조(Pulse width modulation, 이하 PWM)방식에 의해 조절함으로써 전동기의 속도를 제어할 수 있다. 그 결과 귀환전류는 전원전압에 대해 항상 165° 의 위상을 가지게 되므로 귀환전류는 대부분 유효전력형태로 전원으로 귀환된다. 이때 귀환전류는 기존 시스템과 마찬가지로 고조파성분을 포함하고 있지만 전원전류에서 고조파성분이 차지하는 비율은 크게 낮아지게 된다.

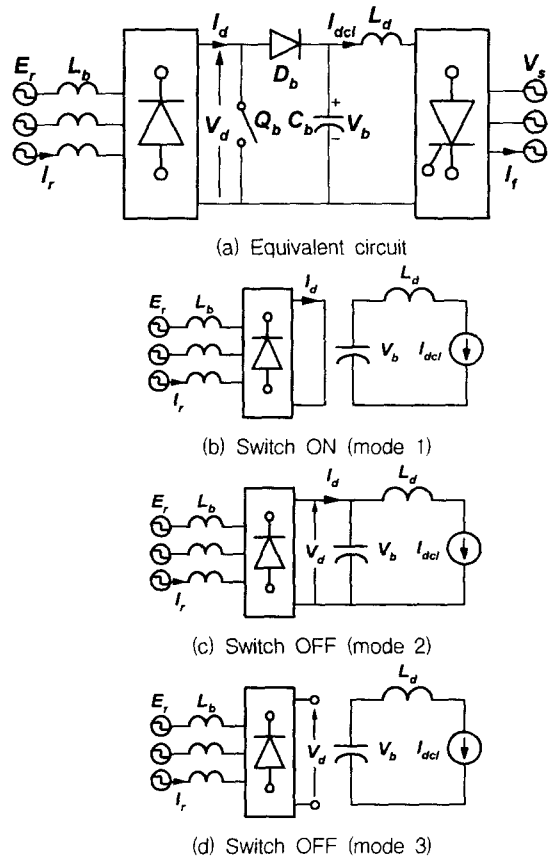


그림 2 입력필터를 제외한 등가회로와 동작모드
Fig. 2 Equivalent circuit without input filter and its operating modes

한편, 회전자회로의 동작을 설명하기 위해, 입력필터를 생략한 회전자측 등가회로와 각 동작모드 및 그때의 부스트인덕터 전류를 나타낸 것이 그림 2와 그림 3에 각각 주어져 있다. 먼저, 스위치 Q_b 가 ON되면 그림 2(b)의 mode 1과 같이 컨버터 교류측은 인덕터 L_b 와 다이오드 정류기 및 Q_b 를 통하여 단락되어 있다. 그리고 부스트인덕터 전류 i_d 은 상전압의 순시치에 비례하여 증가하기 시작한다. 이때 ON구간 동안에 도달하게 되는 전류의 최대치는 이 구간 동안의 상전압의 크기에 비례한다(그림 3(b)의 θ_1). 이어서 Q_b 가 OFF되면 그림 2(c)의 mode 2와 같이 부스트인덕터는 ON구간 동안에 축적된 에너지를 평활용 콘덴서와 인버터측으로 방출하면서 평활용 콘덴서 전압 v_b 는 증가하고 i_d 은 감소하기 시작한다. 이때 i_d 이 감소하는

비율은 v_b 에 의해 결정된다. 그리고 v_b 는 제어용 전원인 인버터의 직류측 전압 v_d 와 그 평균값이 같으며, 제안된 시스템의 경우 인버터의 점화각을 $\alpha = 165^\circ$ 로 설정하면 v_d 의 평균값은 대략 290[V] 정도로서 회전자전압을 정류한 v_a 에 비해 매우 크게 된다. 따라서 Q_b 가 OFF되면 전류는 급격히 감소하여 항상 0에 도달하게 된다(그림 3(b)의 θ_3). 따라서 스위치모드 컨버터는 항상 불연속모드(discontinuous mode)로 동작하게 된다. 그 이후 인덕터전류가 영이 되면 그림 2(d)의 mode 3과 같이 전원측은 전류가 흐르지 않고 평활용 콘덴서는 축적에너지

지만 발생한다고 볼 수 있으므로 고조파를 크게 억제시킬 수 있다.

2.2. 속도제어의 원리

일반적으로 슬립 s 로 회전하고 있는 유도전동기의 회전자측에 3상 풀 브리지 정류기를 사용할 경우, 이 정류기의 직류측 인덕터가 대단히 커서 직류전류 I_d 가 연속이라면 정류기의 직류측 평균전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_d^c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_{mr}' = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{s}{a_m} \cdot V_{ms} \quad (1)$$

여기서 위 첨자 "c"는 연속전류모드인 경우를 나타내며, V_{ms} 는 고정자 상전압의 최대치, V_{mr}' 는 고정자측으로 환산한 회전자 상전압의 최대치, a_m 는 고정자/회전자 권선비이다. 그런데 정류기 직류측에 듀티비 D^c 로 동작하는 부스트컨버터를 적용할 경우, 정류기 직류측의 평균전압 V_d^c 는 θ_1 구간 동안의 전압은 영이므로 θ_2 구간 동안의 전압 v_b 를 주기 T 에 걸쳐 평균한 것과 같다.

$$V_d^c = \frac{\theta_2}{T} \cdot V_b = (1 - D^c) \cdot V_b \quad (2)$$

여기서 $T = \theta_1 + \theta_2$, $D^c = \theta_1 / (\theta_1 + \theta_2)$ 이다. 유도전동기의 운전조건이 동일할 경우 두 평균전압의 크기는 같으므로 식(1)과 (2)로부터 다음 식이 성립한다.

$$(1 - D^c) \cdot V_b = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{s}{a_m} \cdot V_{ms} \quad (3)$$

한편 인버터의 점화각이 α 일 때 인버터 직류측에 나타나는 평균전압은 v_b 와 같다.

$$V_b = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_{ms} \cdot \cos \alpha \quad (4)$$

따라서 식(3)과 (4)로부터

$$s = -(1 - D^c) \cdot a_m \cdot \cos \alpha \quad (5)$$

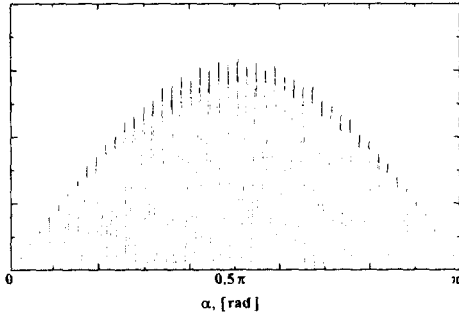
인 관계식을 갖는다. 그러나 본 연구에서처럼 정류기 직류측 전류가 불연속일 경우는 전류가 흐르지 않는 θ_3 구간(mode 3)이 존재하게 되므로 이 구간은 부스트인덕터에 전력을 저장하거나 또는 C_b 측으로 전력을 전달하지 않는 구간이 된다. 따라서 이때의 정류기 직류측 전압은 식(1)과 같은 3상 회전자 유기전압을 정류한 전압이 그대로 나타나지만 I_d 가 영이므로 전력전달에는 관여하지 않는다. 따라서 본 연구의 경우 정류기 직류측 평균전압 V_d^c 는 역시 θ_2 구간 동안의 V_b 전압을 주기 T 에 걸쳐 평균한 것과 같지만 그 크기는 다음 식과 같이 다르게 된다.

$$V_d = \frac{\theta_2}{T} \cdot V_b = (1 - D - \frac{\theta_3}{T}) \cdot V_b \quad (6)$$

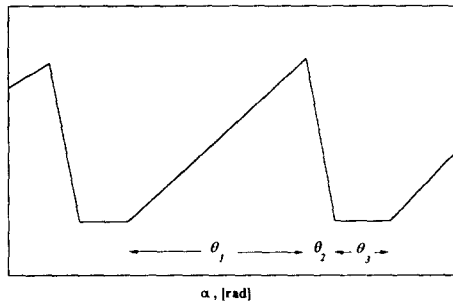
여기서 불연속모드를 나타내기 위한 첨자는 생략했으며, 듀티비는 $D = \theta_1 / (\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) = \theta_1 / T$ 이고 $T = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3$ 이다. 식 (3)과 (4)의 과정을 되풀이하면 최종식은 다음과 같다.

$$s = -(1 - D - \frac{\theta_3}{T}) \cdot a_m \cdot \cos \alpha \quad (7)$$

위 수식에서 알 수 있듯이, α 가 일정할 경우 슬립 s 는 D 와 θ_3 에 따라 변화한다. 한편 그림3(b)의 임의의 시간에서 인덕터전류 i_L 의 증가시에는 인덕터에 식(1)의 V_d 전압이 인가되고



(a) i_L for half period slip frequency



(b) i_L for a period of f_b

그림 3 부스트인덕터 전류 파형
Fig. 3 Boost inductor current waveform

를 인버터측으로 방출하면서 전원으로 에너지를 전달한다(그림 3(b)의 θ_3). 다시 스위치가 ON되면 같은 과정을 되풀이하게 된다. 이때 회전자의 상전압은 정현적으로 변화하므로 스위치의 ON구간 동안에 도달하는 인덕터전류의 피크치도 정현적으로 변화한다. 그리고 각 전류펄스는 OFF구간 동안에 항상 0이 되기 때문에 전류펄스 캐의 평균값도 정현적으로 변화한다. 이때 i_L 은 슬립주파수의 기본파성분 s_f 와, 부스트스위치의 스위칭주파수 f_b 부근에 분포한 고조파성분으로 이루어져 있다. 스위칭주파수가 보통 수 [kHz] 이상이므로 부스트인덕터 전류의 고조파성분은 소용량의 필터에 의해 쉽게 필터링시킬 수 있다. 따라서 부스트스위치의 ON-OFF 동작을 통해 회전자전류 i_L 은 거의 정현파에 가까울 뿐만 아니라, 상전압 v_b 와 같은 위상을 가지게 됨으로써 회전자회로는 단위역률로 동작하게 된다.

결론적으로 회전자회로와 전력회수회로는 매우 높은 역률로써 동작하기 때문에 제안된 시스템의 역률은 거의 전동기 자체의 역률에 의해 결정되게 된다. 또한 회전자전류가 정현파이므로 전원의 고조파전류는 오직 작은 크기의 귀환전류에 의해

감소시에는 ($V_b - V_{dc}$)의 전압이 인가되므로 식(1)과 식(4)로부터 다음의 관계가 성립한다[11].

$$\theta_2 = - \frac{1}{\frac{a_m \cos \alpha + 1}{s}} \theta_1 \quad (8)$$

따라서 $T = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3$ 를 이용하면 θ_3/T 는 다음과 같다.

$$\frac{\theta_3}{T} = 1 + D \frac{a_m \cos \alpha}{a_m \cos \alpha + s} \quad (9)$$

α 를 일정하게 하면 $\cos \alpha$ 는 음이 되므로 우변의 두 번째 항의 분모도 음이 된다. 따라서 θ_3 는 D 의 변수로써 서로 반비례 관계에 있음을 알 수 있다. 결론적으로 부스트스위치의 듀티비를 변화시키면 전동기의 속도를 변화시킬 수 있음을 알 수 있다.

3. 시스템의 설계 및 구성

스위치모드 컨버터에 의한 슬립전력 회수시스템의 실험장치는 전동기와 부하 그리고 정지식 전력변환기 및 제어부로 구성되며 전체 시스템에 대한 블록도는 그림 4와 같다. 먼저 피 시험 전동기는 상용 3상 권선형 유도전동기로서 상세한 제원은 다음 절에서 제시되어 있다. 부하는 부하토크의 변동에 따른 전동기의 속도 및 출력의 변화를 측정할 수 있는 정격출력 3[Hp]의 직류발전기를 사용하였다.

정지식 전력변환기는 다이오드정류기와 부스트컨버터 및 사이리스터 인버터로 구성된다. 이때 컨버터와 인버터는 기존 시스템에서 사용한 것과 정격 및 구성이 같다. 그러나 제안된 시스템의 경우 부스터컨버터에 의해 전원으로 반환되는 슬립전력의 전류가 $(1-D)$ 배 만큼 감소하게 되므로 사이리스터의 정격을 결정하는 데에 주된 영향을 미치는 전류용량을 감소시킬 수 있어 인버터의 단가를 경감시킬 수 있는 장점이 있다.

한편 컨버터소자로서 스위칭속도가 느린 일반 전력용 다이오드를 사용함으로써 부스터컨버터의 스위칭 주파수를 2[kHz] 정도로 설정한 결과 이로 인해 정류기와 부스트컨버터의 전류스트레스가 증가하고 부스터인덕터의 용량이 커질 뿐만 아니라 필터회로의 캐패시터도 용량이 큰 것을 사용해야 했다. 그러므로 다소 단가가 비싼 고속 다이오드로 컨버터를 구성할 경우 부스트컨버터의 스위칭주파수를 높일 수 있다. 따라서 전술한 수동소자들의 용량을 크게 감소시킬 수 있으므로 컨버터의 단가상승은 수동소자의 단가경감으로 충분히 보상될 수 있을 것이다. 부스트컨버터는 고속스위칭과 자기소호가 가능한 IGBT와 역방향전류 저지용 블록킹다이오드 및 부스터인덕터와 평활용 전해콘덴서로 이루어져 있다.

제안된 시스템은, 전동기의 회전속도에 따라 회전자 유기 전압의 크기와 주파수가 변화하고 부스트컨버터의 직류 출력전압이 사이리스터 인버터의 직류출전압의 평균값으로 고정되어 있기 때문에, 스위치모드 컨버터를 적용할 때는 부스트스위치의 스위칭주파수와 고조파전류 필터의 크기 및 부스트인덕터를 적절한 값으로 선정할 필요가 있다.

먼저, 부스트스위치의 스위칭주파수 f_b 는 입력필터는 물론 부스트인덕터와 정류기 다이오드의 정격을 결정하는 데에 큰 영향을 미친다. f_b 가 크면 부스트인덕터를 흐르는 전류의 상승률을 줄일 수 있으므로 정류기 다이오드의 전류스트레스를 줄일 수 있고 필터와 부스트인덕터의 크기도 경감시킬 수 있다.

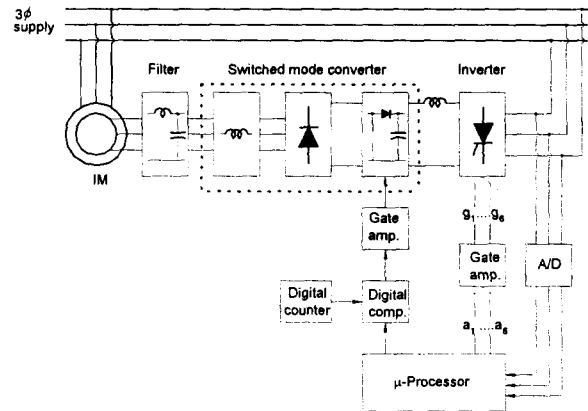


그림 4 제안된 슬립전력 회수시스템의 블록도
Fig. 4 Block diagram of the proposed slip power recovery system

그러나 반도체소자의 스위칭손실이 증가하고 부스트인덕터에서의 철손도 증가하며 정류기는 고속용 다이오드를 사용해야 하는 단점이 있다. 본 실험에서는 정류기소자로서 스위칭속도가 느린 일반 다이오드를 사용하였으며 스위칭주파수는 2[kHz]로 선정하였다.

부스트인덕터의 인덕턴스를 크게 하면, 부스트스위치의 ON 구간 동안에 전류의 상승을 억제시켜 정류기의 다이오드나 스위치의 전류스트레스를 감소시킬 수 있지만 부피나 무게, 단가 등을 고려하면 될수록 작은 것이 좋지만, 고주파전류에 의해 철심에서의 철손이 크게 될 뿐만 아니라 열도 많이 발생된다. 따라서 본 연구에서는 하나의 철심에 3개의 권선을 감은 3상 인덕터를 사용하되 회전자전류가 큰 경우 자기회로에서 포화가 발생하지 않도록 하기 위해 한 상의 전류가 역방향으로 흐르도록 구성하였으며, 철손을 줄이기 위해 철심을 페라이트(ferrite)로 하고 인덕터의 부피와 동손을 줄이기 위해 권선을 Ritz wire로 하여 제작하되 크기와 단가를 고려하여 500 [μ H]로 선정했다.

한편, 필터는 본 연구에서는 회전자의 누설 인덕턴스를 필터의 L_f 로 이용하기 때문에 부가적인 인덕터를 필요로 하지 않는 장점이 있다. 전동기의 누설인덕턴스는 보통의 스위치모드 컨버터에서 필요로 하는 인덕턴스보다 그 값이 크기 때문에 스위칭주파수를 작게 할 수 있다. L_f 의 값은 이미 선정되어 있으므로, 이미 보고된 필터의 선정기준[11]에 따라 C_f 를 계산하면 90 [μ F]이 된다. 이 값은 회전자전류가 정격값으로 흐를 때를 가정한 경우로 상당히 큰 값이지만, 실험에서는 정격전류의 80[%] 이하로 전류를 흘리도록 운전범위를 정하고 75 [μ F]를 사용하였다. 한편 부스트컨버터의 출력측의 평활용 커패시터 역시 같은 선정기준에 따라 500 [μ F]로 선택했다.

4. 실험 결과

제안된 슬립전력 회수시스템이 가지는 특성을 이해하고 문제점을 개선하기에 앞서, 먼저 기존의 시스템을 구성하고 실험과 시뮬레이션을 통해 얻은 결과를 해석하였다. 사용된 권선형 유도전동기는 4극, 3[Hp], 220[V], 60[Hz]이기로서 회전자에

대한 고정자의 권선비는 $a_m = 2.2$ 이며 표 1과 같은 파라미터를 가지고 있다. 이때 회전자측 및 DC-Link 인덕터 등의 파라미터는 고정자측으로 환산한 뒤 동기속도로 회전하는 $d-q$ 축의 양으로 나타낸 것이다. 부하로서는 직류발전기를 사용하였으며, 인버터는 사이리스터를 이용하여 3상 6펄스형으로 구성하였다.

표 1 시스템의 제 정수
Table 1 System parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
R_s	1.2 [Ω]	R_r'	0.484 [Ω]
R_r'	1.0 [Ω]	X_s'	15.08 [Ω]
X_s	39.55 [Ω]	C_f	75 [μF]
X_r'	39.55 [Ω]	L_f	500 [μH]
X_r	30.84 [Ω]	L_b	500 [μH]

제시된 실험결과는 인버터의 점호각을 165° 로 하고 D 를 0.6~1.0으로 변환시키면서 속도에 대한 토크, 효율, 역률 특성을 측정하였다.

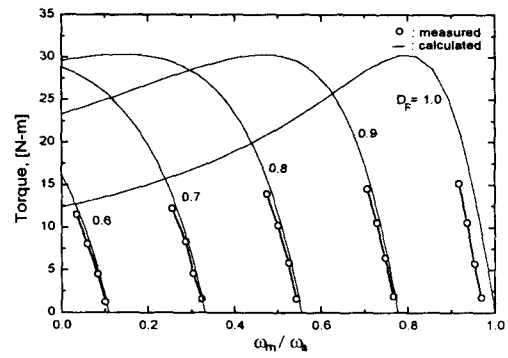
4.1. 속도-토크 특성

실험에서는 인버터의 점호각을 165° 로 고정시키고 부스트 컨버터의 듀티비 D 를 1.0 부터 0.6 까지 변화시켜 가면서 속도에 대한 토크를 측정하였으며, 식(7)과 (9)에 의한 계산치가 그림 5(a)에 함께 주어져 있다. 그림 5(b)는 종래의 점호각 제어 방식에 의한 실험치와 식(5)에 의한 계산치를 나타낸다.

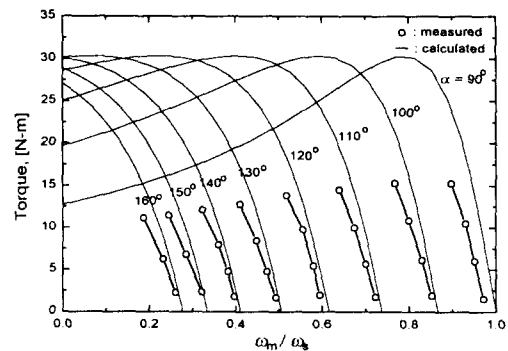
실험결과에서 보듯이 제안된 시스템의 듀티비 변화에 따른 토크특성은 그림 5(b)의 기존 시스템의 인버터 점호각제어와 거의 같은 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다. 시뮬레이션에 의한 계산결과도 실험결과와 거의 일치하고 있다. 따라서 제안된 시스템은 우수한 속도-토크 특성을 그대로 유지하고 있음을 확인할 수 있다. 그러나 듀티비가 0.9 이상이 되면 필터 회로나 부스트인덕터 및 반도체소자의 포화전압 등에 의해 발생한 전압강하로 인해 전원측으로 슬립전력이 회수되기 어렵기 때문에 이를 무시한 시뮬레이션에 의한 결과치보다 속도변동률이 다소 저하하게 된다. 그러나 변압기를 사용한 기존 시스템에 비해 변압기 및 DC-Link 인덕터에서의 손실을 크게 감소시킨 결과 속도-토크 특성이 다소 개선되었음을 알 수 있다. 그리고 듀티비의 변화에 따른 속도의 변화가 선형적으로 나타나고 있는 것도 기존시스템에서는 실현시킬 수 없는 큰 장점이 될 수 있다. 또 $D=1$ 인 경우는 회전자회로가 정류기를 통해 단락되어 있으므로 전동기의 단락운전시와 거의 같은 특성을 나타낸다.

4.2. 효율 특성

그림 6은 제안된 방식과 기존 방식에 대한 효율특성을 나타내며, 점선은 각 방식에서의 최대효율점을 연결한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 실험결과는 종래의 슬립전력 회수시스템에 비해 약간의 특성개선 효과가 나타남을 볼 수 있다. 이는 종래의 시스템에 비해 필터나 부스터 인덕터 및 부스트컨버터



(a) Proposed



(b) Conventional

그림 5 각 방식에 대한 속도-토크 특성 비교
Fig. 5 Comparison of speed-torque characteristics

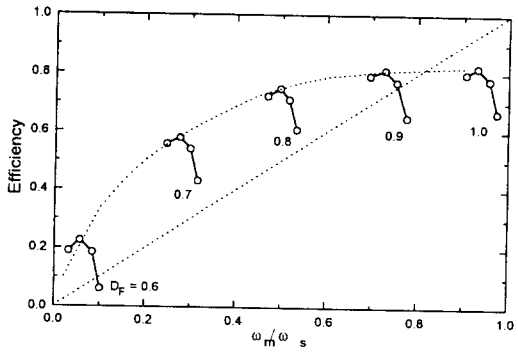
등에서 동손 및 스위칭손실은 발생하지만 전술한 바와 같이 변압기 및 DC-Link 인덕터에서의 손실감소가 더 크기 때문이다. 특히 DC-Link 인덕터의 경우 종래의 방식에 비해 용량을 크게 줄일 수 있을 뿐만 아니라 전류가 크게 감소하므로 실제로 이 인덕터에서의 손실은 아주 작다고 할 수 있다. 또 $D=0.9$ 이상이 되면 회전자의 유기전압이 낮기 때문에 컨버터나 부스트 스위치에서의 전압강하로 인해 슬립전력이 전원으로 회수되지 않는다. 그리하여 시스템은 손실이 증가된 회전자 단락상태와 같으므로 전동기 단독운전시 보다 효율이 약간 저하하게 된다.

슬립전력 회수시스템의 전체효율은 앞서 고찰한 속도-토크 특성과 직접적인 관계가 있다. 즉, 시스템의 토크곡선의 기울기가 급해질수록 손실이 작다는 의미가 되므로 효율이 높아진다. 그림 7은 각 방식에서 속도에 따른 최대효율점을 연결하여 나타낸 것으로 전술한 효율개선 효과를 잘 보여주고 있다.

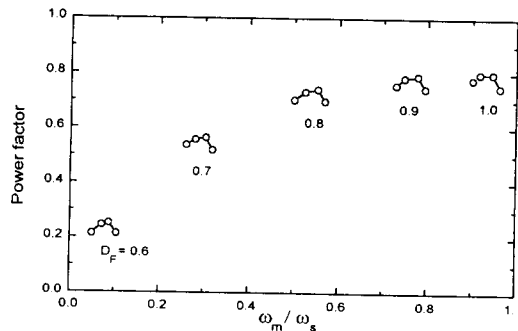
그림에서 점선으로 나타낸 것은 유도전동기의 손실을 무시하고 회전자에 외부저항을 삽입하여 속도를 제어할 경우의 이론적인 효율을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 변압기를 사용한 기존방식에 비해 제안된 방식의 효율이 다소 개선되었음을 알 수 있다. 결과적으로 제안된 방식은 회전자저항 속도 제어 방식은 물론 기존 방식보다도 더 큰 효율로써 운전할 수 있으며 이는 변압기를 정지식 변환기로 대체한 데 그 주된 원인이 있다 하겠다.

4.3. 역률 특성

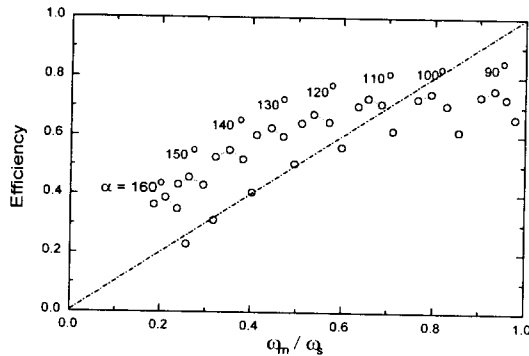
그림 8은 제안된 방식과 기존 방식에 대한 역률특성을 나타



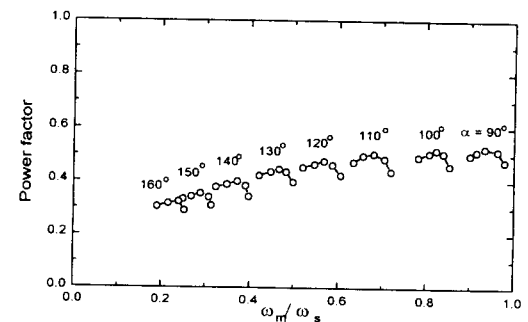
(a) Proposed



(a) Proposed



(b) Conventional



(b) Conventional

그림 6 각 방식에 대한 효율 특성 비교

Fig. 6 Comparison of efficiency characteristics

그림 8 각 방식에 대한 역률 특성 비교

Fig. 8 Comparison of power factor characteristics

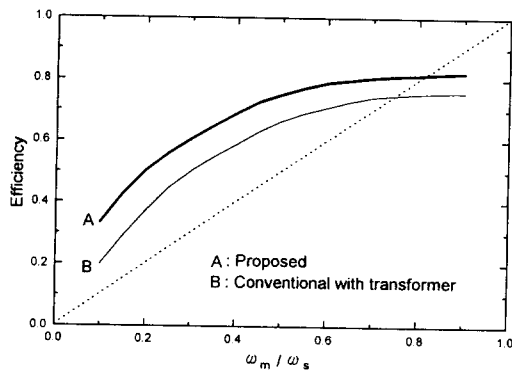


그림 7 각 방식에 대한 효율 특성의 비교

Fig. 7 Comparison of efficiency characteristics

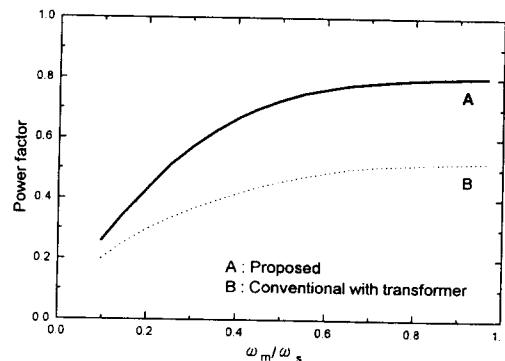


그림 9 각 방식에 대한 역률 특성의 비교

Fig. 9 Comparison of power factor characteristics

내며, 점선은 역시 각 방식에 대한 최대역률점을 연결한 것이다. 그림에서 보듯이 듀티비가 0.9 이상인 고속영역에서는 전동기 단독 운전시와 같은 고역률특성을 나타내며 저속으로 갈수록 출력감소에 따른 전동기의 역률저하가 전체 시스템의 역률에 크게 영향을 미침을 알 수 있다. 그러나 전체적으로 종래의 방식에 비해 역률이 대단히 개선되었음을 알 수 있다. 이것은 회전자회로가 거의 단위역률에 가깝게 동작할 뿐만 아니라 인버터의 점호각을 165°로 고정시킴으로써 귀환전력의 대부분이 유효전력의 성질을 띠게 된 결과라 하겠다. 그리고 저속영역으로 갈수록 역률개선 효과는 감소하게 되며, 종래 방식의 경우, $\alpha = 165^\circ$ 와 유사한 토크특성을 나타내는 듀티비에서는 거의 비슷한 역률특성을 나타낸다.

본 연구에서 제안한 슬립전력 회수시스템은 인버터의 점호

각조정이 아닌 부스트컨버터의 듀티비에 의해 속도를 제어하는 방식이다. 따라서 실험에서처럼 인버터의 점호각을 165°로 고정시킬 경우 인버터에 의해 발생하는 무효전력을 크게 감소시킬 수 있다. 그리고 스위치모드 컨버터에 의해 회전자측의 전압 및 전류를 거의 동상으로 유지시킬 수 있으므로 회전자측을 거의 단위역률로 유지할 수 있게 된다. 그리하여 기존 방식에서 사용된 전력변환기에 의해 발생하는 무효전력을 거의 제거할 수 있기 때문에, 제안된 시스템의 역률은 유도전동기가 필요로 하는 무효전력만에 의해 결정된다고 할 수 있으므로 역률 개선효과가 매우 크다 하겠다. 그림 9는 이러한 결과를 잘 나타내고 있다. 그림의 곡선 B는 기존방식의 경우로 고속영역에서 전동기의 역률은 높지만 인버터의 점호각을 90°에 가깝게 유지시켜야 하므로 귀환전력의 역률이 낮아져서 전체시스템의 역률은 낮아진다. 저속영역으로 갈수록 인버터의 점호각은

180° 쪽으로 이동하여 귀환전력의 역률은 높아지지만 반대로 전동기의 역률이 감소하게 되므로 전체시스템의 역률은 저속으로 갈수록 감소하게 된다. 그림의 곡선 A는 제안된 방식의 역률을 나타낸 것으로 인버터에 의해 발생하는 무효전력 성분을 억제시킴으로써 기존 방식에 비해 크게 개선된 역률로써 운전할 수 있음을 알 수 있다.

4.4. 측정파형 해석

이하에서 제시하는 파형은 제한한 시스템의 경우 인버터의 점화각을 165°로 하고 D를 0.7로 하였을 때의 측정된 것을 나타낸다. 이때 부하토크는 5 [N.m], 전동기는 540 [rpm]으로 회전하고 있다.

(가) 회전자전류와 부스트인덕터 전류의 파형

DC-Link 인덕터는 유한한 값을 가지고 있으므로 DC-Link 전류는 맥동성분이 포함되어져 있으며, 또한 컨버터에서 전류가 한 다이오드에서 다른 다이오드로 轉流될 동안에 회전자의 누설임피던스로 인해 상당한 증폭구간이 발생하게 된다. 이러한 고조파전류에 의해 고정자에도 고조파전류 성분이 유도된다. 고정자권선에 유도된 고조파전류의 크기는 회전자의 고조파전류보다 작으며 주파수는 전원주파수와 다르게 된다. 그러므로 고정자전류는 기본파성분에 비주기적이면서 크기가 작은 고조파성분이 포함된 파형을 이루고 있다. 이러한 고정자 및 회전자전류의 고조파성분은 무시할 수 없는 고조파토크를 발생시킬 뿐만 아니라, 같은 전원의 구동장치에 악영향을 미치게 된다. 회전자 누설인덕턴스에 의한 전류증폭각은 회전자전류의 위상을 지연시켜 회전자측 역률을 저하시키는 한 요인이 된다.

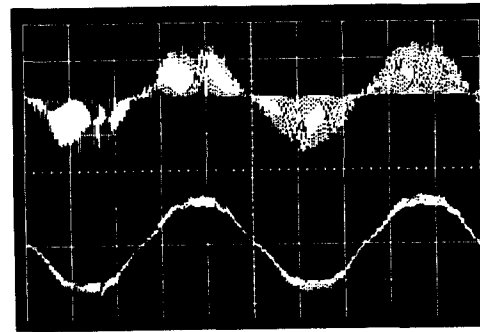
그림 10은 회전자 a상의 부스트인덕터 전류 i_{ar1} 와 회전자전류 i_{ar} 의 파형을 나타내고 있다. i_{ar1} 의 파형은 부스트스위치의 스위칭주파수 f_b 의 고조파성분을 포함하고 있으며 부스트컨버터는 항상 불연속모드로 동작하고 있음을 분명히 보여주고 있다. 한편, 제안된 시스템이 항상 불연속모드로 동작하려면 $\theta_3/17$ 가 θ 보다 커야 하므로 식(9)로부터, 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$-D \frac{a_m \cos \alpha}{a_m \cos \alpha + s} \leq 1$$

$a_m = 2.2$, $\cos(-165^\circ) = -0.966$ 를 대입하고 정리하면 다음과 같다.

$$s \leq 2.13 \cdot (1 + D)$$

위 식은 항상 성립하므로 D를 어떤 값으로 해도 불연속모드는 보장된다. 예를 들어 D가 1에 가깝게 되면 회전자측은 거의 단락상태와 같이 동작하므로 회전자 유기전압은 거의 0에 가까워 전류상승이 매우 작을 뿐만 아니라 스위치가 OFF되면 큰 전압차에 의해 전류는 즉시 0이 된다. 이때 각 전류펄스의 최대치는 회전자전압과 같은 모양을 하고 있으며 스위치 OFF시 부스트 컨버터의 출력전압이 크기 때문에 전류는 급격히 감소하여 다음 ON구간에 도달하기 전에 항상 영이 되므로 불연속모드의 동작은 보장되고 있음을 알 수 있다. 이때 i_{ar} 파형은 거의 정현파이지만 고조파성분의 진폭이 큰 부분에서는 약간의 고차 고조파성분을 포함하고 있다. 이것은 스위칭주파수가 2[kHz]로써 낮기 때문에 부스트인덕터 전류의 고조파진폭이 커져서 실



upper(i_{ar1}) : 10 [A/div], 5 [ms/div]
lower(i_{ar}) : 5 [A/div], 5 [ms/div]

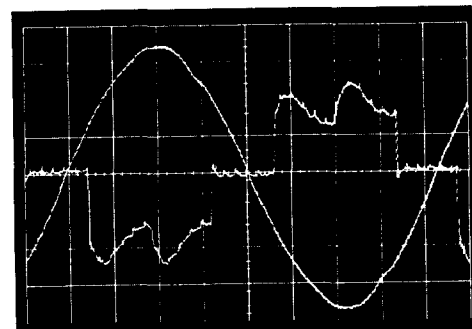
그림 10 부스트인덕터 전류 i_{ar1} 과 회전자전류 i_{ar} 의 파형
Fig. 10 Waveforms of boost inductor current i_{ar1} and rotor current i_{ar}

험에 사용된 75[μF]의 커패시터로서는 완전한 필터링이 이루어지지 않은 결과이다.

스위치모드 컨버터의 해석에서 설명하였듯이 부스트인덕터 전류는 회전자 역기전력과 거의 동상을 유지하게 된다. 그림에서 회전자 역기전력 파형은 측정할 수 없기 때문에 빠져 있지만 이러한 사실은 당연한 결과로 된다. 그림 10에서 알 수 있듯이 i_{ar1} 의 최대치는 대략 14.4[A] 정도이고 그 평균전류인 i_{ar} 의 피크치는 대략 6[A] 정도이다. 따라서 $D = 0.7$ 인 경우 정현파 회전자전류의 진폭에 대한 고조파전류의 진폭은 대략 1.2배 정도가 됨을 알 수 있다.

(나) 전원 상전압과 귀환전류 파형

전원전류에 나타나는 고조파성분은 컨버터 및 인버터의 스위칭에 의해 회전자전류 및 귀환전류에 포함된 고조파성분으로 이루어져 있으며 그 중 귀환전류의 영향이 대부분이라 하겠다. 그림 11은 인버터 교류측 전압과 귀환전류의 파형을 나타낸 것이다. 귀환전류는 DC-Link의 직류전류를 인버터에 의해 역변환시킨 것으로써 기존 시스템의 경우와 거의 유사한 형태를 지니고 있지만 그 크기는 훨씬 작음을 알 수 있다. 그리하여 전원전류에 포함되는 고조파성분의 크기는 크게 감소하게 된다. 또한 인버터 교류측의 전압에 대한 귀환전류의 기본파성분의



upper(v_{as}) : 50 [V/div], 2 [ms/div]
lower(i_{fa}) : 0.5 [A/div], 2 [ms/div]

그림 11 전원 상전압 v_{as} 와 귀환전류 i_{fa} 의 파형
Fig. 11 Waveforms of supply phase voltage v_{as} and recovery current i_{fa}

위상이 165° 로 고정되어 있으므로 인버터가 발생시키는 무효 전력은 크게 감소하게 된다. 그리하여 시스템의 역률을 개선시킬 수 있다.

5. 결 론

본 연구는 유도전동기의 슬립전력 회수에 의한 속도제어 방식에서 종래의 정지식 셀비우스형 슬립전력 회수시스템이 가지는 고효율의 속도제어 성능을 한층 제고시키면서 전원전류에의 고조파전류 혼입 및 저역률의 취약성을 개선하는데 주안점을 두었다. 본 연구에서 채택한 스위치 모드 컨버터는 슬립전력의 송입능력과 이로 인한 고조파전류의 능동적 억제기능을 갖도록 설계되었으며 슬립전력 회수시스템에 잘 정합되도록 조합시켰다. 그리고 이론적 해석과 실험적 해석결과를 통하여 그 타당성을 입증하였다. 제안된 스위치모드 컨버터에 의한 슬립전력 회수시스템의 특징은 다음과 같다.

- (1) 부스트 컨버터로서 슬립전력을 송입시키고 이를 전원측으로 귀환시킴으로써 속도제어의 성능과 범위를 확대시킬 수 있다.
- (2) 슬립전력 회수용 인버터의 제어각을 적정(165°)치에 설정할 수 있음으로써 인버터에 의한 (지상)무효전력을 감소시켰을 뿐만 아니라 슬립전력 회수회로에서의 역률을 단위역률에 가깝도록 함으로써 전체 시스템의 역률을 개선시킬 수 있다.
- (3) 스위치모드 컨버터에 능동역률 개선회로를 도입하여 회전자전류의 고조파성분을 크게 억제시킬 수 있다. 차후의 연구과제로는 부스트컨버터의 스위칭주파수를 높여 각종 필터와 부스터인덕터의 용량을 줄여서 전체 시스템의 간략화, 소형화 및 저가격화를 실현시키는 것이다.

참 고 문 헌

- [1] P. N. Miljanic, "The Through-pass Inverter and its Application to the Speed Control of Wound Rotor Induction Machines", IEEE Trans., PAS-87, pp. 234-239, 1968.
- [2] W. Shepherd and J. Stanway, "Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter", IEEE Trans., IGA, Vol. 5, pp. 74-82, Jan/Feb. 1969.
- [3] Miyata, T., "Speed Control of Wound Rotor Type Induction Motor by Thyristor Kramer System", J. Elec. Eng. Jpn., Vol. 96, pp. 408-411, 1976.
- [4] W. S. Zakaria, S. R. Alwash and A. A. Shaltout, "A Novel Double-Circuit-Rotor Balanced Induction Motor For Improved Slip-Energy Recovery Drive Performance", IEEE Trans., EC-11, pp. 556-562, 1996.
- [5] V. N. Mittle, K. Venkatesan & S. C. Gupta, "Digital Computation of Transients in a Static Slip-energy Recovery Drive", International Conference on Electrical Machines, Brussels, E3/9, 1978.
- [6] V. N. Mittle, K. Venkatesan & S. C. Gupta, "Switching Transients in Static Slip-Energy Recovery Drive", IEEE Trans., PAS, Vol. 98, pp. 1315-1320,

Jul./Aug. 1979.

- [7] P. C. Krause, O. Waszynzuck and M. S.Hildebrandt, "Reference Frame Analysis of a Slip Energy Recovery System", IEEE Trans., Energy Conversion, Vol. 3, No. 2, June 1988.
- [8] Taniguchi, K. & Mori, H, "Application of a Power Chopper to the Thyristor Scherbius", Proc. IEE, Pt. B, Vol. 133, No. 4, pp. 225-229, July 1986.
- [9] Taniguchi, K., Takeda, Y. and Hirasa, H., "High-performance Slip-power Recovery Induction Motor", Proc. IEE, Pt. B, Vol. 134, No. 4, pp.193-197, July 1987.
- [10] A. R. Prasad and P. D. Ziogas, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-phase Diode Rectifiers", IEEE Trans., Power Electron., Vol. 6, No. 1, pp. 83-92, Jan. 1991.
- [11] M. S. Dawande and G. K. Dubey, "Programmable Input Power Factor Correction Method for Switch- Mode Rectifiers", IEEE Trans., Power Electron., Vol. 11, No. 4, pp. 585-591, July 1996.

저 자 소 개



박 한 응(朴 漢 雄)

1959년 8월 4일 생. 1983년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업, 1987년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1997년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사), 현 해군사관학교 전기공학과 조교수.

Tel : 0553-549-7072

E-mail : hawpark@daum.net



박 성 준(朴 晟 濬)

1965년 3월 20일 생, 1991년 2월 부산대학교 공대 전기공학과 졸업, 1993년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1996년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사), 현 거제대학 전기과 조교수.

Tel : 0558-680-1608

E-mail : sjpark@mail.koje.ac.kr

안 진 우(安 珍 雨)

전기학회 논문지 제 48B권 제6호 참조

Tel : 051-620-4773

E-mail : jwahn@star.kyungsung.ac.kr



박진길(朴進吉)

1939년 1월 1일 생, 1963년 2월 한국해양대학교 기관학과 졸업, 1975년 2월 동 대학원 기관학과 졸업(석사), 1982년 2월 동 대학원 기관학과 졸업(박사), 현 한국해양대학교 기관학과 교수.

Tel : 051-410-4259

E-mail : jgpk@hanara.kmaritime.ac.kr

김철우(金喆禹)

전기학회 논문지 제 48B권 제6호 참조

Tel : 051-510-1488

E-mail : kimcu@hyowon.cc.pusan.ac.kr

황영문(黃煥文)

전기학회 논문지 제 48B권 제6호 참조

Tel : 051-510-2366

E-mail : ymhwang1@hyowon.cc.pusan.ac.kr