

PSO를 이용한 계통연계형 인버터 전류제어기의 자동조정에 관한 연구

論 文

53B-11-5

A Study on Tuning of Current Controller for Grid-connected Inverter Using Particle Swarm Optimization

安鍾普[†] · 金元坤^{*} · 黃琪鉉^{**} · 朴俊灝^{***}

(Jong-Bo Ahn · Won-gon Kim · Ki-Hyun Hwang · Jun-H Park)

Abstract - This paper presents the on-line current controller tuning method of grid-connected inverter using PSO(particle swarm optimization) technique for minimizing the harmonic current. Synchronous frame PI current regulator is commonly used in most distributed generation. However, due to the source voltage distortion, specially in weak AC power system, current may contain large harmonic components, which increase THD(total harmonic distortion) and deteriorates power quality. Therefore, some tuning method is necessary to improve response of current controller. This paper used the PSO technique to tune the current regulator and through simulation and experiments, usefulness of the tuning method has been verified. Especially in simulating the tuning process, ASM(average switching model) of inverter is used to shorten execution time.

Key Words : Renewable Energy Resources, Grid-Connected Inverter, Distributed Generation, Particle Swarm Optimization, Current Harmonics, Power Quality, Current Control, d-q Transform, Proportional-Integral Control.

1. 서 론

풍력, 태양광, 연료전지 등 신·재생에너지원을 이용한 분산전원은 전력변환장치를 통하여 전력계통에 연계되며 이들 장치는 대부분 전압형 인버터 구조를 채택하고 있으며 내부에 전류제어루프를 포함하고 있다. 이러한 전류제어기법으로는 히스테리시스전류제어, 예측전류제어 등 다양한 기법들이 연구되었지만 그 유용성이나 구현의 용이성으로 인하여 동기좌표 비례-적분제어기 형태가 가장 일반적으로 사용되고 있다[3]. 계통연계형 인버터의 전력 품질 측면의 요구사항들은 IEEE Std. 519-1992의 "Current Distortion Limits for General Distribution Systems(120V Through 69,000V)"와 IEEE Std. 1547의 "Maximum harmonic current distortion in percent of current"에 나타난 것과 같이 전류의 총합고조파왜형률(total harmonic distortion, THD)이 일정 수준 이하로 유지되어야 한다[12, 13]. 그러나 전류제어기의 불완전한 이득 조정이나 약한 배전망에서의 전원전압의 왜곡 등에 의해 충분한 전류제어의 성능을 확보하지 못해 인버터 출력 전류에 심한 왜곡현상이 발생하게 된다. 따라서 계통연계형 인버터의 출력전류의 고조파 성분을 최소화하는 것이 요구되며 그 방법 중에서 기존의 동기좌표 비례-적분 제어기의 적절한 이득조정에 의해 이러한 문제점을 해결하는 방안이 제안되었다[1]. 그러나 시스템의 전류제어 안정도를 해치지 않는 범위

의 이득조정은 여전히 시행착오법에 의존해야 하는 문제를 안고 있다. 따라서 본 논문에서는 계통연계형 인버터의 전류제어기를 조정하는 방법을 제안하고자 한다.

비례-적분형 제어기의 자동조정에 관한 여러 기법들, 예를 들면 시행착오법, 지글러-니콜스법(Ziegler-Nichols), 내부모델 제어법(internal model control, IMC)이 소개되었고 인공지능을 이용한 기법들도 연구되고 있다[4-8]. 본 논문에서는 새로운 진화연산의 알고리즘인 PSO(particle swarm optimization) 기법을 적용하여 온라인으로 전류제어기를 조정하며 이의 목적함수는 THD와 ISE(integral of squared error)의 합을 최소화하는 것으로 하였으며 모의실험과 실제 구현을 통하여 이 조정의 유용성을 입증하였다. 한편 모의실험에서는 과도 및 정상상태의 특성을 크게 희생하지 않고 짧은 시간에 계통연계형 인버터의 특성을 모의할 수 있는 평균스위칭모델(average switching mode, ASM)을 적용하였다[1, 2]. ASM은 PSO를 이용한 조정과정에서 PWM 등 상세 스위칭모델을 생략하고 평균적인 출력전류를 모의하는 방법으로서 인버터의 스위칭주파수가 전력계통의 주파수보다 매우 높으므로 인버터의 제어루프의 동특성이 미치는 영향이 미미하다는 가정에서 비롯되었으며 저차의 고조파특성 및 과도응답상태를 단시간에 평가할 수 있는 장점이 있다.

2. 계통연계형 인버터의 모델링

계통연계형 인버터의 구성은 아래의 그림 1과 같으며, 그림 2와 같은 동기좌표계에서의 전압방정식은 식 (1)과 같다.

$$E_{de} = L_s \frac{di_{de}}{dt} - \omega L_s i_{qe} + V_{de} \quad (1)$$

[†] 교신저자, 正會員 : 한국전기연구원 Mechatronics 연구그룹
E-mail : jbahn@keri.re.kr

^{*} 學生會員 : 부산대학교 전기공학과 석사과정

^{**} 正會員 : 동서대 인터넷공학부 교수

^{***} 正會員 : 부산大學 電氣工學科 工學博士 · 教授

接受日字 : 2004年 8月 16日

最終完了 : 2004年 9月 8日

$$E_{qe} = L_s \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L_s i_{de} + V_{qe}$$

여기서, E_{de} , E_{qe} : 각각 전원의 d축, q축 전압

V_{de} , V_{qe} : 각각 인버터의 d축, q축 출력전압

인버터의 출력전압은 전류제어기에 의해 결정되며 식 (1)의 우변 첫째항인 리액터강하분에는 미분항을 포함하고 있으므로 이 값 대신에 비례-적분기를 추가하여 아래의 식 (2)와 같이 사용하게 된다.

$$\begin{aligned} V_{de}^* &= E_{de} + \omega L_s i_{qe} + u_{cd} \\ V_{qe}^* &= E_{qe} - \omega L_s i_{de} + u_{cq} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, u_{cd} , u_{cq} 는 각각 d축, q축 비례-적분형 전류제어기의 출력이며 식으로 나타내면 아래의 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} u_{cd} &= (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{de}^* - i_{de}) \\ u_{cq} &= (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{qe}^* - i_{qe}) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 i_{de}^* , i_{qe}^* 는 각각 d축, q축 전류기준이며 통상 역률 1로 운전하기 때문에 $i_{de}^* = 0$ 로 하게 된다. 그림 3은 동기좌표계 전류제어기의 구조가 나타나 있다.

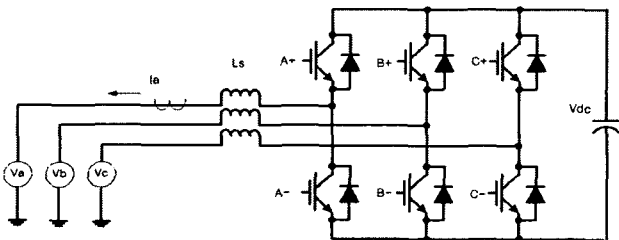


그림 1 계통연계형 인버터의 단순 모델
Fig. 1 Simplified model of grid-connected inverter

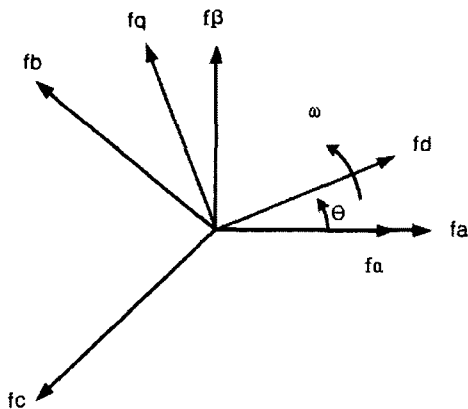


그림 2 동기좌표계
Fig. 2 Synchronous reference frame

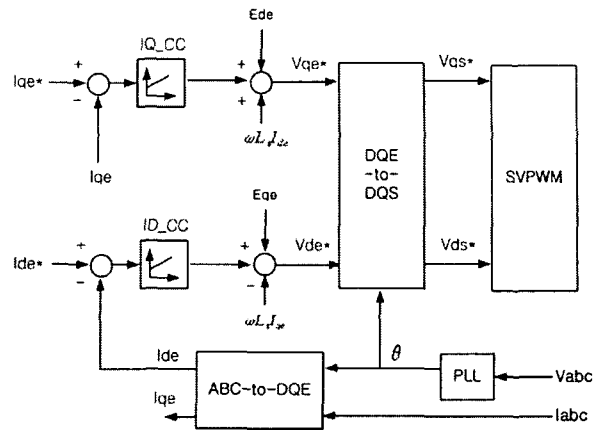


그림 3 동기좌표계 전류제어기
Fig. 3 Synchronous frame current controller

3. 평균스위칭모델

계통연계형 인버터의 실제적인 모델은 그림 1보다는 아래의 그림 4와 같이 필터 및 전원계통의 리액턴스를 포함하는 모델이 되며 공간벡터변조기법같은 인버터의 스위칭모델도 포함되어야 하므로 이러한 시스템의 동적, 정적인 특성의 모의는 계산이 복잡하고 시간이 많이 걸리는 문제점이 있다. 동특성 해석에 있어 그 정밀도를 저하하지 않고 연계인버터의 특성을 모의할 수 있는 방법이 평균스위칭모델이다. 대부분의 경우 인버터의 스위칭주파수는 전력계통의 주파수보다는 매우 높으므로 인버터 제어루프의 동특성에 미치는 영향은 미미하다는 가정은 합리적이며 인버터의 스위치는 평균값으로 표현되는 함수로의 대체가 가능하다[1, 2]. 전압형 인버터가 포화되지 않는 범위에서 전류제어기의 출력 즉, 전압명령은 공간벡터변조를 통해 전압벡터로 출력되고 이는 출력측 필터와 함께 후술할 상태공간모델로 표현될 수 있으며 이의 계산을 통하여 단시간에 연계인버터의 동적 특성을 모의할 수 있다.

그림 4와 같이 3상 전압형 인버터와 인덕터, 캐패시터 필터로 구성된 실제적인 계통연계 인버터의 전압방정식은 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{v_1 - v_c}{L_1} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{v_c - v_2}{L_2} \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_1 - i_2}{C_f} \end{aligned} \quad (4)$$

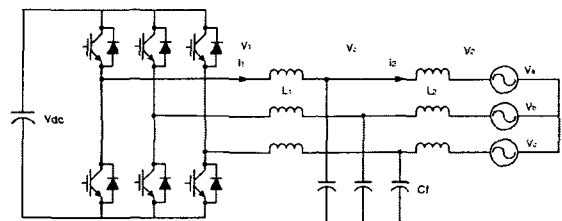


그림 4 계통연계형 인버터의 실제적 모델
Fig. 4 Practical model of grid-connected inverter

여기서, $v_1 = [v_{1a} \ v_{1b} \ v_{1c}]^T$, $v_c = [v_{ca} \ v_{cb} \ v_{cc}]^T$,
 $v_2 = [v_{2a} \ v_{2b} \ v_{2c}]^T$, $i_1 = [i_{1a} \ i_{1b} \ i_{1c}]^T$,
 $i_2 = [i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c}]^T$ 이며 v_1 은 인버터 출력전압, v_c
 는 필터 캐패시터 전압, v_2 는 전원계통전압이다. 이 전압방
 정식 (4)을 그림 2와 같은 d-q 동기좌표계로 변환하면 아래의
 식 (5)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1d} &= \frac{1}{L_1}(v_{1d} + \omega i_{1q} - v_{cd}) \\ \dot{i}_{1q} &= \frac{1}{L_1}(v_{1q} - \omega i_{1d} - v_{cq}) \\ \dot{i}_{2d} &= \frac{1}{L_2}(v_{cd} + \omega i_{2q} - v_{2d}) \\ \dot{i}_{2q} &= \frac{1}{L_2}(v_{cq} - \omega i_{2d} - v_{2q}) \\ \dot{v}_{cd} &= \omega v_{cq} + \frac{1}{C_f}(i_{1d} - i_{2d}) \\ \dot{v}_{cq} &= -\omega v_{cd} + \frac{1}{C_f}(i_{1q} - i_{2q}) \end{aligned} \quad (5)$$

이 식 (5)를 아래의 식 (6)과 같은 상태방정식으로 표시할
 수 있다.

$$X = AX + BU, \quad Y = CX \quad (6)$$

여기서, $X = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q} \ v_{cd} \ v_{cq}]^T$,
 $U = [v_{1d} \ v_{1q} \ v_{2d} \ v_{2q}]^T$, $Y = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q}]^T$
 이고 각 행렬은 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega/L_1 & 0 & 0 & -1/L_1 & 0 \\ -\omega/L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 0 & \omega/L_2 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega/L_2 & 0 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C_f & 0 & -1/C_f & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 1/C_f & 0 & -1/C_f & -\omega & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

입력벡터 U 는 전원계통전압 d축, q축 성분 (v_{2d} , v_{2q})과
 인버터 출력 d축, q축 성분 (v_{1d} , v_{1q})으로 구성됨을 볼 수
 있다. 따라서 동특성이나 정특성을 모의실험하기 위해서는 식
 (3)의 제어기 출력과 전원전압의 동기좌표계 변환값을 이용하
 여 그림 5와 같이 전체 동특성 모델을 모의할 수 있다.

아래 그림 5에서 연계인버터의 ASM 모델은 상태방정식으
 로 표현되며 출력은 인버터측 및 전원측의 전류로 되므로 이
 를 이용하여 각각 d축과 q축 전류제어기를 구성할 수 있다.
 전류제어기 출력은 인버터의 출력전압이 되고 여기에 전원전
 압의 d축, q축 전압을 추가하면 입력벡터 U 가 만들어 진다.

아래의 그림 6에 전류기준을 50[A]에서 100[A]로 변경했을
 때의 동특성을 ASM 모델과 스위칭모델을 비교한 결과가 나
 타나 있다. ASM은 60주기를 모의 실험하는데 약 40[초]가 소
 요되어 1주기당 0.67[초]가 걸렸으나 스위칭모델은 1주기 모의
 실험에 약 202[초]가 소요되었으므로 1주기 모의 때의 소요시
 간은 ASM이 약 1/300로 시간을 단축할 수 있다. 스위칭모델
 에는 정류기, 인버터, 필터, SVPWM 등 실제 하드웨어 모델
 이 모두 포함된 경우이나 아래 그림6에서 보는 것처럼 정상상
 태나 과도상태의 특성 모의에 큰 차이가 없음을 알 수 있다.

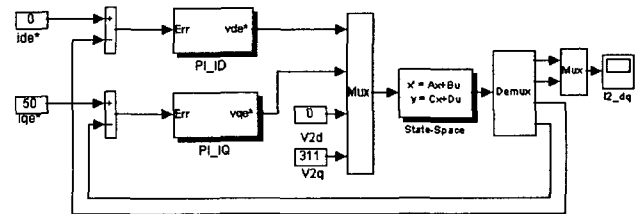
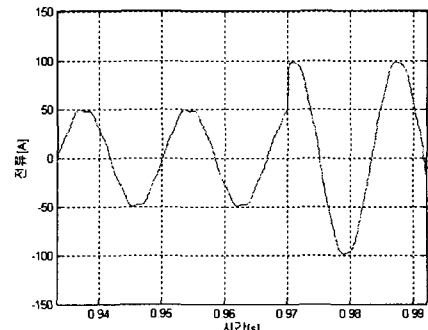
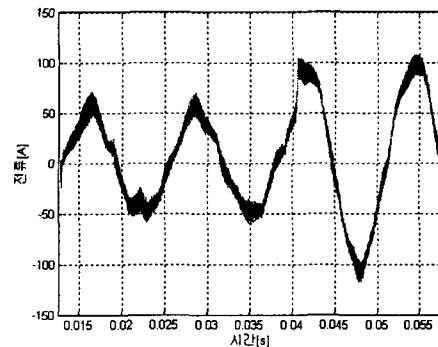


그림 5 ASM을 이용한 모의실험 모델
 Fig. 5 Simulation model using ASM



(a) ASM 모델
 (a) ASM model



(b) 스위칭 모델
 (b) Switching model

그림 6. ASM 모델과 스위칭 모델의 동특성 비교
 Fig. 6 Comparison of dynamic characteristic.

4. 전류제어기 이득과 출력 특성

전원전압에 고조파가 낮은 수준으로 포함된 경우에도 정상 상태의 전류 파형은 미리 조정된 전류제어기의 이득으로는 상당한 수준의 왜곡이 나타날 수 있음이 지적되고 있다[1]. 이는 분산전원의 전력계통 연계조건을 규정하는 여러 표준들에 제시된 전류의 고조파 함유율 등을 만족하지 못하게 된다[12, 13]. 이러한 문제점들을 해결하기 위해 먼저 전원전압에 고조파가 함유된 경우에 전류제어기의 이득과 출력 전류의 고조파 함유량과의 관계를 규명해 보기로 한다. 이를 위해서 ASM 모델을 이용하여 전원전압에 5차 고조파가 2[%] 포함된 경우의 연계인버터의 출력전압을 모의한 결과가 아래의 그림 7에 나타나 있다. 모의방법은 전원전압에 고조파를 첨가하고 이를 동기좌표계로 변환한 v_{2d} , v_{2q} 값을 입력벡터 U 에 추가하는 것으로 하였다. 그림 7의 (a)에서 보는 것처럼 이득이 충분히 크지 않을 경우 ($K_p=1.0$, $K_i=60.0$) 전원전압에 2[%]의 5차 고조파에 대해서 출력전류의 THD는 9.2[%]에 이르게 되고 이는 연계표준인 IEEE Std. 1547에 규정한 5[%]를 크게 초과하는 결과를 가져오게 된다. 그림 7의 (b)는 전류제어기의 비례 이득을 5배 증가하여 $K_p=5.0$, $K_i=60.0$ 으로 하였을 때의 전류파형을 보여주고 있으며 이 경우 THD는 2.4[%]로 크게 감소했음을 볼 수 있다.

이와 같이 전류제어기의 비례이득이 증가하면 출력전류의 THD를 낮출 수 있으나 실제에 있어 전류제어기의 안정도를 해치지 않는 범위 내에서 제어기를 적절하게 이득을 조정하는 문제가 발생하게 된다. 비교적 연산량이 적으면서도 빨리 수렴하는 특성을 가진 PSO를 적용하여 온라인으로 전류제어기의 이득을 조정하는 것은 주어진 제한 조건 즉, 안정도 범위 내에서 전역적 최적이득을 구하는 과정이 된다. PSO를 적용하기 위하여 목적함수를 다음과 같이 설정하였다.

$$f = k \cdot THD + (1 - k) \cdot ISE \quad (7)$$

여기서 k 는 가중치로서 0과 1 사이의 값이고 종합고조파 왜형률(THD)과 오차자승적분(ISE, integral of squared error)은 다음과 같이 정의된다.

$$THD = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}{I_1^2}} \quad (8)$$

$$ISE = \int_0^t (i^* - i)^2 dt$$

여기서 THD와 ISE를 동시에 고려한 이유는 THD는 정상 상태 전류의 고조파 성분을 측정할 수 있으나 THD만을 고려할 경우 전류기준치와 실제전류의 위상지연 등 과도응답을 측정하기 어렵기 때문이며 이를 위해서 ISE를 추가하였다. 아래의 그림 8은 PSO와 ASM 모델을 이용한 연계인버터의 전류제어기 이득 조정 블록도가 나타나 있다.

5. PSO의 개요

Particle Swarm Optimization(PSO)은 새로운 진화연산기법

의 일종으로 1995년에 J. Kennedy와 R. Eberhart에 의해 제안되었다. PSO는 물고기의 떼(schooling)와 조류의 무리(flocking)와 같은 조직체의 행위에 관한 연구에서 동기가 유

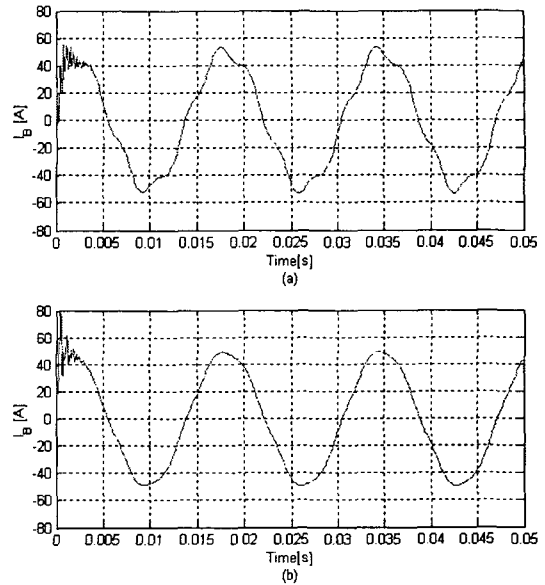


그림 7 전류제어기 비례이득과 전류 파형
(a) 낮은 비례이득 ($K_p=1.0$, $K_i=60.0$, THD=9.2%), (b) 5배의 비례 이득 ($K_p=5.0$, $K_i=60.0$, THD=2.4%)

Fig. 7 Current waveform at different gains
(a) Low Kp ($K_p=1.0$, $K_i=60.0$, THD=9.2%), (b) $5 \cdot K_p$ (THD=2.4%)

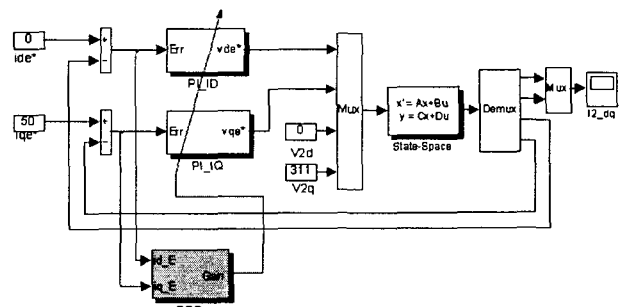


그림 8 PSO를 이용한 전류제어기의 조정
Fig. 8 Tuning of current controller using PSO

발되었다. PSO는 군생 모델(social model)과 인식 모델(cognitive model)을 조합으로 이루어지며 군생요소는 개인이 자신의 경험을 무시하고 주위 개인들의 신조에 따라 그들의 행동을 조절한다는 것을 암시하고, 인식요소는 개인들을 고립된 개체로서 취급 한다는 것이다. 즉, 이러한 무리가 먹이를 찾아가는 과정에서 무리 전체의 정보를 서로 공유한다는 가설과 무리 내부의 각 개체(agent)가 자기 자신의 경험과 무리 전체에 공유되어있는 정보를 사용하여 각 개체의 의견을 결정한다는 개념을 최적화 과정에 도입한 방법이라 할 수 있다 [9-11]. PSO의 특징은 알고리즘이 간단하고, 구현하기도 쉬우며, 계산시간이 짧으며 대용량의 메모리가 필요 없고, 다른 휴

리스트 알고리즘과는 달리, PSO 탐색공간에서 전역해와 국부해 사이를 균형있게 탐색함으로써 조기수렴하는 것을 방지할 수 있다. 이러한 PSO 알고리즘의 특징은 다음과 같다.

- (1) PSO은 유전자 알고리즘(genetic algorithm)등과 같이 복수의 탐색점을 가지며 각 탐색점의 Pbest(personal best)와 집단의 Gbest(group of global best)를 이용하여 각 탐색점을 확률적으로 변경시켜가는 것에 의해 전역적인 최적해를 탐색하는 최적화 방법이다.
- (2) PSO은 전역 및 국부 탐색의 결합으로 기존 방법들보다 전역해를 찾는 데 더 유연하고 강인하게 만들어 줄 수 있다.
- (3) PSO은 기존의 다른 휴리스틱 방법과는 다르게, 초기해집단에 의해서 좌우되지 않는다. 따라서 탐색공간 어디에서 출발하여도 각 개체들 간의 공유된 정보에 의해서 조기수렴을 극복할 수 있고 전역 최적해에 수렴하게 된다.
- (4) PSO의 개념은 원래 2차원 공간에서 고안되었으나 n차원 공간으로도 확장 가능하다.

그림 9는 Pbest와 Gbest에 대한 개념을 나타내었다. 그림 9에서 보는 것처럼, PSO에서 탐색과정 동안 각 탐색점은 목적함수를 사용하여 각 개체는 경로를 따라 지금까지의 최적의 목적함수 값을 Pbest를 기억하고 있다. 또한 모든 개체의 Pbest 중의 최적의 목적함수 값을 Gbest라 하고 그 정보를 공유한다.

각 개체는 현재의 위치 벡터와 속도 벡터, 그리고 Pbest, Gbest를 이용해서 식 (9)에 의해 이동을 하게 된다. 여기서 속도는 각 탐색점의 방향을 변화시킬 수 있으며 식 (9)는 전역 및 국부탐색의 결합을 볼 수 있다. 각 개체의 위치벡터 수정은 현재의 위치와 수정된 속도를 이용해서 식 (10)과 같이 된다.

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1rand_1(P_{best_i} - s_i^k) + c_2rand_2(G_{best} - s_i^k) \quad (9)$$

$$s_i^{k+1} = s_i^k + v_i^{k+1} \quad (10)$$

- 여기서, v_i^k : i 번째 현재 개체의 속도 벡터
 s_i^k : i 번째 현재 개체의 위치 벡터
 v_i^{k+1} : i 번째 현재 개체의 속도 벡터
 s_i^{k+1} : i 번째 현재 개체의 위치 벡터
 N : 개체의 총 수
 w : 관성가중치(inertia weight)
 c_1, c_2 : 가속 상수(acceleration constant)
 $Pbest_i$: i 번째 개체가 지금까지의 탐색 중 발견한 최적의 위치 벡터
 $Gbest$: 전체 개체가 지금까지의 탐색 중 발견한 최적의 위치 벡터
 $k = 1, 2, \dots, N$

그림 10은 각 개체의 속도와 위치의 변경에 관한 개념을 나타내었다. 그림 10에서 현재 위치와 그 속도가 주어진 것으로 한다. 예를 들어 이 개체가 Pbest, Gbest 위치를 기억하고 있을 때 다음과 같은 속도로 변경한다. 이 개체는 현재 향하

고 있는 방향으로부터 이제까지 탐색한 해 중에 제일 우수리 전체가 발견한 해 중에서 제일 우수한 해, Gbest가 있는 방향으로 자신의 방향을 변경하고자 한다. 이 변경하고자 하는 행동은 V^{mod} 벡터로 표현된다(V^{mod} 는 식(9)의 우변 제2항과 제3항의 합). 즉, 이 개체의 속도변경은 현재의 속도 V^k 와 V^{mod} 를 더한 것이 되며, V^{k+1} 로 표현된다. 따라서 식 (10)

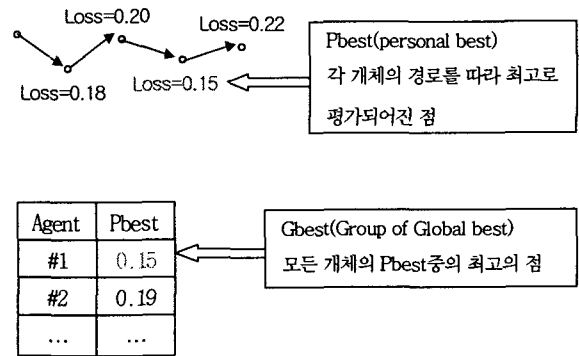


그림 9 Pbest와 Gbest의 개념
 Fig. 9 Concept of Pbest and Gbest

에 의해서 현재 위치 s^k 는 V^{k+1} 에 의해서 새로운 위치 s^{k+1} 로 자신의 위치를 변경한다.

PSO 알고리즘의 전체 흐름도는 그림 11과 같고, 전역최적해를 구하는 과정을 요약하면 다음과 같다.

- (단계1) 각 개체에 대해 초기 위치벡터 s_k 와 속도벡터 v_k 를 난수에 의해서 초기화시킨다.
- (단계2) 전체 개체에 대해 초기의 위치벡터 s_k 를 이제까지의 최적해 위치를 $Pbest_k$ 로 한다. 이때 가장 우수한 $Pbest_k$ 를 전체 개체에 관한 최적해 위치를 $Gbest$ 로 한다.
- (단계3) 개체의 속도벡터 v_k 를 식 (9)에 의해 갱신한다.
- (단계4) 개체의 위치벡터 s_k 를 식 (10)에 의해 갱신한다.
- (단계5) 개체의 s_k 에 관한 현재의 위치에서 목적함수값, $F(s_k)$ 가 $F(Pbest_k)$ 보다 최적의 목적함수값을 가지면 $Pbest_k = s_k$ 로 대체한다.
- (단계6) 단계3에서 단계5까지 모든 개체 관해서 실시하였다면 단계7로 가고, 그렇지 않으면 단계3으로 돌아간다.
- (단계7) 모든 개체에 대해서 $F(Pbest_k)$ 가 $F(Gbest)$ 보다 최적의 목적함수 값을 가지면 $Gbest = Pbest_k$ 로 대체한다.
- (단계8) 최대 반복 횟수 도달 및 허용오차를 만족하면 탐색을 종료하고, 그렇지 않으면 단계3으로 돌아간다.

6. 전류제어기의 PSO 조정 모의실험

계통연계형 인버터의 전류제어기 이득을 PSO기법으로 조

정하는 것을 Matlab/SIMULINK를 이용하여 모의실험 하였다. 전원전압의 한주기 동안에 전류기준치(i_{qe}^*)를 인가하여 THD와 ISE를 이용하여 목적함수를 계산하는 방법을 사용하였으며 모의시간을 최소화하기 위하여 ASM 방법을 적용하였으며 모의실험을 위한 시스템 파라미터는 표1과 같다. 먼저 전원전압에 고조파가 포함되지 않는 경우에 PSO를 적용하여 전류제어기를 조정한 결과가 아래의 표2에 나타나 있다. 목적함수를 THD, ISE 그리고 양자의 조합으로 한 세가지 경우에

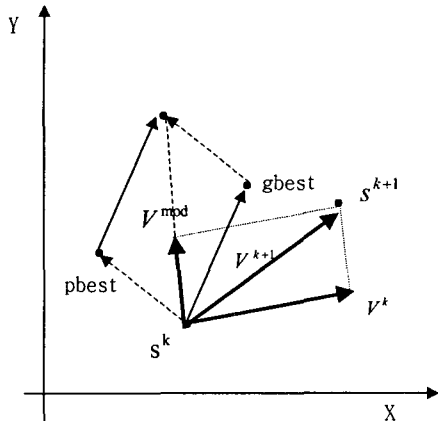


그림 10 각 개체의 속도와 위치의 변경에 관한 개념
 Fig. 10 Concept about a change of position and the speed of each agent

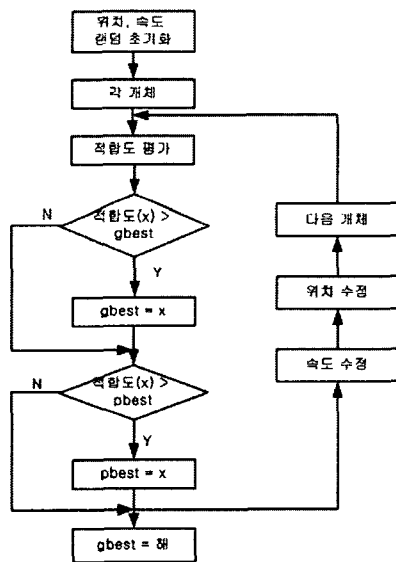


그림 11 PSO 흐름도
 Fig. 11 Flowchart of PSO

대해서 전류제어기의 비례이득 및 적분이득이 일정 범위 내에 수렴함을 볼 수 있었다. 본 모의실험에서 적분이득은 편차가 큰 편이었으나 적합도함수의 값에는 큰 영향을 미치지 않았는데 이는 1주기만을 대상으로 목적함수를 평가했기 때문에 과도상태와 정상상태가 혼합된 결과로 평가되고 완전히 안정된 정상상태의 적합도가 아니기 때문인 것으로 판단된다.

아래 표 3에는 전원전압에 5차 고조파를 2[%] 포함한 경우

에 각 적합도함수에 따른 이득조정 결과의 결과를 보여주고 있다. 비례이득이 전원전압의 THD가 0[%]인 경우인 표2의 결과에 비해 적합도함수에 따라 각각 23, 30, 5[%] 증가했음을 알 수 있으며 전술한 바와 같이 이득이 증가하면 THD가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 적합도함수를 ISE로 한 경우가 THD로 한 경우보다 이득이 커지며 따라서 결과적인 전류의 THD도 낮게 나타남을 표3의 결과에서 볼 수 있는데 이는 THD가 주파수 영역의 지표인데 비하여 ISE는 시간영역에서의 순시적인 전류오차를 충실하게 반영하는 지표이기 때문인 것으로 판단된다.

표 1 시스템 파라미터
 Table 1 System parameter

전원전압(V _{ll})	220[V]
인버터 용량(P)	5[kW]
인덕턴스(L1)	1[mH]
인덕턴스(L2)	100[μH]
스위칭 주파수	10[kHz]
캐패시턴스(Cf)	15[μF]
직류전압(V _{dc})	500[V]

표 2 적합도함수에 따른 이득조정 결과(전원전압 THD=0[%])

Table 2 Results of gain tuning for different fitness functions (source voltage THD=0[%])

적합도함수	이득 (Kp)	비례이득 (Ki)	적합도	비례이득 편차
THD	2.76	113.20	0.03020	-7.7[%]
0.5*(THD+ISE)	2.99	89.73	0.01578	0[%]
ISE	5.00	123.31	0.00666	+67.2[%]

표 3 적합도함수에 따른 이득 조정 결과(전원전압 THD=2[%])

Table 3 Results of gain tuning for different fitness functions (source voltage THD=2[%])

적합도함수	이득 (Kp)	비례이득 (Ki)	적합도	전류 THD [%]	비례이득 편차
THD	3.39	47.81	0.04375	3.7	-12.6[%]
0.5*(THD+ISE)	3.88	12.17	0.03587	3.3	0[%]
ISE	5.24	67.07	0.01420	2.4	+35.1[%]

이러한 조정의 결과를 상세 스위칭모델에 적용하여 조정의 효과를 분석해 보기로 하자. ASM 모델을 이용한 조정 결과인 전류제어기의 비례, 적분기의 이득을 스위칭모델에 적용했을 때의 각각의 정상상태 전류파형이 그림 12에 나타나 있으며 두개의 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다. 이 모의실험의 조건은 표3의 목적함수가 ISE인 경우의 이득을 이용하였다. 이때의 THD는 스위칭모델과 ASM 모델에서 각각 7.1, 2.4[%]로 차이를 보이고 있는데 이는 Simulink 모델의 샘플링 시간이 각각 1, 100[μs]로 차이가 나며 이것에 기인하여 전류

샘플링의 차이에 기인한 것으로 판단된다. 그림 13은 PSO의 최적해를 구하는 과정을 보여주고 있으며 관성가중치, w 는 0.9에서 시작하여 0.4까지 감소하도록 하였으며 가속상수, $c1$, $c2$ 는 각각 0.1, 0.3을 사용하였고 개체수는 5개를 적용하였다.

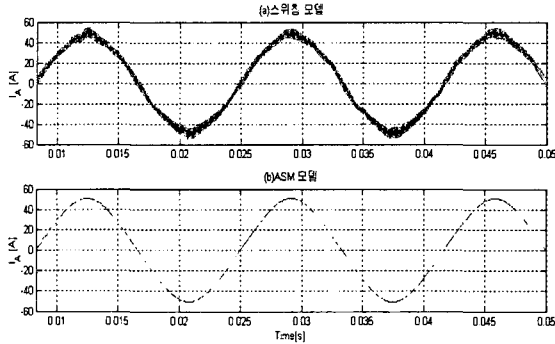


그림 12 조정 결과를 이용한 정상상태 전류 파형
Fig. 12 Current waveform using tuned gains

7. 실험 결과

실험 시스템은 그림 14와 같이 PWM 컨버터와 연계인버터를 연결하여 구성하였으며 2장의 DSP 보드(TMS320C32, 60MHz)에 의해 각각 독립적으로 제어되고 있다. 컨버터는 직류전압을 일정하게 유지하기 위한 전압제어기가 구성되며 이 출력이 전류제어기의 기준신호, i_{qe}^* 가 되도록 하였고 d축 전류 제어기의 전류기준, i_{de}^* 은 역률을 1로 하기 위하여 0으로 하였다. 인버터의 전류기준치는 유효전력명령으로부터 다음과 같이 계산되었다.

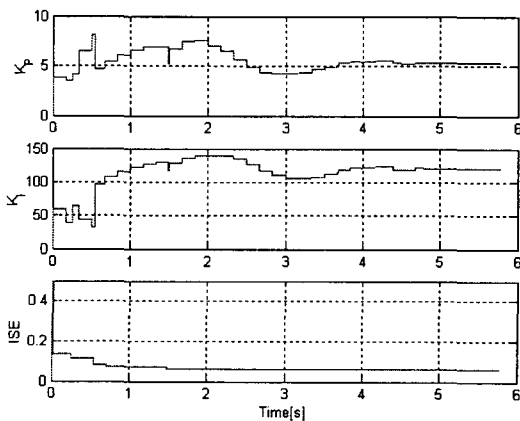


그림 13 PSO 조정 결과
Fig. 13 Process of PSO tuning

$$i_{qe}^* = \frac{P^* \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3} V_2} \quad (11)$$

먼저 전원전압의 고조파 상태를 전력분석기(power analyzer)로 분석하였으며 그 결과가 아래의 표 4에 나타나 있다. 모의실험 조건과 같이 5차의 고조파가 지배적임을 알 수 있다. 전류제어기에 PSO 조정기법을 적용하기 위하여 먼저 목적

함수를 이용하여 적합도를 계산해야 하는데 DSP 제어기에서 전류의 고조파 계산을 실시간으로 수행하기에는 연산시간이

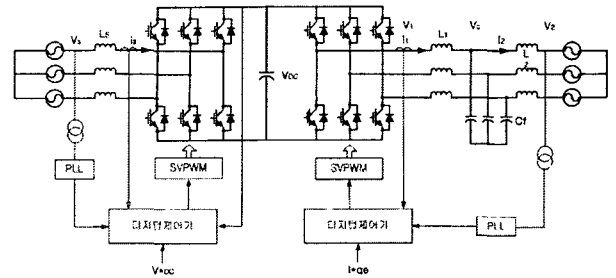


그림 14 실험 시스템의 구성도
Fig. 14 Configuration of test system



그림 15 실험 시스템의 사진
Fig. 15 Photo of test system

표 4 전원전압의 고조파 분석

Table 4 Voltage harmonics of source supply

차수	3차	5차	7차	9차	THD
고조파[%]	0.12	1.53	0.65	0.12	1.85

부족해서 ISE만을 적용하여 조정해 보았다. 그러나 전원전압 1주기 동안의 ISE도 아나로그-디지털변환 오차 등에 의해 상당한 편차가 있었다. 따라서 보다 정확한 적합도의 계산을 위해서 아래의 그림 17에 나타난 바와 같이 5주기의 평균치를 사용하였다. 5주기 동안 ISE를 계산하고 나머지 3주기 동안 PSO의 연산과 새로운 개체, 즉 이득을 출력하여 정상상태에 이르도록 한 후에 ISE를 계산하는 방법을 취하여 정상상태만의 적합도를 평가하였다. 또한 개체 수를 5로 하였기 때문에 1세대 연산을 위해서는 (5+3)주기x5개체=40주기가 되며 100세대를 수행하면 약 66.6[초]가 소요된다. PSO 조정을 위한 파라미터는 모의실험조건과 동일하며 단지 과도한 이득의 변화를 막기 위해 속도의 변화분을 최대 이득의 10[%]로 제한하였으며 d축, q축 각각의 비례, 적분이득의 범위를 제한하였다. 이는 실험적으로 구한 안정도의 값 범위이다.

아래 그림 18은 실제 연계 실험시의 d, q축 전류제어기의 이득의 변화와 ISE의 변화가 나타나 있으며 30세대 이후에 일정한 값으로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 표 5에는 조정된

이득과 기존의 시행착오법으로 조정한 이득으로 실험하였을 때 각각의 THD가 표시되어 있으며 전술한 것처럼 이득이 전반적으로 증가하면서 THD는 감소하는 것을 볼 수 있다. 그림 19에는 특정 전류명령 조건으로 조정된 이득으로 전류 명령을 변경하였을 때의 상전류 파형을 보여 주고 있으며 부하량에 무관하게 원활한 전류제어가 됨을 볼 수 있다.

표 5 이득변화에 따른 THD.(Iqe* = 15[A])
Table 5 THD at different gain set(Iqe* = 15[A])

방법	이득	THD[%]
수동조정 (시행착오법)	d축 : Kp/Ki = 5/25 q축 : Kp/Ki = 4/50	10.47
PSO 조정	d축 : Kp/Ki = 13.45/56.89 q축 : Kp/Ki = 9.95/270.67	8.33

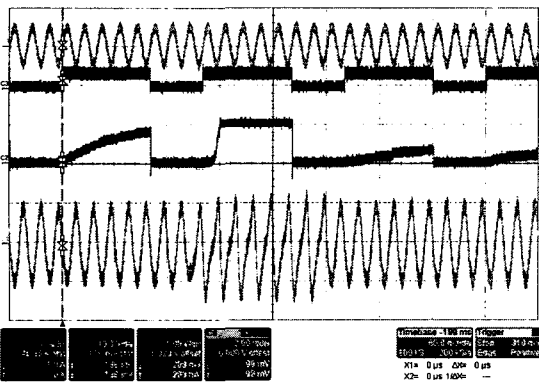


그림 17 PSO 조정과정(C4: 전원전압 위상, C3: 목적함수 계산 구간, C2: 목적함수 값, C1: 상전류 20[A/칸], 시간: 50[ms/칸])

Fig. 17 Time chart of PSO tuning process(C4: phase of source voltage, C3: interval of ISE calculation, C2: phase current(20[A/col.], Time: 50 [ms/col.]

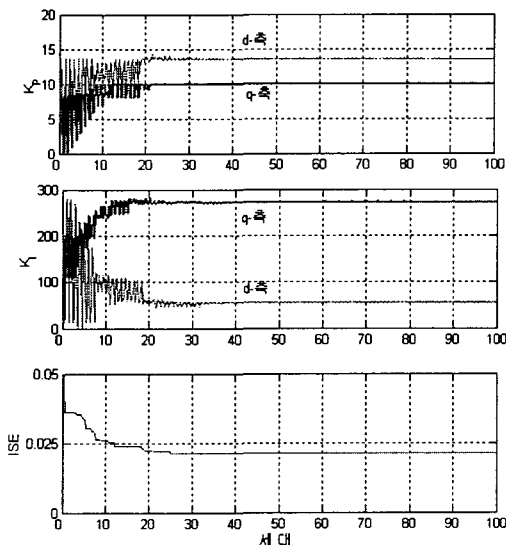
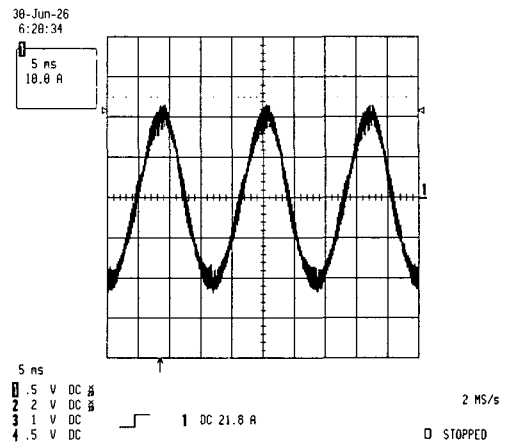
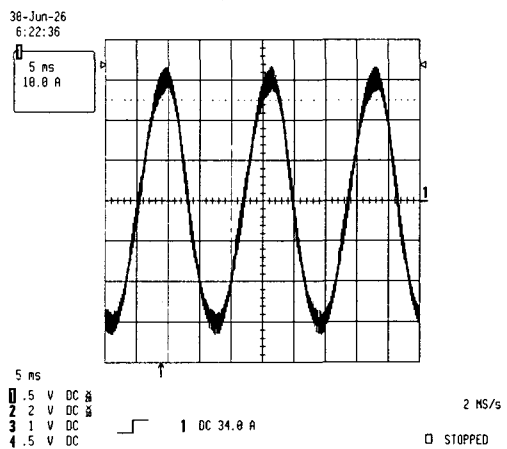


그림 18. PSO 조정과정(상:비례이득, 중:적분이득, 하:ISE)
Fig. 18 PSO tuning process(top: proportional gain, middle: integrator gain, bottom: ISE)



(a) Iqe* = 20[A]



(b) Iqe* = 30[A]

그림 19 전류 기준치의 변화에 따른 상전류(PSO 조정 후)
Fig. 19 Current waveform at different current command

8. 결론

본 논문에서는 분산전원에 사용되는 계통연계형 인버터의 전류제어기를 전력품질의 관점에서 최적의 이득으로 실시간 온라인으로 조정하기 위해서 PSO기법을 적용하고 이의 유용함을 모의실험과 실제 적용을 통해 검증하였다. 시행착오법으로 구한 이득과 PSO를 이용한 자동조정시의 이득을 적용한 경우 각각의 전류 THD는 10.47[%]와 8.33[%]로서 약 2.1[%] 정도의 THD 개선 결과를 보여주었다. 그러나 ASM 모델로 모의 시험한 결과와는 다소 차이가 발생되었는데 이는 스위칭, 샘플링효과 및 전원계통의 저항, 인덕턴스 등 파라미터의 변동에 기인하는 것으로 판단된다. 본 논문은 목적함수를 이용하여 정량적으로 성능을 평가하면서 전류제어기를 자동조정할 수 있는 가능성을 제시했으며 특히 약한 배전계통에서 비선형부하 등에 의한 전원전압의 왜곡으로 인하여 특정의 이득만으로는 계통 혹은 부하로 유입되는 인버터 전류의 THD를 연계 표준치 이하로 할 수 없는 경우에 유용할 것이며 향후 실시간으로 전력 품질을 측정할 수 있는 하드웨어의 보완을 통하여 보다 실질적인 이득의 조정이 될 수 있는 연구가 필요할 것이다.

참 고 문 헌

[1] E. Twining, D. G. Holmes, "Modelling grid-connected voltage source inverter operation", Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conf. (AUPEC-2001), Sep. 23-26, 2001, pp. 501-506.

[2] M. B. Lindgren, "Analysis and simulation of digitally-controlled grid-connected PWM converters using the space-vector average approximation", Proceedings of the 5th IEEE workshops on Computers in Power Electronics, pp 85-89, 1996

[3] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of a current - regulated PWM inverter," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 22, pp. 678-690, July/Aug. 1986.

[4] Z. L. Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," IEEE Trans. on energy conversion, vol. 19, no. 2, pp. 384- 391, June 2004.

[5] S. Easter Selvan, S. Subramanian and S. T. Solomon, "Novel technique for PID tuning by particle swarm optimization", Proc. Seventh annual swarm users /researchers conference, Apr. 13-15, 2003.

[6] T. O'Mahony, C. J. Downing and K. Fatla, "Genetic Algorithms for PID Parameter Optimization: Minimizing Error Criteria", Proc. of Process and Instrumentation 2000, Jul. 26-27.

[7] 안종보, 황기현, 박준호, "유전알고리즘을 이용한 HVDC 용 퍼지제어기의 설계," 대한전기학회 논문지, Vol. 52A, no. 1, pp 36-43, 2003.

[8] H. Yoshida, K. Kawata and Y. Fukuyama, "A particle swarm optimization for reactive power and voltage control considering voltage security assessment", IEEE Trans. on Power Sys., vol. 15, pp. 1232-1239, Nov. 2000.

[9] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle Swarm Optimization", Proceedings of IEEE international Conference on Neural Networks (ICNN '95), Vol. IV, pp.1942-1948, Perth, Australia, 1995.

[10] P. Angeline, "Using selection to improve particle swarm optimization", In Proc. of Int. Conference on Evolutionary Computation, Alaska, USA, May 1998.

[11] Y. Shi and R. Eberhart, "A modified particle swarm optimization", In proc. of IEEE Int. Conf. on Evolutionary Computation, Anchorage, USA, May 1998.

[12] IEEE Std. 519-1992 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.

[13] IEEE Std. 1547-2003 IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems.

저 자 소 개



안 종 보(安鍾普)

1961년 8월 16일생. 1986년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1995년 한국과학기술원 제어 및 자동화 설계공학과 졸업(석사). 1986년~1996년 이천전기공업(주) 중앙 연구소 근무. 1996년~현재 한국전기연구원 산업전기연구단 메카트로닉스연구그룹(책임연구원).

Tel : 055-280-1478, Fax : 055-280-1547
E-mai : jbahn@keri.re.kr



김 원 곤(金元坤)

1975년 9월 5일생. 2003년 경남대학교 전자공학과 졸업. 2002.6월~현재 한국전기연구원 메카트로닉스연구그룹 위촉연구원 근무. 현재 부산대학교 전기공학과 석사과정.

Tel : 055-280-1335
E-mail : wongonk@yahoo.co.ke



황 기 현(黃琪鉉)

1968년 3월 1일생. 1994년 경성대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 부산대 일반대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 동서대 인터넷공학부 교수. 현재 연구분야는 지능제어, 진화연산, Tabu Search, 전력제어 및 FACTS, 임베디드 시스템 등



박 준 호(朴俊濼)

1955년 9월 17일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 졸업(박사). 1978~1981년 한국전기연구소 연구원. 1981년~1984년 충남대학교 전기 공학과 전임강사 및 조교수. 1984년~현재 부산대학교 전기공학과 교수.

Tel : 051-510-2370, Fax : 051-513-0212
E-mai : parkjh@pusan.ac.kr