

## 대용량 동기 발전 전동기의 회생 제동 제어 알고리즘에 관한 연구

柳皓善<sup>\*</sup>, 李柱鉉<sup>\*</sup>, 林翼憲<sup>\*\*</sup>, 朴堯集<sup>\*\*\*</sup>, 姜潤宗<sup>\*\*\*\*</sup>, 金長睦<sup>†</sup>

### A Study of Regeneration Breaking Control Algorithm for Wounded-field Synchronous Motor Drive

Ho-Seon Ryu, Joo-Hyun Lee, Ik-Hun Lim, Yo-Jip Park, Youn-Jong kang and Jang-Mok Kim

#### 요약

대용량 동기 발전 전동기 운전에는 주로 사이리스터를 이용한 정지형 주파수 변환장치(SFC : static Frequency Converter)시스템이 널리 사용되고 있다. 본 논문에서는 기술적인 언급이 거의 되어있지 않은 회생 제동 시스템의 개선된 제어 알고리즘을 제시하였다. 기술적 언급이 없기 때문에 실제 구동되고 있는 양수 발전소의 실측 파형을 분석하여 알고리즘을 도출하였으며 이로 인해 기존의 회생제동 제어에서 사용되었던 전압센서가 필요 없게 되어 경제적인 절감 효과를 유발하고 또한 제어요소의 간략화로 제어의 강인성을 확보하였다. 그리고 실험을 통하여 실효성 및 타당성을 검증하였다.

#### ABSTRACT

SFC(Static Frequency Converter)system has come to be used as drive large synchronous machine in many industry applications. Many papers have been presented on the control algorithm of SFC system, not the acceleration and start-up but the rated speed operation with line connection and the braking operation with regeneration which is used in the industry. Among this, this paper presents the regeneration breaking control algorithm for a large synchronous machine using SFC system. The results of experiment show that the proposed algorithm is proper and effective.

**Key Words** : SFC, large synchronous machine, whole section control algorithm

#### 1. 서론

동기 발전 전동기는 전동기와 발전기 기능을 동시에 수행할 수 있는 전기기기이다. 회전속도는 발전 전동

기의 극수와 입력전원의 주파수에 의해 결정되고 일단 전력계통에 연결되면 일정속도로 회전하며 이를 정속도 기기라 한다.

이러한 대용량 동기 발전 전동기는 초기에 별도의 기동장치를 갖추어야 한다. 초기 기동을 위한 방법으로는 기동용 전동기 기동법, 기동 권선 기동법, 정지형 주파수 변환 장치(SFC : Static Frequency Converter) 기동법 등이 있다. 이중 다른 기동 방법에 비해 SFC를 이용한 기동법의 경우 1대의 SFC 시스템으로 여러대의 동기 발전 전동기에 적용이 가능하다는 장점이 있어 1970년대 후반 이후 SFC 시스템을 이용한 동기 발전 전동기의 기동이 확산되기 시작하였다. 또한 양

<sup>†</sup>교신저자 : 부산대 전기전자통신공학부 조교수

E-mail : jmok@pusan.ac.kr

<sup>\*</sup>정회원, 한전 전력연구원 발전연구실 선임연구원

<sup>\*\*</sup>정회원, 한전 전력연구원 발전연구실 책임연구원

<sup>\*\*\*</sup>학생회원, OTIS 엘리베이터 연구소 전력전자팀 연구원

<sup>\*\*\*\*</sup>학생회원, 부산대 전기공학과 졸업예정(석사)

접수일자 : 2004. 12. 22      1차 심사 : 2005. 2. 14

2차 심사 : 2006. 1. 16      심사완료 : 2006. 1. 24

수 발전소에서는 1대의 동기기로 전동 및 발전 기능을 하여 양수 운전과 발전 운전을 동시에 활용되고 있다.

1950년대 사이리스터(Thyristor)가 개발된 이후 BJT(Bipolar Junction Transistor), MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 그리고 GTO(Gate Turn Off Thyristor)등 전력용 스위칭 소자의 발전과 더불어 주파수 변환장치에 대한 연구가 꾸준히 진행되어 왔다. 하지만 대용량 시스템의 경우 스위칭 소자 자체의 용량의 제약과 신뢰성의 문제로 인해 여전히 사이리스터를 활용한 시스템이 사용되고 있다. 동기 발전 전동기 운전을 위한 SFC 시스템은 사이리스터 전력소자를 활용한 부하 전류형 인버터(LCI : Load Commutated Inverter)시스템으로 되어있다. 많은 문헌들에 의해 SFC 시스템 운전 알고리즘이 제시되어 있지만 대부분이 초기 기동 및 정격속도까지의 기동 운전에 관해 언급되어 있으며 실제 가스터빈, 양수 발전소 등과 같은 산업에 적용되고 있는 계통 연계를 통한 정격속도 운전 및 정지시의 회생 제동에 관한 기술적 언급은 자세히 설명되어있지 않다<sup>[1-5]</sup>.

본 논문에서는 SFC를 활용한 동기 발전 전동기 운전 영역 중 기술적인 언급이 거의 되어있지 않은 회생 제동에 관한 알고리즘을 제시하였다. 정격 속도에서 정지까지의 안정적이고 간략화 된 회생 제동 제어 알고리즘을 제시하였으며 실효성 및 타당성을 실험을 통하여 검증한다.

### 2. 부하 전류형 인버터의 회로 구성

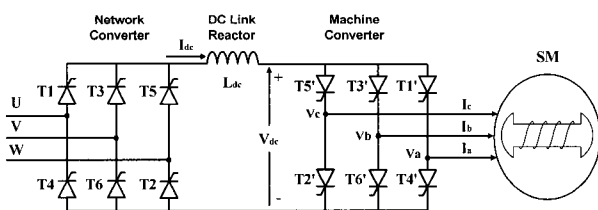


그림 1 부하 전류형 인버터 회로구성  
Fig. 1 Scheme of Load commutated inverter

부하 전류형 인버터의 전력회로의 구성을 나타내면 그림 1과 같다. 전원측 컨버터(Network Converter)와 전동기측 컨버터(Machine Converter), 직류단 리액터(DC Link Reactor)로 구성된다. 전원측 컨버터의 동작은 입력측 주파수 60Hz로 동작을 하며 전동기측 컨버터의 동작은 전동기 속도에 상응하는 주파수에서 동작을 한다. 직류단 리액터는 전류를 평활하게 하고 전류

가 급격히 변화하는 것을 방지하기 위해 큰 용량의 직류 리액터가 직류단에 직렬로 삽입되어 있다. 이 리액터의 작용에 의해 부하측에서 본 테브난 등가 임피던스가 상당히 큰 값을 갖기 때문에 일정 전류원으로 가정할 수 있다. 따라서 회로의 동작은 전압이 아닌 전류에 의해 특징지어진다<sup>[1-5]</sup>.

### 3. 기존의 회생제동 시스템

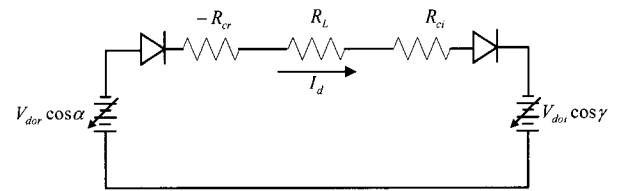


그림 2 부하 전류형 인버터 시스템의 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuit of Load commutated inverter system

기존의 회생제동에 적용하고 있는 제어 방법으로 전원측 컨버터는 전압 센서에서 출력되는 값을 d-q 변환한 후 속도 변화에 따라 점호각을 제어하여 일정 출력 전압 제어를 하고 있으며, 전동기측 컨버터는 DC 단 전류를 받아 일정 전류 출력을 위한 점호각을 제어한다<sup>[11,12]</sup>.

그림 2는 부하 전류형 인버터 시스템의 회생 제동 제어 해석을 위해 등가회로로 표현한 것이다. 여기서  $R_{cr}$ 은 전원측 L에 의한 중복각 손실,  $R_L$ 은 직류 링크 단 손실,  $R_{ci}$ 는 전동기측 L에 의한 중복각 이득이며  $V_{dor} \cos \alpha$ 는 전원측 컨버터 출력 직류 전압,  $V_{doi} \cos \gamma$ 는 전동기측 컨버터 출력 직류 전압이다.

#### 3.1 전동기측 컨버터 제어

회생 제동 제어시 전동기측 컨버터는 전동기의 발전 전압을 전원전압으로 동작하는 컨버터로서의 역할을 하게 된다. 따라서 기동시와는 달리 직류 링크단에서 바라본 출력 직류 전압이 역이 된다. 그래서 전동기측 컨버터는 정격 전류 제어를 하며 기동시 전원측 컨버터에 사용했던 전류제어기를 그대로 적용시켜 제어한다.

#### 3.2 전원측 컨버터 제어

회생 제어시 전원측 컨버터 제어의 목적은 LCI 시스템의 전류 흐름이 연속될 수 있도록 하는 것이다.

$V_{dcC} < V_{dcI}$ 이 되도록 전원측 컨버터를 제어하여 전동기측 컨버터로부터 전원측 컨버터로의 전류의 흐름이 이루어질 수 있는 조건을 만들게 된다. 회생 제어시 흐르는 정상상태 직류 링크단 전류는 그림 2의 등가회로에 따라 전동기측 컨버터가 최대 전압을 출력한다고 가정하여 출력 전압  $K\omega \cos\gamma = K\omega$ 로 두고 전개하면 식 (1)과 같다<sup>[7]</sup>.

$$I_{dc} = \frac{V_{dcI} - V_{dcC}}{R_{ci} + R_L - R_{cr}} = \frac{K\omega - V_{doC} \cos\alpha}{R_{ci} + R_L - R_{cr}} \quad (1)$$

$$V_{doC} \cos\alpha = K\omega - I_{dc}(R_{ci} + R_L - R_{cr})$$

여기서  $V_{dcC}$ 는 전원측 컨버터에서 출력되는 DC단 전압을,  $V_{dcI}$ 는 전동기측 컨버터에서 출력되는 DC단 전압을 명칭하며  $R_{ci}, R_L, R_{cr}$ 는 측정 가능한 값이며  $I_{dc}$ 는 제어하고자 하는 직류 전류 값이다.

전동기측 컨버터의 최대 출력 전압인  $K\omega$ 는 전동기 속도에 비례하는 값이며 또한 계자전류의 값에도 비례한다. 회생제동이 시작되는 시기에 전동기 속도 값은 정격 속도로 운전 상태이므로 일정하다. 하지만 계자전류의 값은 계통연계 운전 시 부하의 정도에 따라 다른 상태가 될 수 있다.

계통 분리 후 어느 정도의 시간이 지난 후 회생 제동 제어가 이루어진다. 계통에서 분리 후 회생 제동이 이루어지기 전 시기에 전동기 단자전압은 순수 전동기의 역기전력 즉 발전전압이다. 따라서 이때의 전동기 단자전압을 검출하여 회생 제동이 시작되는 시점( $t=0$ )의  $K\omega_{t=0}$  값을 알 수 있다<sup>[7-9]</sup>. 전동기의 3상 단자전압을 검출하여 2상 동기좌표계로 변환한 q축 전압은 3상 단자 전압의 최대값과 같게 된다. 따라서  $V_{qe}$  전압을 검출하여  $K\omega_{t=0}$  값을 구하면 식 (2)와 같다<sup>[6,7]</sup>.

$$K\omega_{t=0} = \frac{V_{qe}}{\sqrt{2}} \times \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \quad (2)$$

이후의 시간을  $t>0$  인 시점이라 가정하여  $K\omega_{t>0}$  값은 전동기 속도에 비례하므로 식 (3)과 같다.

$$K\omega_{t>0} = \frac{\omega_{rpm}}{\omega_{rated}} \times K\omega_{t=0} \quad (3)$$

$$= \frac{\omega_{rpm}}{1800} \times K\omega_{t=0}$$

$K\omega$  값을 검출하여 식 (1)에 의해 원하는 전류 크기

로의 제어를 보장하면서도 인가할 수 있는 전원측 컨버터 출력 전압의 최대값을 알 수 있게 된다. 그림 3은 LCI-동기전동기 시스템의 회생 제동 제어 전체 블록도를 나타낸다.

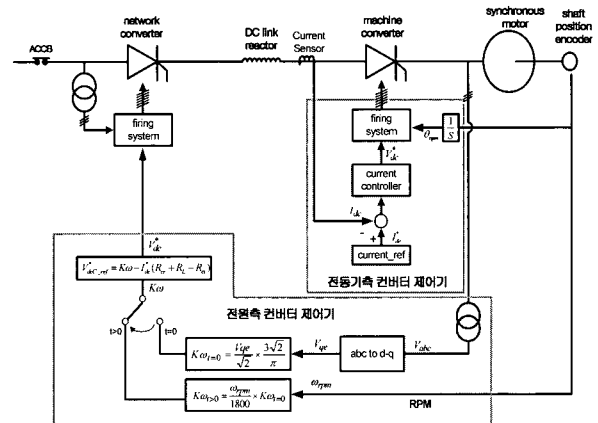


그림 3 기존의 회생 제동 제어 블록도  
Fig. 3 Conventional breaking control block diagram of regeneration

### 3.3 저속에서의 불분명한 제어 영역 발생

기존의 회생 제동 제어 알고리즘을 확인하면 앞서 이야기 한 것과 같이 전원측 컨버터는 출력 전압을 제어하는 모드로 제어하며 전동기측 컨버터는 직류단 전류를 제어하는 모드로 동작한다. 전동기측 컨버터는 전류제어기가 동작을 하게 되어 있으며 전원측 컨버터는 그림 3에서 확인한 것과 같이 속도 기율기에 따라 점호각을 변화 시키고 있다. 여기에서 전원측 컨버터의 점호각 제어에 사용되는 수식을 확인하면 식 4와 같다<sup>[7]</sup>.

$$V_{doC} \cos\alpha = K\omega - I_{dc}(R_{ci} + R_L - R_{cr}) \quad (4)$$

초기 동작시 정해지는  $K\omega$  값은 속도 변화에 줄어들게 되며 에너지 흐름은 그림 4와 같이 된다.

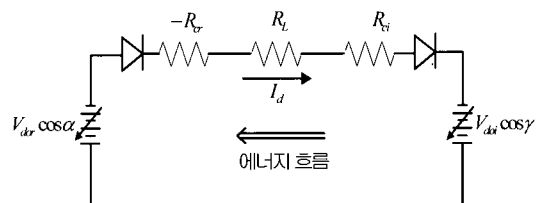


그림 4 고속영역에서의 에너지 흐름도  
Fig. 4 Energy flow in high speed area

그래서 식 5와 같은 조건을 만족하도록 전원측 컨버터 점호각을 조절하게 되는 것이다.

$$K\omega > I_{dc}(R_{ci} + R_L - R_{cr}) \quad (5)$$

시간이 지남에 따라 속도가 줄어들게 되고 속도의 감소와 함께 Kw값 또한 줄어들게 된다. 그러면 식 6과 같은 조건을 만족하는 저속 구간이 존재하게 된다.

$$K\omega < I_{dc}(R_{ci} + R_L - R_{cr}) \quad (6)$$

전원측 컨버터의 Vdc\_ref\_C 값은 음의 값을 가지게 되며 점호각이 기동시에 가지는 0°~90° 사이의 값을 가지게 되며 이는 전원측 컨버터 동작이 에너지를 받는 상태에서 에너지를 내는 기동시의 형태로 바뀌는 식 7과 같은 수식을 가지게 된다.

$$V_d \cos \alpha = -V_d \cos \alpha \quad (7)$$

이때 전동기측 컨버터의 경우 점호각이 0°에 가깝게 되어 불분명한 제어 구간이 발생하게 된다. 이를 simulation을 통해 확인해 보면 200rpm 이하의 구간에서 컨버터에 의한 제어는 음의 값을 가지는 것을 알 수 있다.

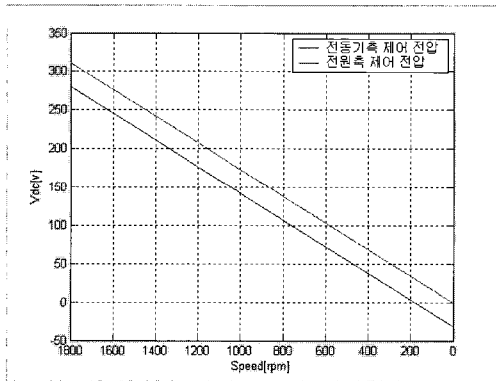


그림 5 회생시 전원 및 전동기측 제어 전압  
Fig. 5 Source and motor control voltage at regeneration

그리고 에너지 흐름은 그림 6과 같다.

그래서 저속 영역에서는 기동시와 같은 형태의 시스템으로 구성되며 이로 인한 모터의 역회전으로 정지하는데 시간이 오랫동안 걸리게 되며 이는 축의 회전을 위한 베어링의 유막 파괴로 베어링의 기계적 손상 우려 등의 문제를 발생시킨다.

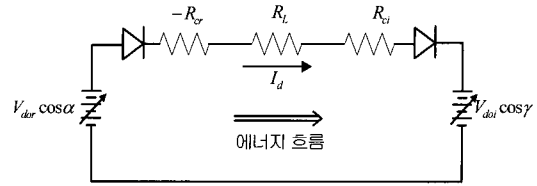


그림 6 저속영역에서의 에너지 흐름도  
Fig. 6 Energy flow in high speed area

### 3.4 변화하는 제어 상수

기존의 제어에 사용되는 제어 수식 4에서 전원측 및 전동기측 리액터에 의해서 생기는 손실인  $R_{cr}$ ,  $R_{ci}$  값을 확인해 보면 식 (8)과 같다<sup>[7]</sup>.

$$R_{cr} = \frac{3}{\pi} \omega L_c = \frac{3}{\pi} \times 2\pi f L_c \quad (8)$$

$$R_{ci} = \frac{3}{\pi} \omega L_i = \frac{3}{\pi} \times 2\pi f L_i$$

$R_{cr}$  값에 있는 상수는 전원측 주파수  $f$ 와 전원측 리액턴스  $L_c$ 이다. 일정한 주파수 60Hz를 가지며 42.118mH 값을 가진다. 그래서  $R_{cr}$ 의 값은 15.16Ω이다.

$$R_{cr} = \frac{3}{\pi} \times 2\pi \times 60 \times 42.188 \times 10^{-3} = 15.16 \Omega \quad (9)$$

$R_{ci}$  값을 보면  $L_i$  값은 116.506mH 값을 가지지만 주파수  $f$  값은 속도에 의해서 항상 변하기 때문에  $R_{ci}$  값이 일정하게 되지 않는다. 실제 정격 속도 1800rpm에서와 900rpm에서의  $R_{ci}$  값을 비교하면 아래의 값과 같다.

$$R_{ci} = \frac{3}{\pi} \times 2\pi \times 60 \times 116.506 \times 10^{-3} = 42.94 \Omega \quad (1800rpm) \quad (10)$$

$$R_{ci} = \frac{3}{\pi} \times 2\pi \times 30 \times 116.506 \times 10^{-3} = 21.47 \Omega \quad (900rpm)$$

이렇게 속도 변화에 따른  $R_{ci}$  값의 변화를 그림 7에 나타내었다. 이때 속도의 감소에 따른  $R_{ci}$  값은 최대 42.94Ω의 차이를 보이고 있음을 알 수 있다.

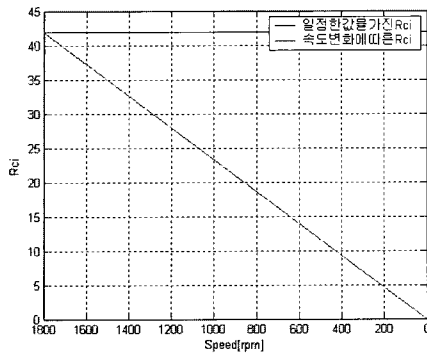


그림 7 회생시 전동기속 제어 상수  
Fig. 7 motor control parameter at regeneration

속도 변화에 따른  $R_{ci}$  값을 변화시켰을 경우를 생각해 보겠다. 먼저 전원측 컨버터 제어는 식 11과 같이 제어된다.

$$R_L = 4.14\Omega$$

$$V_{doC}\cos\alpha = K\omega - I_{dc}(R_{cr} + R_L - R_{ci}) \quad (11)$$

여기에서 제어되는  $I_{dc}$  값이 1A 라고 하면 속도 900rpm에서  $R_{ci}$  값을 1800rpm 일 때의 값과 900 rpm 일 때의 값을 가지고  $V_{doC}\cos\alpha$  값을 계산하면 식 12와 같이 20V 이상의 값의 차이를 보이게 된다. 저속일 경우에는 그 값의 차가 더욱 크게 나게 된다.

$$V_{doC}\cos\alpha = K\omega - 1 \times (42.94 + 4.14 - 15.16) \quad (12)$$

$$= K\omega - 31.92 \quad (1800rpm)$$

$$V_{doC}\cos\alpha = K\omega - 1 \times (21.47 + 4.14 - 15.16)$$

$$= K\omega - 10.46 \quad (900rpm)$$

기존의 제어기에서는 이 값을 정격 속도일 때의 값으로 일정하게 정함으로서 고속일 때에는 큰 문제를 가지지 않지만 저속 구간에 도달하면  $V_{doC}\cos\alpha$  값이 정확하지 않아 전원측 컨버터에 인가하는 점호각 또한 불분명해지게 제어 되게 되는 것이다. 그림 8은 변화하는  $R_{ci}$  값에 따른 전원측 컨버터 제어값과 전동기속 컨버터 제어값을 속도에 따른 변화를 보여주고 있다. 이 또한 저속영역에서의 문제점을 보여주고 있다.

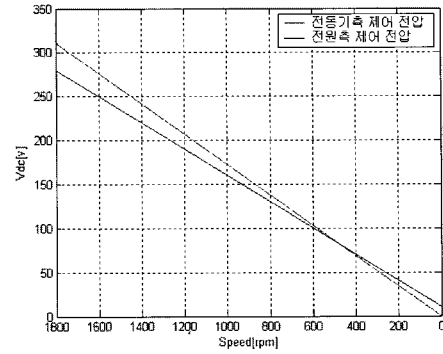


그림 8 회생시 전원 및 전동기속 제어 전압  
Fig. 8 Source and motor control voltage at regeneration

#### 4. 제안하는 회생 제동 제어기 설계

기존 제어기를 이용한 회생제동의 다양한 문제점을 해결하기 위해 새로운 제어기를 설계하였다. 기존 회생 제동시에서 사용되었던 전압센서 및 프로그램 내부에서의 d-q변환 그리고 전원측 컨버터를 제어하기 위해 사용되었던 제어 상수들이 필요 없게 되었으며, 회생제동의 알고리즘이 간단해져서 실제 회생제동의 시간이 줄어들었다.

이로 인해 발생했던 저속 영역에서의 전동기 제어 불투명 문제 및 속도 제어 하지 못했던 문제를 해결할 수 있는 전원측 컨버터 및 전동기속 컨버터의 새로운 제어 방식을 제안한다.

##### 4.1 전원측 컨버터 설계

부하 전류형 인버터는 회생시에도 전류의 흐름은 기동시와 같은 동일한 방향으로 흐르게 해야 한다. 이는 다른 전력용 소자를 사용할 경우와 구별되는 사이리스터로 구성된 컨버터의 특징이다. 그래서 실제 기동시의 제어기를 그대로 사용할 경우 회생 제동 제어시 음의 전류 지령치를 출력 시키게 되고 동일한 방향으로 전류를 흘려야 되는 부하 전류형 인버터 시스템에서는 사용할 수 없게 된다. 그래서 기동시 사용되는 전원측 컨버터 제어기를 그대로 사용할 수 없게 되는 것이다.

회생 제동 제어시 문제가 되는 전류 지령치 값은 속도 값이 계속적으로 내려가기 때문에 음의 값을 유지하게 된다. 이 값은 실제 측정하는 Idc 값과의 연산에 의해서 Ierr 값이 생성되며 이는 전류제어기로 들어가게 된다. 이때 제어 블록도는 그림 9와 같다.

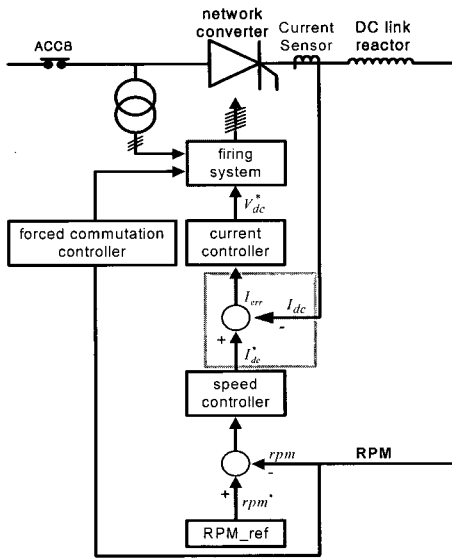


그림 9 전원측 컨버터 제어기  
Fig. 9 Source converter controller

4.2 전동기측 컨버터 설계

기존의 전동기측 컨버터에서 사용되었던 DC단 전류를 제어하기 위한 제어기는 전원측의 새로운 제어기 설계로 불필요하게 된다. 그래서 기존의 제어방식보다 제어 방법이 간단해진 일정 점호각 제어를 한다. 이는 일정하게 점호각을 유지하여 속도에 따라 변하는 역기 전력 값을 모두 출력시키게 하였다.

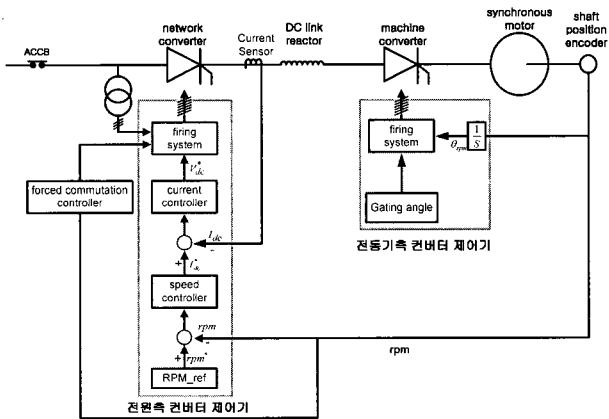


그림 10 제안하는 회생 제어 블록도  
Fig. 10 Proposed control block diagram of regeneration braking

5. 실험결과

전체 시스템은 권선형 돌극 동기발전기, 직류링크 리액터, 사이리스터 모듈을 이용한 전원측 컨버터와

전동기측 컨버터 및 여자 시스템, TMS320VC33 dsp를 이용한 주제어기<sup>[10]</sup>, EPF10K30AQC204-3, 12bit 4채널 A/D, 그리고 사이리스터 gating board로 구성되어 있다. 전동기측에는 속도 및 위치 정보 검출을 위해 2000ppr 엔코더가 부착되어 있다. 적용된 돌극 권선형 동기발전기의 사양은 표 1과 같다.

5.1 회생 제동 제어

그림 11, 12, 13은 기존의 회생 제동 제어 시스템을 이용한 회생 제동을 한 파형을 나타낸다. 저속영역에서의 불안정한 제어로 인해 그림 11에서 속도가 음의 값을 가지는 것을 알 수 있으며 이는 전동기가 역회전하고 있음을 알 수 있다.

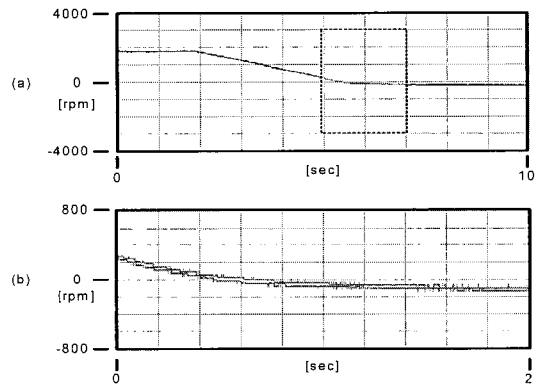


그림 11 기존의 회생제동 제어 시스템 특성  
(a) 전동기 속도 (b) 전동기 속도 확대 파형  
Fig. 11 conventional regeneration braking control system  
(a) Motor speed (b) extension of motor speed

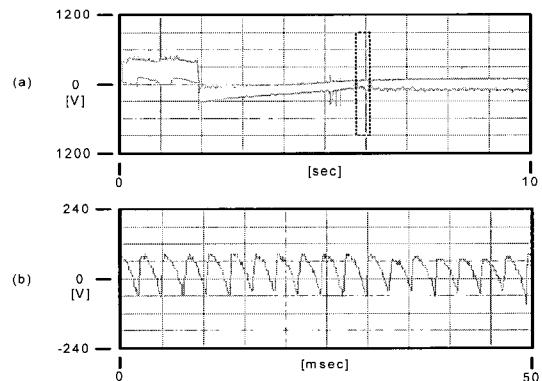


그림 12 기존의 회생제동 제어 시스템 특성  
(a) 직류 링크 전압 (b) 직류 링크 전압 확대 파형  
Fig. 12 conventional regeneration braking control system  
(a) DC-Link voltage (b) extension of DC-Link voltage

그림 12에서 DC-Link 전압의 평균값이 양의 값을 가지고 있으며 그림 13에서도 전류 값이 양의 값을 가지고 있음을 알 수 있고 정지해야 할 사항이지만 계속적인 에너지 공급으로 역회전이 계속되고 있는 것이다.

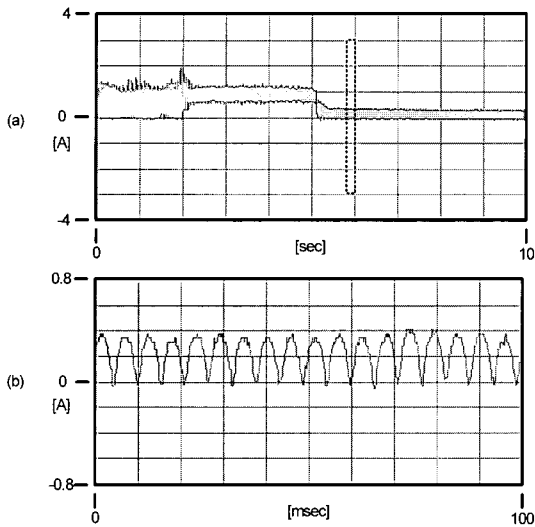


그림 13 기존의 회생제동 제어 시스템 특성  
(a) 직류 링크 전류 (b) 직류 링크 전류 확대 파형  
Fig. 13 conventional regeneration braking control system  
(a) DC-Link current (b) extension of DC-Link current

그림 14, 15, 16은 제안하는 회생 제동 제어 시스템을 이용하여 회생제동을 한 파형을 나타낸다. 그림 14는 기존의 회생 제동 제어 보다 2배가량 정지 속도의 감소를 보여주고 있다. 그림 15는 정지 후에도 일정시간 점호를 하다 멈추는 것을 보게 된다. 그림 16은 속도에 맞춰서 0에 도달함을 알 수 있다. 이러한 실험 결과 파형으로부터 제안된 회생 제동 제어 알고리즘이 실용적이고 타당성이 있음을 알 수 있다.

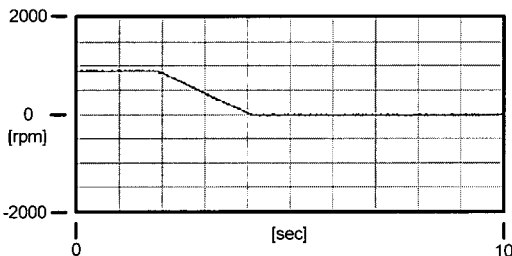


그림 14 제안하는 회생 제동 제어 시스템 특성  
전동기 속도  
Fig. 14 Proposed regeneration braking control system  
Motor speed

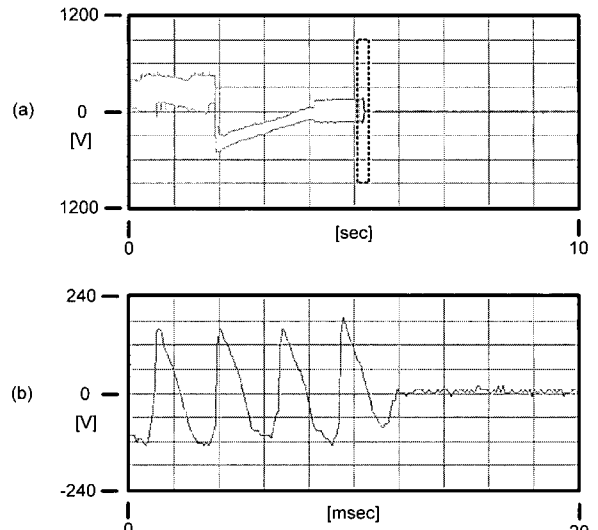


그림 15 제안하는 회생 제동 제어 시스템 특성  
(a) 직류 링크 전류 (b) 직류 링크 전류 확대 파형  
Fig. 15 Proposed regeneration braking control system  
(a) DC-Link voltage (b) extension of DC-Link voltage

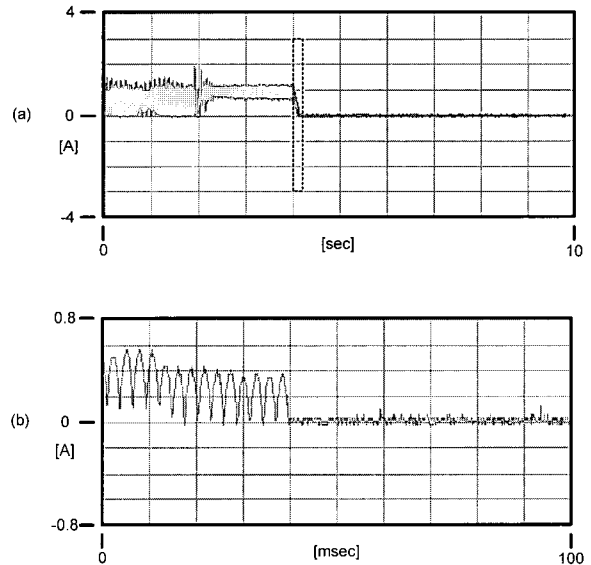


그림 16 제안하는 회생 제동 제어 시스템 특성  
(a) 직류 링크 전류 (b) 직류 링크 전류 확대 파형  
Fig. 16 Proposed regeneration braking control system  
(a) DC-Link current (b) extension of DC-Link current

## 6. 결 론

본 논문은 거의 자료가 전무한 회생 자동 제어 시스템에서 기존의 회생 제동 제어 시스템이 가지는 문제점을 수정 보완하여 안정적인 회생 제동 제어 알고리

즘을 도출하였다. 국내 SFC 시스템에 관련된 운전 매뉴얼 및 기술 자료가 거의 없기 때문에 산업체의 필요성 혹은 사전 기술 연구로서 얻을 수 있는 정보가 제한되어있다. 따라서 본 논문은 이러한 기술적 자료의 부족을 보완하고 현재 전량 수입에 의존하고 있는 SFC 시스템에 관한 제어 알고리즘을 도출하여 SFC 기술 저변 확대 및 국산화 개발에 기초 자료가 될 것으로 기대된다.

표 1 돌극형 동기전동기 제원  
Table 1 Salient Synchronous Machine Rating

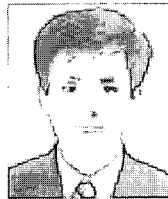
극 수	4
정격 출력	900 [W]
정격 전압	231/400 [V]
정격 전류	2 [A]
권선 방식	Y결선
정격 속도	1800 [RPM]
고정자 권선저항	8.2 [ $\Omega$ ]
Xbase	4002/1200 = 133.3
D축 인덕턴스	205%
Q축 인덕턴스	140%
회전자 권선저항	67.5 [ $\Omega$ ]

참 고 문 헌

[1] David Finney, "Variable frequency AC motor drive systems" Peter Peregrinus Ltd., pp.202-274, 1988.  
 [2] F. Peneder, R. Lubasch, A. Vonmard, "Static equipment for starting pumped storage plant, synchronous condensers and gas turbine sets", Brown Boveri Rev. 61 1974 (9/10), pp.440-447.  
 [3] O. Kolb, F. Pender, V. Suchanek, "Static starting equipment for gas turbosets", Brown Boveri REV. 66 1979 (2), pp.104-112.  
 [4] Colby R.S., Otto M.D., Boys J.T., "Analysis of LCI synchronous motor drives with finite DC link inductance", Electric Power Applications, IEE Proceedings B [see also IEE Proceedings-Electric Power Applications], Volume: 140 Issue: 6, Nov. 1993, pp.379-386.  
 [5] Beat Mueller, Thomas Spinanger, Dieter Wallstein, "Static Variable Frequency Starting and Drive System for Large Synchronous Motors", IEEE IAS 1979, 13B, pp429-438.

[6] P.C. sen, "Thyristor DC drives", John Wiley & Sons, N.Y., 1981.  
 [7] P. Kundur, "Power system stability and control", McGraw-Hill, Inc., pp. 500-523, 2003.  
 [8] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Jrad Stephen D. Umars, "Electric Machinery," from McGraw-Hill Book Company, 1983.  
 [9] P. C. Krause, "Analysis of Electrical Machinery," from McGraw-Hill Book Company, 1987.  
 [10] Texas Instrument, "TMS320VC33 user guide", 1999.  
 [11] 이영복, "대용량 전력 변환용 사이리스터 디지털 점호제어" 전력전자 학술대회 2003. 제 2권, pp.565-568.  
 [12] 박신현, "정지형 주파수 변환 장치를 활용한 대용량 동기 발전 전동기 운전제에 관한 연구", 전력전자학회 논문지 제 8권 6호, pp.496-503, 2003.12.

저 자 소 개



류호선(柳皓善)

1970년 7월 21일생. 1993년 충남대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 한국전력연구원 입사. 현재 한전 전력연구원 발전연구실 선임연구원.



이주현(李柱鉉)

1964년 2월 1일생. 2000년 홍익대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1982년 한국전력공사 입사. 현재 한전 전력연구원 발전연구실 선임연구원.



임익헌(林翼憲)

1958년 7월 25일생. 1980년 건국대 전기공학과 졸업. 1996년 홍익대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1979년 한전 입사. 현재 한전 전력연구원 발전연구실 책임연구원.



박요집(朴堯集)

1978년 2월 15일생. 2003년 부경대 전기공학과 졸업. 2005년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 OTIS 엘리베이터 입사. 현재 OTIS 엘리베이터 연구소 전력전자팀 연구원.





**강윤종(姜潤宗)**

1978년 11월 25일생. 2004년 동의대 전기공학과 졸업. 2006년 부산대 대학원 전기공학과 졸업예정(석사).



**김장묵(金長睦)**

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년~2001년 한전 전력연구원 선임연구원. 현재 부산대 전기전자통신공학부 조교수.