슬라이딩 모드제어기와 권선형 유도전동기를 이용한 고조파 및 역률보상

김승모, 김윤호
중앙대학교 전자전기공학과

Harmonic and Power Factor Compensation Using WRIM Based on Sliding Mode Controller

Seung-Mo Kim, Yoon-Ho Kim
CHUNG-ANG University Electrical & Electronics Eng.

ABSTRACT

This paper proposes an APF(Active Power Filter) with WRIM(Wounded Rotor Induction Motor) controlled by sliding mode which can compensate harmonic currents generated in a power system. As non-linear loads increase gradually in industry fields, harmonic current generated in the electric power network system also increases. Harmonic current makes a power network current distorted and generates heat, vibration and noise in the power machinery. Many approaches have been applied to compensate harmonic currents generated in the power system. Among various control strategy, in this paper, a sliding mode controlled systems is designed and evaluated. This is a flywheel compensator based on secondary excitation of WRIM(wounded rotor induction motor) with SMC(sliding mode controller). The proposed system uses a flywheel as an energy storage device. The designed control scheme is verified through simulation.

Key Words : WRIM(Wonded Rotor Induction Motor), SMC(Sliding Mode Control)

1. 서 론

사무용 빌딩, 상업용 장소, 공장 등은 전형적인 3상 전원을 사용한다. 이들 수용가가 사용하는 컴퓨터, 팩스, 복사기, 안정기를 갖는 전등부하, 냉난방 (HVAC) 시스템 등과 같은 부하는 과도한 고조파 전류를 발생시키는 주원인이 되고 있다. 수용가에서 발생되는 고조파 전류는 선로의 전압을 왜곡시켜 전기기기를 과열시키고, 전자기기를 오동작 시키며 통신 시스템을 간섭하는 등 3상 선로에 나쁜 영향을 미치고 있다.[1] 선로의 고조파를 제거하고 무효전력을 제어하여 안정된 전력을 공급하기 위해 전력필터가 사용되었다. 초기에는 인덕턴스, 커패시턴스와 같은 수동소자를 이용한 수동전력필터가 사용되었다. 전력필터의 구현이 용이하지만 부하의 용량이 커짐에 따라 전력필터의 용량이 커지고 부하변동에 유연하게 대처할 수 없다는 단점을 갖고 있다. 그 이후 IGBT, MOSFET등과 같은 전력용 반도체 스위칭 소자가 발전됨에 따라 이를 이용한 능동전력필터가 개발되었고 수동전력필터의 단점을 보완하여 전력품질 향상에 크게 이바지하였다.[2] 본 논문에서는 기존의 능동전력필터에 권선형 유도전동기를 적용하였다.[7,10] 제어기법으로는 슬라이딩 모드방식을 이용하여 전동기 내부 파라미터 변동에 강인하고 빠른 응답특성을 갖도록 구현하였다.

2. 시스템 구성

그림 1은 제안된 3상 능동전력필터의 구성을 나타내고 있다. 3상 전원 (V_s)은 부하 측에 연결되어 있고, 이때 부하는 고조파와 역률을 저하시키는 3상 다이오드 정류기로 이루어져, 부하 측 입력전류 (I_L)는 고조파를 발생시키며, 이때 정현파인 전원전류 (I_S)는 왜곡됨과 동시에 역률이 저하된다. 이러한 선로 구성에 병렬로 권선형 유도전동기를 이용한 능동전력필터를 추가하여, 이때 발생된 필터전류 (I_F)을 이용해 전원전류 (I_S)의 고조파 및 역률보상을 수행한다. 인버터 출력단에 권선형 유도전동기를 사용하여 회전자측의 전류제어를 통해 선로의 고조파와 역률을 보상한다.[7,8] 제어기법으로는 슬라이딩 모드 방식을 사용하여 권선형 유도전동기의 내부 파라메터 변화에 대해 강인한 제어특성을 갖고 빠른 시스템의 응답특성을 얻도록 제어기를 설계하였다.

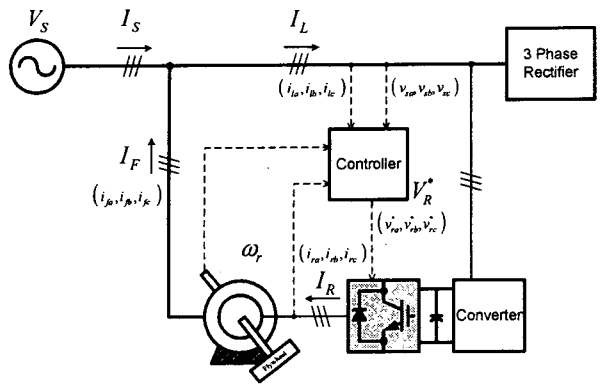

그림 1 전체 시스템 구성

Fig. 1 Configuration of the Full System.

3. 권선형 유도전동기 고정자측 전류제어

3.1 권선형 유도전동기의 동기좌표모델

식(1)은 동기좌표축 고정자와 회전자 d-q전압 방정식을 행렬식으로 정리하였다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ v_{dr}^e \\ v_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_e & 0 & 0 \\ -\omega_e & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & -\omega_{sl} \\ 0 & 0 & -\omega_{sl} & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \\ \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기에서 $p = \frac{d}{dt}$(미분계수), $\omega_{sl} = \omega_e - (\omega_r$(회전각속도)이다. 고정자와 회전자의 쇄교자속은 식(2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \\ \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls}+L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{ls}+L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{lr}+L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{lr}+L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기에서 L_{ls}, L_{lr}은 고정자와 회전자 누설리액턴스, L_m은 자화인덕턴스이다.

3.2 권선형 유도전동기의 고정자측 제어원리

고정자 좌표기준축 고정자와 회전자의 전압방정식은 식(3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_s^s \\ v_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p-j\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s^s \\ \lambda_r^s \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기에서 p는 미분연산자이다.

고정자와 회전자의 고정자측 기준 자속 관계식을 행렬로 정리하면 식(4)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^s \\ \lambda_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

식(4)을 이용하여 권선형 유도전동기의 전압과 전류 관계식을 식(5)와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_s^s \\ v_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & pL_m \\ (p-j\omega_r)L_m & R_r+(p-j\omega_r)L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기에서, R_s:고정자 저항, R_r:회전자 저항, L_s:고정자 자기 인덕턴스, L_r:회전자 자기인덕턴스, L_m:상호인덕턴스, ω_r:전동기 회전속도, p; d/dt 미분연산자를 나타낸다. 또한 자속과 여자전류는 식(6),(7)과 같이 정의한다.

$$\lambda_s^s = L_s i_s^s + L_m i_r^s \quad (6)$$

$$i_o^s = \lambda_s^s / L_s = I_s^s + (L_m/L_s) i_r^s \quad (7)$$

따라서 식(5)에 식(7)를 이용하여 식(8)과 같이 유도할 수 있다.

$$v_s^s = R_s i_s^s + pL_s i_s^s + pL_m i_r^s = R_s i_s^s + pL_s i_o^s \quad (8)$$

동기좌표축 회전자측 전류 기준값 (i_r^{e*})은 식(7)으로부터 식(9)와 같이 유도할 수 있다.

$$i_r^{e*} = e^{-j\theta_r}(L_s/L_m)(i_o^* - i_s^{s*}) \quad (9)$$

여기에서 i_o^*는 여자전류 기준값이며 i_s^{s*}은 전동기 고정자측의 전류기준값을 의미한다. $e^{-j\theta}$은 정지형 좌표계에서 동기형 좌표계로의 변환을 의미한다.

이렇게 만들어진 회전자측 전류기준값 (i_r^{e*})을 PWM 인버터가 이상적으로 추종한다면, 권선형 유도전동기의 회전자측 전류제어를 통해 고정자측 전류제어가 가능하다는 결론을 얻을 수 있다.

4. 시스템 제어 과정 및 슬라이딩 모드 제어기 설계

4.1 제안된 시스템의 제어 블록다이어그램

그림 2은 본 시스템에서 제안한 제어블록다이어그램을 나타내고 있다. 먼저 고조파와 역률 저하의 원인이 되는 3상 부하전류 (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})를 검출하여 이를 정지좌표축 d-q변환을 통해 2상의 부하전류 (i_{Ld}^s, i_{Lq}^s)로 출력한다. 정지좌표축 d-q로 환산된 부하전류 (i_{Ld}^s, i_{Lq}^s)와 전원측의 위상 (θ_e)은 동기 d-q축 변환에 의해 동기부하전류 (i_{Ld}^e, i_{Lq}^e)로 나타난다. 동기 d축과 q축 전류는 직류성분으로써 d축은 3상 부하전류의 크기, q축은 위상을 표현하고 있다. 따라서 제어기 구현이 용이하고 각 d, q축을 독립적으로 제어하여 유효성분과 무효성분을 개선할 수 있다. 동기 d-q축 부하전류 (i_{Ld}^e, i_{Lq}^e)는 직류에 고조파 성분의 리플이 섞인 파형으로서 이를 상쇄시키기 위한 역 고조파 성분의 리플을 추출해야 한다. 이를 위해 저역통과필터 (LPF: Low Pass Filter)는 d-q축 부하전류 (i_{Ld}^e, i_{Lq}^e)의 직류성분을 검출하고 직류성분을 제거하여 고조파 리플을 포함한 d-q축 필터전류 (i_{Ldf}^e, i_{Lqf}^e)

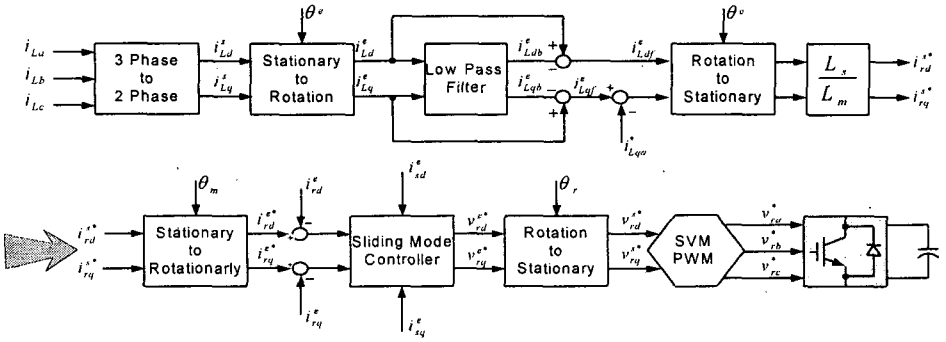

그림 2 제어 블록 다이어그램

Fig. 2 Control block diagram

를 발생시킨다. d축-필터전류 (i^e_{Ldf})는 유효분으로써 고조파를 개선시키고, q축-필터전류 (i^e_{Lqf})은 무효분으로 작용하여 역률을 조정한다. 따라서 권선형 유도전동기 고정자측, 즉 선로에 대한 전류 기준값을 발생시키고, 이 값을 회전자측 기준전압으로 만들기 위해 인버터가 접속된 회전자측으로 전류기준값을 변환한다. 역률보상을 위해 q축-필터전류 (i^e_{Lqf})는 일정한 여자전류 (i^*_{Lqo})의 크기를 더해주어야 한다. d축-필터전류 (i^e_{Ldf})와 여자전류 (i^*_{Lqo})를 고려한 q축-필터전류 (i^e_{Lqf})는 전원측의 위상 (θ_e)으로 정지 d-q축으로 역 변환되고, 상호인덕턴스와 회전자인덕턴스의 비 (L_r/L_m)가 곱하여 회전자에 대한 정지좌표축 d-q 회전자 기준전류 (i^{s*}_{rd}, i^{s*}_{rq})를 발생시킨다. 이를 다시, 회전자측의 위상 (θ_r)을 고려한 동기좌표 d-q축 변환을 통해 회전자 기준전류 (i^{e*}_{rd}, i^{e*}_{rq}) 를 만들고, 동기좌표 d-q축 회전자 기준전류 (i^{e*}_{rd}, i^{e*}_{rq}) 와 측정된 실제 회전자전류 (i^e_{dr}, i^e_{qr}) 를 비교하여 슬라이딩 모드제어기에 인가한다. 슬라이딩 모드 제어기를 통해 동기좌표 d-q축 회전자 기준전압 (v^{e*}_{dr}, v^{e*}_{qr})으로 변환시키고, 정지좌표 d-q축 회전자 기준전압 (v^{s*}_{dr}, v^{s*}_{qr})으로 환산한 다음, 공간벡터 변조방식(SVM) PWM을 이용하여 각, 3상 회전자 기준전압 ($v^*_{ar}, v^*_{br}, v^*_{cr}$) 에 해당하는 펄스를 인버터의 게이트에 인가함으로써 회전자의 전류제어를 수행한다.

4.2 슬라이딩 모드 제어기 설계

비선형 미분방정식에 의한 권선형 유도전동기의 등가방정식을 식(10)와 같이 동기좌표계로 표현하였다.

$$\begin{bmatrix} v^e_{ds} \\ v^e_{qs} \\ v^e_{dr} \\ v^e_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & \omega_e L_s & pL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s+pL_s & -\omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & \omega_{sl} L_m & R_r+pL_r & \omega_{sl} L_r \\ -\omega_{sl} L_m & pL_m & -\omega_{sl} L_r & R_r+pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^e_{ds} \\ i^e_{qs} \\ i^e_{dr} \\ i^e_{qr} \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기에서 $p=\frac{d}{dt}$, $\omega_{sl}=\omega_e-\omega_r$ 이다.

위의 식을 회전자측 전류도함수에 대한 상태방정식으로 정리하면 식(11), (12)과 같다.

$$i^{e\cdot}_{dr} = \frac{L_m R_s}{L_\sigma L_s} i^e_{ds} + \frac{L_m \omega_r}{L_\sigma} i^e_{qs} - \frac{R_s}{L_\sigma} i^e_{dr} - \left(\frac{\omega_{sl} L_r}{L_\sigma} - \frac{\omega_e L^2_{me}}{L_s L_\sigma} \right) i^e_{qr} + \frac{1}{L_\sigma} v^e_{dr} \quad (11)$$

$$i^{e\cdot}_{qr} = -\frac{L_m \omega_r}{L_\sigma} i^e_{ds} + \frac{L_m R_s}{L_\sigma L_s} i^e_{qs} + \left(\frac{\omega_{sl} L_m}{L_\sigma} - \frac{\omega_e L^2_m}{L_s L_\sigma} \right) i^e_{dr} - \frac{R_s}{L_\sigma} i^e_{qr} + \frac{1}{L_\sigma} v^e_{qr} \quad (12)$$

여기에서 $L_\sigma = \frac{L_s L_r - L^2_m}{L_r}$ 이다.

전압제어기에 의해 제어되는 변수는 i^e_{dr}, i^e_{qr} 이며, 회전자 기준전류 (i^{e*}_{dr}, i^{e*}_{qr}) 의 차는 식(13),(14)와 같다.

$$e_1 = i^e_{dr} - i^{e*}_{dr} \quad (13)$$

$$e_2 = i^e_{qr} - i^{e*}_{qr} \quad (14)$$

회전자 전류 오차 (e_1, e_2) 를 0으로 하는 스위칭 평면을 선택하고 슬라이딩 모드영역이 되기 위한 두 스위칭 면을 교차시켜, 그 슬라이딩 면을 따라 동작하도록 제어법칙을 설계한다. 두 영역이 교차하는 슬라이딩 영역은 $e_1=0, e_2=0$ 을 의미하고, 다음 식(15),(16)를 암시한다.

$$i^e_{dr} = i^{e*}_{dr} \quad (15)$$

$$i^e_{qr} = i^{e*}_{qr} \quad (16)$$

$e_1=0, e_2=0$ 인 스위칭 교차면에 도달하기 위한 적절한 제어방식과, 그 이후 슬라이딩모드의 상태로 유지시키기 위한 제어가 필요하다. 이를 위해 Lyapunov이론이 적용되었다. 식(13), (14)에 의해 정의된 스위칭 평면 ($e_1=0, e_2=0$) 의 교차면에 따라, 각각 스위칭 평면에서 회전자측 기준전압 (v^{e*}_{dr}, v^{e*}_{qr}) 을 다음과 같은 방식으로 결정하여 슬라이딩 모드의 안정적인 동작을 이루게 하였다.

(Ⅰ) $e_d>0$ 일 때,

$$v_{dr}^{e*}= C_1*[-L_mR_si_{ds}^e-L_m\omega_ri_{qs}^e+R_si_{dr}^e +(\omega_{sl}L_r-\omega_eL_m^2)i_{qr}^e+\frac{L_m}{L_s}v_{ds}^e]-C_3*|e_1| \quad (17)$$

(Ⅱ) $e_d<0$ 일 때,

$$v_{dr}^{e*}= C_2*[-L_mR_si_{ds}^e-L_m\omega_ri_{qs}^e+R_si_{dr}^e +(\omega_{sl}L_r-\omega_eL_m^2)i_{qr}^e+\frac{L_m}{L_s}v_{ds}^e]+C_3*|e_1| \quad (18)$$

(Ⅲ) $e_q>0$ 일 때,

$$v_{qr}^{e*}= C_4*\left[L_m\omega_ri_{ds}^e-\frac{L_m}{L_s}R_si_{qs}^e +\left(\omega_e\frac{L_m^2}{L_s}-\omega_{sl}L_m\right)i_{dr}^e+R_ri_{qr}^e\right]-C_6*|e_2| \quad (19)$$

(Ⅳ) $e_q<0$ 일 때,

$$v_{qr}^{e*}= C_5*\left[L_m\omega_ri_{ds}^e-\frac{L_m}{L_s}R_si_{qs}^e +\left(\omega_e\frac{L_m^2}{L_s}-\omega_{sl}L_m\right)i_{dr}^e+R_ri_{qr}^e\right]+C_6*|e_2| \quad (20)$$

여기에서 $C_1=1, C_2=0.5, C_3=10, C_4=0.1, C_5=50$ $C_6=1.2$이다. C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 그리고 C_6의 값은 슬라이딩 모드 제어기의 스위칭 주파수와 전동기 파라메터의 변동을 감안하여 설정한다.

5. 시뮬레이션

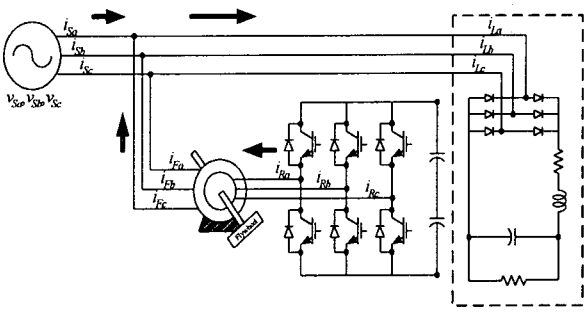

그림 3 시뮬레이션 회로도

Fig. 3 Configuration for simulation

본 논문의 권선형 유도전동기를 이용한 고조파 보상 및 역률보상과 슬라이딩모드 제어알고리즘의 타당성을 검증하기 위해, 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션을 하였다. 슬라이딩모드 제어기는 250 [μsec]의 샘플링 주기를 갖도록 하였고 공간전압변조 PWM 방식에 의한 스위칭 주파수는 2.2[kHz]를 주었다. 시뮬레이션을 위한 제안된 시스템 구성은 그림 3과 같이 구성하였다. 부하는 다이오드 정류기, 선로저항(10 Ω, 부하저항(10 Ω, 선로 인덕턴스(1mH), 부하 커패시터(1000 μf)로 구성되어 있다. 권선형 유도전동기의 파라미터는 정격전력 2.2 [kW], 정격속도 1122[rpm], 정격토크 120[Nm], $R_s=0.115[\Omega]$ $R_r=0.0821[\Omega]$ $L_s=43.75[mH]$ $L_r=44.09[mH]$ $L_m=42.1[mH]$ $J_M=0.16[kgm^2]$ $P=6$[개]로 구성되어 있다.

그림 4는 제어기가 동작하지 않았을 때, 고조파와 역률 비보상시 파형을 나타내고 있다. 위에서부터 각각 선로전원 (v_{sa}), 선로전류 (i_{sa}), 부하입력전류 (i_{La}), 필터전류 (i_{Fa})를 나타낸다.

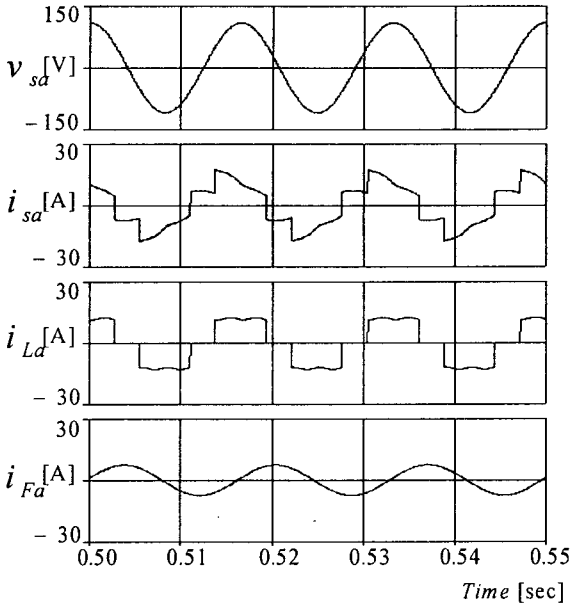

그림 4 비 보상 파형

Fig. 4 Waveform without compensation

그림 5는 여자전류기준값 (i_{Lqo}^{e*})을 0으로 하였을 때 고조파가 개선되는 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다.

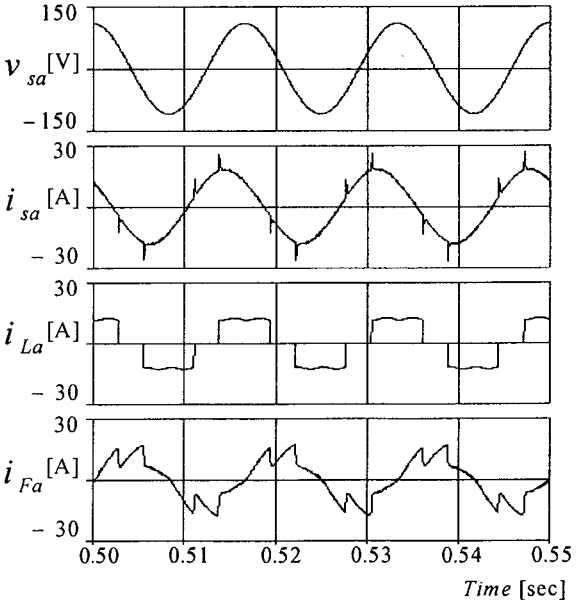

그림 5 고조파 및 역률 보상 파형

Fig. 5 Waveform with harmonic compensation

그림 6은 여자전류기준값 (i_{Lqo}^{e*})에 적당한 값을 주어 제어기를 동작시켰을 때 고조파와 역률이 보상되는 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. 이를 통해 동기좌표 q축 여자전류기준값 (i_{Lqo}^{e*})의 크기에 의해 무효전력이 제어됨을 알 수 있다.

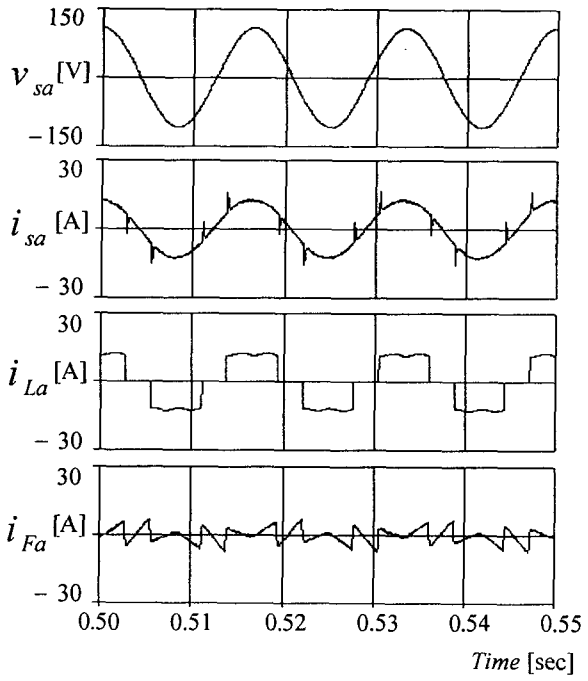

그림 6 고조파 및 역률 보상 파형
Fig. 6 Waveform with power factor and harmonic compensation

그림 7은 고조파와 역률보상시, 선로전류 (i_{as})의 FFT 분석을 나타내었다. 5고조파는 비보상시 보다 75% 개선됨을 입증하였다.

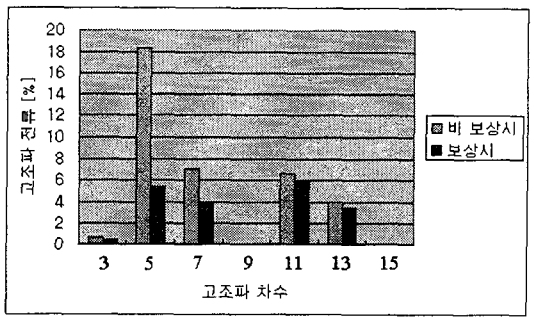

그림 7 고조파 FFT 분석
Fig. 7 Analysis of harmonic FFT

6. 결 론

본 논문에서는 권선형 유도전동기를 이용한 능동전력필터에 슬라이딩 모드 제어기를 적용하였다. 제안된 시스템의 제어기를 설계하고, 시뮬레이션을 통해 동작을 확인하였다. 동기좌표계를 기준으로 제어기 구현을 용이하게 하였으며 동기좌표 d-q축의 독립제어를 통해 각각 유효전력과 무효전력을 제어하여 고조파를 제거하고 역률보상 효과를 얻을 수 있었다. 또한 제안된 시스템은 권선형 유도전동기의 회전자측 전류를 제어하기 때문에 기존의 능동전력필터보다 인버터의 전압 용량을 줄이는 것이 가능하다. 공간벡터변조방식에 의해 권선형유도전동기의 회전자가 제어되기 때문에, 인버터의 DC링크 전압은 PWM 동작에 의해 야기되는 고조파 요소를 줄이도록 스위칭 주파수를 조절 할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Joseph S. Subjak, JR. "Harmonics-Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update", IEEE. Traction. Industry Application, Vol. 26. No. 6. November/December 1990.

[2] Bhim Singh and Kamal Al-Haddad, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement", IEEE, Transactions on industrial electronics, Vol. 16, No. 5, October 1999.

[3] Yoshitaka Kawabata and Tomoyuki Kawakami, "New State equation of Induction Motor".

[4] C.C. Chan and H.Q. Wang, "New scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives", IEE.Proc. Electr. Power Appl, Vol. 143, No. 3, May 1996.

[5] Hirotaka Chikaraishi and Minoru Arimitu, Yi Wang, "Fast response power stabilizer using ac-excited generator", T-IEE, Vol. 113-D, No. 11, pp. 1254-1261, 1993.

[6] Hirofumi Akagi, "Control strategy and dynamic performance of a double-fed flywheel generator/ motor", T-IEE, Vol. 118-D, No. 11, 1998.

[7] M. Hombu, "Harmonic analysis on a slip -power recovery system fed by a DC link GTO converter", EPE 95, pp. 3. 239-3. 244, 1995.