

오존발생장치용 정출력 전원장치의 개발

(Development of Constant Output Power Supply System for Ozonizer)

우성훈 · 노인배 · 박지호 · 김동완 · 우정인*

(Sung-Hoon Woo · In-Bae Roh · Jee-Ho Park · Dong-Wan Kim · Jung-In Woo)

요 약

본 논문에서는 오존발생장치의 전원측 파형에 포함되는 고주파수의 노이즈를 제거하고, 디지털 제어에 의해 오존 출력을 제어하기 위하여 전원장치의 출력측 LC 필터와 방전관 용량으로부터 커패시터 전압과 전류를 검출하여 2중의 제어루프를 설계하였다. 디지털 제어기의 연산지연시간을 보상하기 위하여 연산지연시간을 전원장치 플랜트의 고유한 파라미터로 가정하고, 플랜트 모델에 포함시켜 모델링 하였다. 오존발생장치의 부하변동에 따르는 과도상태 응답특성을 개선하고, 파라미터 변동에 강인한 특성을 얻기 위하여 내부 전류 모델 제어기를 제안하였다. 또한 오존발생장치용 전원장치에서 영 오차의 정상 상태를 얻기 위하여 외부 전압 제어루프를 구성하여 비례 제어기와 공진 제어기를 병렬로 연결한 비례-공진 전압제어기를 제안하였다.

Abstract

In this paper, a constant output power supply system for ozonizer is proposed to remove the noise of ozonizer and control the output of ozonizer using feedback control. The proposed system is based on the double control loop such as the outer voltage control loop and inner current control loop. In the proposed system, overshoots and oscillations due to the computation time-delay are compensated by explicit incorporation of the time-delay in the current control loop transfer function. The inner current control loop is adopted by an internal model controller. The internal model controller is designed to a second order deadbeat reference-to-output response which means that its response reaches the reference in two sampling time including computational time-delays. The outer voltage control loop employing P-Resonance controller is proposed. The resonance controller has an infinite gain at resonant frequency, and the resonant frequency is set to the fundamental frequency of the reference voltage in this paper. Thus the outer voltage control loop causes no steady state error as regard to both magnitude and phase. The effectiveness of the proposed control system has been verified by the experimental results.

Key Words : Ozonizer, Second order deadbeat response, P-Resonance controller

* 주저자 : 동아대학교 전기공학과 교수
Tel : 051-200-7734, Fax : 051-200-7734
E-mail : jiwoo@dau.ac.kr
접수일자 : 2005년 10월 6일
1차심사 : 2005년 10월 10일
심사완료 : 2005년 10월 25일

1. 서 론

최근 생활환경에서 살균 및 악취 제거와 쾌적한

실내 공간을 위하여 강력한 산화력을 가진 오존 및 음이온 발생장치가 대량 확대 보급되고 있다. 그러나 질소 산화물과 휘발성 유기화합물의 광화학 반응에 의한 대기 중의 오존의 증가는 대기 오염을 증가시키고 있다[1]. 특히 하절기의 무풍 건조한 실내 및 차량 내의 오존 농도는 인체 유해 농도인 0.03[ppm]을 초과하여 상한치 0.17[ppm]에 육박하고 있다. 본 논문은 소형 오존 발생장치에서 인체 허용치에 적응하여 출력을 저감 제어할 수 있는 오존 발생장치용 단상 인버터 전원의 파형 개선 방법을 제안한다. 폭넓게 활용되는 오존 발생장치는 무성방전과 고주파 전계방전이 있으며, 개루프의 on/off 제어에 의해 오존 출력의 농도를 대략적으로 조절하고 있다[2-4]. 본 문에서는 소전력 실내용으로 적절한 파이렉스 유리를 유전체로 채용한 고주파 무성방전형의 오존발생장치에서 출력 농도를 정밀하게 제어할 수 있는 디지털 전력제어 시스템을 제안하고, 전원측에 과급되는 고주파 방전전류를 제거하여 양질의 정전원으로 보상함으로써 순시 오존 제어가 가능한 정현파 인버터를 제안한다[5]. 인버터 전원장치는 시변·비선형 요소들로 구성되어 있고, 미지의 파라미터들과 부하의 변동 등에 의해서 특성에 많은 영향을 받는다. 특히 등가 콘덴서로 구성되어 있는 오존 발생장치 등의 방전 부하는 대부분 방전 에너지를 축적하는 비선형 부하이므로, 이에 기인하여 시스템의 전류 파형은 왜형이 발생하여 정현파를 유지하지 못하고 과도상태에서의 제어응답이 늦어지게 된다. 적응성과 신뢰성이 높은 정밀한 디지털 제어기의 설계를 위해서는 연산지연 시간의 보상이 필수적이고, 3상 전원장치의 경우 d-q 좌표변환에 의해서 3상 정현파 지령치는 동기좌표계에서 시불변 직류량으로 변환된다[6-8]. 정출력 전원장치의 전원파형을 개선하기 위하여 대부분의 제어 시스템은 전압 제어루프 내에 전류 제어루프가 삽입된 2중 제어기법을 주로 사용하고 있다. 또한 외부 전압 제어루프에 PI 제어기를 사용하면 정상상태 오차를 영으로 얻을 수 있다[9-10].

본 논문에서는 고전압 고주파 무성 방전용 단상 인버터 전원에서 출력측 LC 필터와 방전관 용량으로부터 커패시터 전압 및 전류를 검출하여 2중 제어루프 계의 디지털 제어시스템을 구성한다. 또한 디

지탈 제어기의 연산지연시간을 전원장치 플랜트의 고유한 파라미터로 가정하여 플랜트 모델에 포함시켜 모델링함으로써 연산지연시간을 위한 추가적인 보상이 없이 오존발생장치용 전원장치의 과도상태 응답특성을 개선하고, 파라미터 변동에 강인한 내부 전류 제어루프에 의한 내부 모델 제어를 제안한다. 제안된 내부 모델 제어기는 플랜트 출력이 2스텝 샘플링 시간 내에 지령치와 정확히 일치하는 2차 데드비트 응답을 갖도록 설계하고, 고주파 방전에 의한 순시 방전 에너지의 축적과 같은 외란에 대한 민감성을 제거하기 위해서 부하전류 예측기법을 내부 전류 제어루프에 부가함으로써 2스텝 샘플링 시간 내에 피드포워드 보상한다. 영 오차의 정상상태를 가지는 단상 전원을 얻기 위하여 외부 전압 제어루프는 비례 제어기와 공진 제어기를 병렬로 연결한 비례-공진 제어기를 제안하고 공진 제어기의 공진 주파수를 정현파 지령치로 설정하여 동일한 극점을 가지게 함으로서, 공진 주파수에서 무한대의 이득을 얻게 된다. 본 논문에서는 오존발생기용 전원장치의 출력측 커패시터 전류는 2 샘플링 시간 안에 오버슈트나 정상상태 오차 없이 지령치와 정확히 일치하도록 제어되며, 20[kHz]를 중심으로 하는 방전 고주파가 60[Hz] 전원측에서 제거되어 양질의 정현파 단상 전원을 얻고 유효 방전전류를 증대시킨다.

2. 방전관 구조 및 등가회로

그림 1은 2전극-1갹 방식의 원통형 무성 방전관의 구성도를 나타낸다. 고주파수 20[kHz], 고전압 2[kV]의 PWM 패턴 전원이 방전관의 내부전극(inner electrode)-유전체-공극-외부전극(outer electrode) 간에 가해지며, 공극과 유전체 사이에서 무성방전이 일어나는 구조이다. 내열 강화유리(pyrex glass)로 되어 있는 유전체는 두께 1[mm], 길이 25[mm]의 원통 유리관이고, 외부전극은 관 외측 표면에서 두께 0.17[mm], 길이 25[mm]인 규석동이 원통형으로 밀착되어 있다. 또한 내부전극은 직경 0.25[mm]의 U자형 STS 316 스텐선이 유전체 유리관 내부에서 공극 0.4[mm]를 두고 설치되어 있다.

무성 방전형 오존 발생장치는 고압 트랜스의 인덕

턴스 L_T 와 공극 용량 C_a 및 유전체 용량 C_g 가 직렬로 접속되어 있는 용량성 부하 회로이고 이들 파라미터의 공진성에 따라 방전의 상태가 결정되며, 또한 공극과 유전체에 축적되는 에너지 유지전압 V_z 에 의해서 방전이 지속된다. 따라서 그림 2와 같은 등가회로가 구성된다.

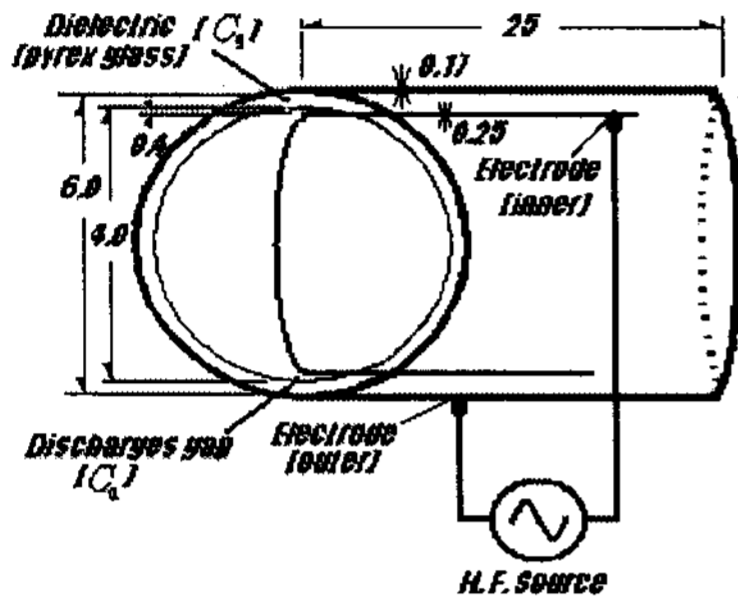


그림 1. 방전관 구성도
Fig. 1. Ozone generation tube

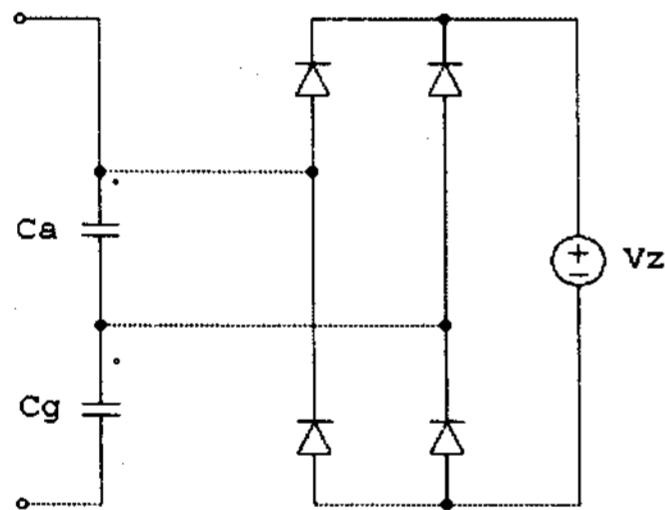


그림 2. 방전관 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of ozone generation tube

3. 시스템 모델링

입력 전원을 정현파로 유지하는 무성 방전형 오존 발생장치의 시스템 구성도는 그림 3과 같이 제안하고, 출력측 LC 필터와 고압 트랜스를 포함한 무성 방전형 오존발생장치의 등가회로는 그림 4와 같으며, 다음과 같은 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$L \frac{di_i}{dt} + R i_i = v_i - v_c = v_L \quad (1)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_i - i_L \quad (2)$$

$$i_i = i_c + i_L \quad (3)$$

$$v_c = Z_L i_L \quad (4)$$

여기서 L , R 은 정류 전원 출력측 필터의 인덕턴스와 고압 트랜스 인덕턴스의 직렬 등가 인덕턴스 및 등가저항이며, C 는 유전체의 C_g 와 공극 C_a 의 직렬 등가 커패시턴스를 나타낸다. 또한, v_i 와 i_i 는 각각 고주파 PWM 출력의 전압과 전류이고, v_c 와 i_c 는 각각 정류 출력측 필터와 방전 유전체 및 공극에 걸리는 용량성 등가전압과 전류를 나타낸다. 그리고 v_L 은 정류 출력측 필터를 포함한 고압트랜스의 등가 인덕턴스 전압강하이고, i_L 은 오존 방전관에서 외란으로 작용하는 부하전류를 각각 나타내며, Z_L 은 오존발생 공극에 축적되는 잔류 에너지를 나타낸다.

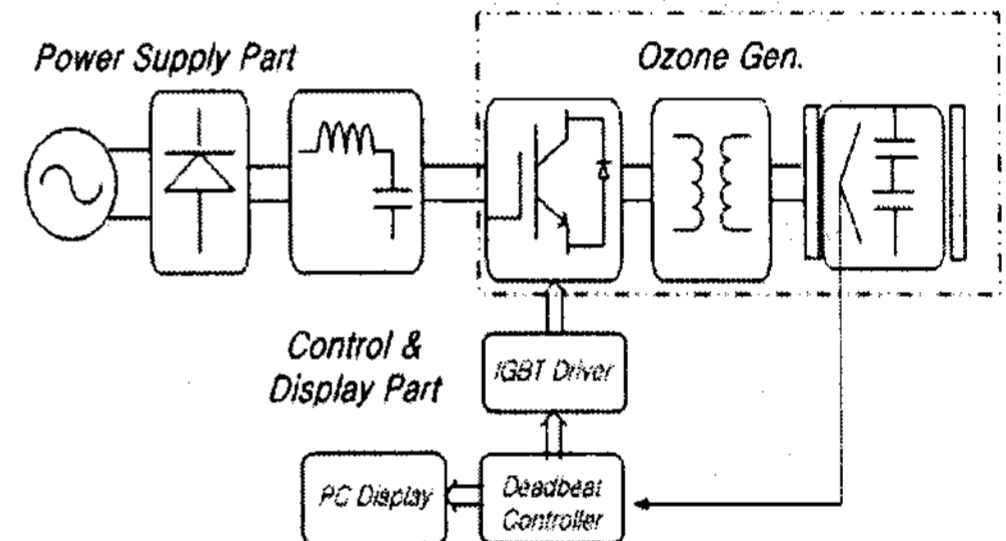


그림 3. 무성 방전형 오존 발생기의 시스템 구성도
Fig. 3. Block diagram of silent discharge type ozonizer system

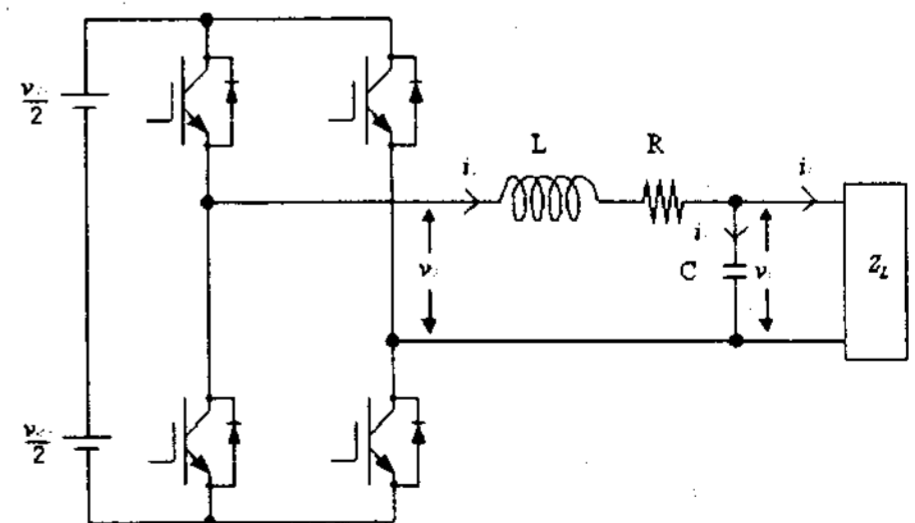


그림 4. 무성 방전형 오존발생부의 등가회로
Fig. 4. Equivalent circuit of silent discharge type ozonizer

모든 상태변수의 초기치를 0이라고 가정하고 식 (1)부터 식 (4)를 라플라스 변환하면 식 (5)에서 식 (8)과 같다.

오존발생장치용 정출력 전원장치의 개발

$$(L + R)I_i(s) = V_i(s) - V_c(s) = V_L(s) \quad (5)$$

$$CV_c(s) = I_i(s) - I_L(s) \quad (6)$$

$$I_i(s) = I_c(s) + I_L(s) \quad (7)$$

$$V_c(s) = Z_L(s)I_L(s) \quad (8)$$

이 식들로부터 그림 4의 무성방전 등가회로는 그림 5와 같은 플랜트 블록선도로 된다.

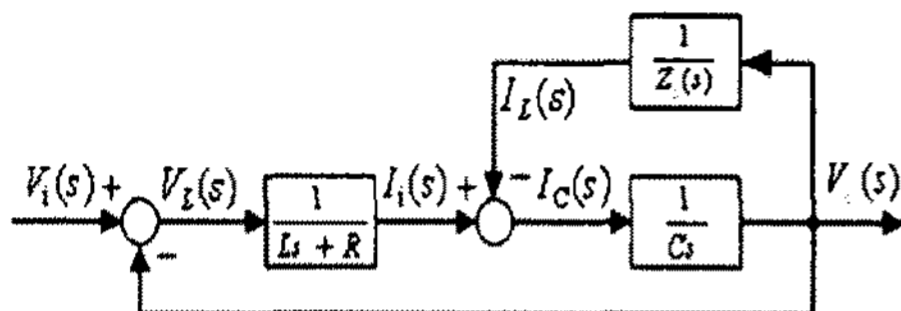


그림 5. 방전 시스템의 플랜트 블록선도
Fig. 5. Plant block diagram of discharging system

4. 오존발생장치용 전원장치의 디지털 제어기

4.1 내부 전류 제어기

그림 5로부터 고주파 무성 방전의 전원장치 출력 전류는 식 (9)와 같다.

$$I_i(s) = G_{pc}(s)[V_i(s) - V_c(s)] \quad (9)$$

여기서 플랜트 전달함수는 $G_{pc}(s) = \frac{1}{L+R}$ 이다.

식 (9)로부터 공칭 플랜트 모델의 전달함수 $\bar{G}_{pc}(s)$ 는 식 (10)과 같다.

$$\bar{G}_{pc}(s) = \frac{1}{L+R} \quad (10)$$

여기서 “~”는 파라미터의 공칭값을 나타낸다.

본 논문에서는 디지털 제어기의 연산지연시간을 전원장치 플랜트의 고유한 파라미터로 가정하고, 플랜트 모델에 포함시켜 모델링한다.

식 (9)의 플랜트 전달함수 $G_{pc}(s)$ 를 ZOH(Zero

Order Hold) 등가모델로 변환하면 식 (11)과 같이 된다.

$$G_{pc}(z) = \frac{b}{z-a} \quad (11)$$

여기서 $a = e^{-R T_{sc}/L}$, $b = \frac{1}{R}(1-a)$, 그리고 T_{sc} 는 내부 전류 제어루프의 샘플링 주기이다.

동일한 방법으로 식 (10)의 공칭 플랜트 모델의 전달함수를 ZOH(Zero Order Hold) 등가모델로 변환하면 식 (12)와 같이 된다.

$$\bar{G}_{pc}(z) = \frac{\bar{b}}{z-\bar{a}} \quad (12)$$

$$\text{여기서 } \bar{a} = e^{-R T_{sc}/L}, \bar{b} = \frac{1}{R}(1-\bar{a})$$

따라서 디지털 제어기의 연산지연시간을 플랜트의 고유한 파라미터로 가정하여 z^{-1} 로 플랜트 모델에 포함시키고, 전원장치 출력전류에 외란으로 동작하는 출력전압을 피드포워드 보상으로 제거한다면 식 (11)과 식 (12)로부터 오존발생장치용 전원장치의 내부 전류 제어루프의 블록선도는 그림 6과 같이 된다.

그림 6의 내부 전류 제어루프는 내부 모델 제어기와 모델링 오차 피드백 루프로 구성되어 있다. 여기서 외란이 존재하지 않는다면($I_L(z) = 0$), 출력 측 커패시터 전류 $I_c(z)$ 는 전원장치 출력전류 $I_i(z)$ 와 동일하게 된다. 또한 실제 플랜트 출력 $I_c(z)$ 와 공칭 플랜트 모델의 출력 $\hat{T}_c(z)$ 의 오차는 피드백 신호 $\hat{T}_c(z)$ 를 결정한다. 그리고, 피드백 신호 $\hat{T}_c(z)$ 와 전류 지령치 $I_c^*(z)$ 의 오차는 내부 모델 제어기로 입력된다. 만약, 실제 플랜트와 플랜트의 공칭 모델이 정확히 일치한다면, 실제 플랜트 출력 $I_c(z)$ 와 공칭 플랜트 모델의 출력 $\hat{T}_c(z)$ 는 같다. 즉 피드백 신호 $\hat{T}_c(z)$ 은 0이 된다. 따라서, 내부 전류 제어루프는 개루프 시스템으로 동작하고 파라미터 불확실성은 존재하지 않게 된다.

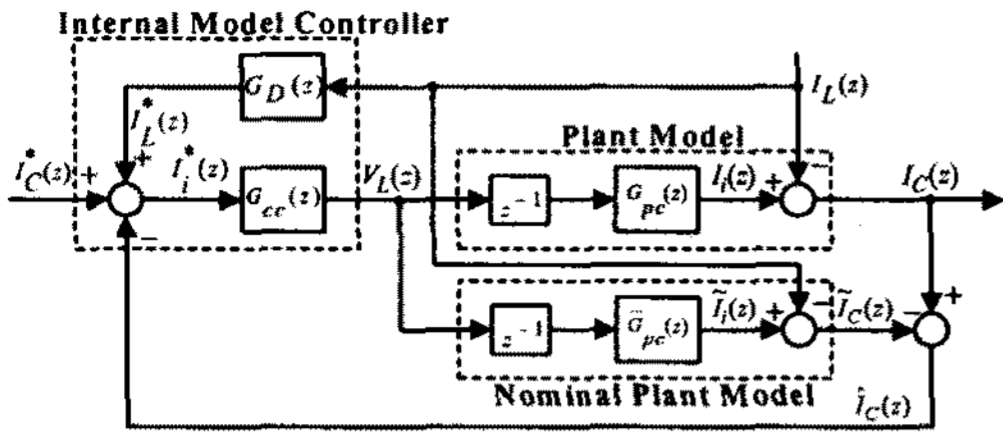


그림 6. 내부 전류 제어루프의 블록선도
Fig. 6. Block diagram of inner current control loop

그림 6으로부터 연산지연시간을 포함한 내부 전류 제어루프의 폐루프 전달함수는 식 (13)과 같이 된다.

$$\left[\frac{I_C(z)}{I_C^*(z)} \right]_{I_L(z)=0} = \frac{G_{cc}(z)z^{-1}G_{pc}(z)}{1 + G_{cc}(z)z^{-1}[G_{pc}(z) - \bar{G}_{pc}(z)]} \quad (13)$$

실제 플랜트와 플랜트의 공칭 모델이 정확히 일치한다고 가정하여 $G_{pc}(z) = \bar{G}_{pc}(z)$ 이면, 0의 정상상태 오차를 얻기 위해서 식 (13)은 식 (14)와 같이 된다.

$$\left[\frac{I_C(z)}{I_C^*(z)} \right]_{I_L(z)=0} = G_{cc}(z)z^{-1}\bar{G}_{pc}(z) = 1 \quad (14)$$

식 (14)를 만족하기 위한 내부 모델 제어기 $G_{cc}(z)$ 의 조건은 식 (15)와 같다.

$$G_{cc}(z) = \frac{1}{z^{-1}\bar{G}_{pc}(z)} = \frac{z(z - \bar{a})}{b} \quad (15)$$

그러나 식 (15)의 내부 모델 제어기 $G_{cc}(z)$ 는 분자의 차수가 분모의 차수보다 크기 때문에 구현하기가 불가능하다. 즉, 식 (15)의 내부 모델 제어기는 연산지연시간 때문에 0의 정상상태 오차를 얻을 수 없다. 따라서, 내부 모델 제어기 $G_{cc}(z)$ 는 식 (16)과 같이 플랜트 출력이 2 샘플링 시간 안에 지령치와 정확히 일치하는 2차 데드비트 응답을 갖도록 설계한다.

$$G_{cc}(z) = \frac{1}{z^2} \frac{1}{z^{-1}\bar{G}_{pc}(z)} = \frac{(z - \bar{a})}{bz} \quad (16)$$

식 (16)의 조건 하에서 연산지연시간을 포함한 식 (13)의 폐루프 전달함수는 식 (17)과 같이 된다.

$$\left[\frac{I_C(z)}{I_C^*(z)} \right]_{I_L(z)=0} = \frac{1}{z^2} \quad (17)$$

식 (17)로부터 오존발생장치용 전원장치의 출력 측 커패시터 전류 $I_C(z)$ 는 2 샘플링 시간 안에 오버슈트나 정상상태 오차 없이 지령치 $I_C^*(z)$ 와 정확히 일치하도록 제어된다. 또한, 디지털 제어기의 연산지연시간을 플랜트 모델에 포함시켰으므로 연산지연시간을 위한 추가적인 보상은 필요 없게 된다.

식 (17)의 폐루프 전달함수의 주파수 응답은 식 (18)과 같이 1의 이득과 $2\omega T_{sc}$ 의 위상 지연을 가진다.

$$\left[\frac{I_C(e^{j\omega T_{sc}})}{I_C^*(e^{j\omega T_{sc}})} \right]_{I_L(e^{j\omega T_{sc}})=0} = e^{-2j\omega T_{sc}} \quad (18)$$

식 (18)에서 2 샘플링 지연과 관련 있는 위상 지연은 지령치와 실제 전류 사이에 위상 오차를 발생시키게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 외부 전압 제어루프에 크기는 같고 반대 위상 전이를 추가하여야 한다.

외란이 존재한다면, 즉 $I_L(z) \neq 0$ 인 경우 출력 측 커패시터 전류는 전원장치 출력전류와 부하전류의 차이가 되며, 내부 전류 제어루프는 식 (17)과 같은 2차 데드비트 응답을 얻을 수 없다. 이러한 부하 외란을 보상하기 위해서는 외란으로 동작하는 부하 전류를 고려하여 내부 전류 제어루프를 재설계하여야 한다. 본 논문에서는 전원에 동기된 주기적인 부하전류의 특성을 고려하여 부하전류 예측기법으로 이러한 부하 외란을 보상한다. 즉 오존발생장치의 전류는 전원 동기로 지령되는 진상 전류이므로 과거의 샘플링 값으로부터 순시 진상 전류치를 예측할 수 있다.

식 (17)의 2차 데드비트 응답을 갖는 내부 전류 제어루프에서 부하전류를 고려하면 커패시터 전류는

식 (19)와 같이 된다.

$$I_C(z) = (I_C^*(z) + I_L^*(z))z^{-2} - I_L(z) \quad (19)$$

식 (19)에서 커패시터 전류가 2차 데드비트 응답을 만족하기 위한 조건은 식 (20)과 같다.

$$I_L^*(z) = z^2 I_L(z) \quad (20)$$

그러나, 식 (20)의 $I_L^*(z)$ 는 실제 부하전류 $I_L(z)$ 보다 2 샘플링 이전의 값이어야 하며, 이 값은 미래의 값이므로 직접 구할 수가 없다. 따라서, 부하의 종류에 관계없이 부하전류가 주기적이라고 가정하면 $I_L(z)$ 의 값은 식 (21)과 같이 부하전류 예측기법에 의해서 현재 샘플링 값과 이전 샘플링 값으로부터 구할 수 있다.

$$i_L(k+2) \approx 3i_L(k) - 2i_L(k-1) \quad (21)$$

식 (21)로부터 전달함수 $G_D(z)$ 는 식 (22)와 같이 된다.

$$G_D(z) = \frac{3z-2}{z} \quad (22)$$

따라서 식 (21)의 부하전류 예측기법에 의해서 외란은 완전히 보상된다. 즉 외란이 존재하는 경우에도 전류 제어루프는 식 (17)의 2차 데드비트 응답을 만족하며, 오존발생장치 전원장치의 출력측 필터 커패시터 전류는 2 샘플링 시간 안에 오버슈트나 정상 상태 오차 없이 지령치와 정확히 일치하도록 제어된다.

4.2 외부 전압 제어기

부하전류 예측기법에 의해서 외란이 완전히 보상된다면 내부 전류 제어루프는 2차 데드비트 제어기로 등가화 될 수 있다. 따라서 외부 전압 제어루프의 블록선도는 그림 7과 같다.

그림 5로부터 전압 제어루프의 플랜트 전달함수는 식 (23)과 같다.

$$G_{pv}(z) = \frac{T_{sv}}{C(z-1)} \quad (23)$$

여기서 T_{sv} 는 외부 전압 제어루프의 샘플링 주기이다.

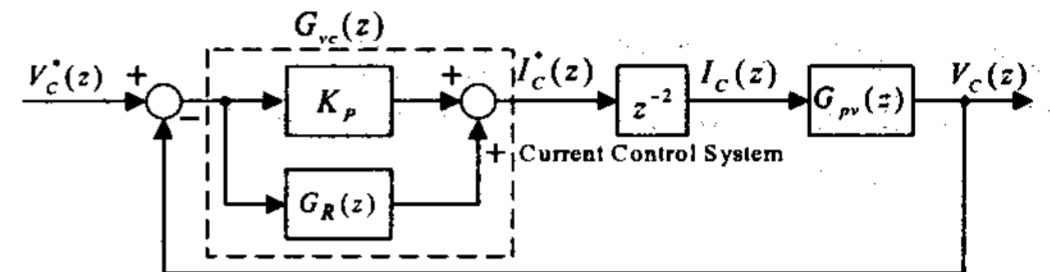


그림 7. 외부 전압 제어루프의 블록선도
Fig. 7. Block diagram of outer voltage control loop

그림 7에서 제안한 전압 제어기는 비례 제어기와 공진 제어기를 병렬로 연결한 비례-공진 제어기로 교류 성분에 대하여 기존의 PI 제어기와 유사한 함수의 형태이다. 여기서 공진 제어기는 정현파 지령치와 동일한 극점을 가지며, 제안하는 공진 제어기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_R(s) = \frac{k_r(\cos \theta_r \omega_r s - \sin \theta_r \omega_r^2)}{s^2 + \omega_r^2} \quad (24)$$

여기서 k_r 과 ω_r 은 각각 공진 제어기의 제어 이득과 공진 주파수이며, θ_r 은 공진 주파수에서 공진 제어기의 위상이다.

식 (24)의 공진 제어기는 $s = j\omega_r$ 로 두면, 즉 공진 주파수에서 식 (25)와 같이 무한대 이득을 가진다.

$$G_R(s)|_{s=j\omega_r} = \infty \quad (25)$$

본 논문에서는 공진 제어기의 공진 주파수를 출력 전압 지령치의 기본파주파수로 설정함으로써 정상 상태에서 전압 제어루프는 0의 크기와 위상 오차를 나타낸다.

다음으로 식 (24)에서 유한한 선택도(Quality Factor) Q 를 가지는 공진 제어기의 전달함수는 식 (26)과 같이 된다.

$$G_R'(s) = \frac{k_r(\cos \theta_r \omega_r s - \sin \theta_r \omega_r^2)}{s^2 + \omega_r s/Q + \omega_r^2} \quad (26)$$

식 (26)에서 공진주파수 $s = j\omega_r$ 이면 식 (27)과 같은 공진 제어기의 특성을 얻을 수 있다.

$$G_R(s)|_{s=j\omega_r} = k_r Q(\cos \theta_r + j \sin \theta_r) \quad (27)$$

식 (27)로부터 θ_r 은 공진 주파수 ω_r 에서 공진 제어기의 위상이며, 식 (24)의 공진 제어기는 선택도 Q 가 무한대인 특수한 경우이다.

식 (18)에서 2 샘플링 지연과 관련 있는 내부 전류 제어루프의 위상 지연은 지령치와 실제 전류 사이에 위상 오차를 발생시키게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 제안된 비례-공진 제어기의 위상 θ_r 의 값을 내부 전류 제어루프의 반대 위상으로 설정함으로써 내부 전류 제어루프의 위상지연은 보상된다.

또한 공진 제어기와 병렬로 비례 제어기를 삽입함으로써 매우 빠른 과도 응답을 얻을 수 있으며, 가능한 한 비례 이득은 커야 한다.

식 (24)의 공진 제어기를 z 변환하면 전압 제어루프의 전체 폐루프 전달함수는 식 (28)과 같다.

$$\frac{V_c(z)}{V_c^*(z)} = \frac{(G_R(z) + K_P)G_{cc}(z)G_{pu}(z)}{1 + (G_R(z) + K_P)G_{cc}(z)G_{pu}(z)} \quad (28)$$

식 (28)의 폐루프 전달함수는 $z = e^{j\omega_r T_s}$ 로 두면 식 (29)와 같이 된다.

$$\frac{V_c(z)}{V_c^*(z)} \Big|_{z=e^{j\omega_r T_s}} = 1 \quad (29)$$

식 (29)에서 제안한 전압 제어루프는 지령치와 출력이 일치하는, 즉 정상상태 오차가 0이 됨을 알 수 있다.

5. 실험 결과

본 논문에서 제안한 시스템의 타당성을 검토하기 위해서 220[V], 16[W] 오존발생장치의 정현파 전원장치를 제작하고, DSP(TMS320C32)를 이용하여 제안된 제어기를 설계하였으며, 2[kv], 20[kHz]의 PWM 파형을 방전관에 가하여 실험을 수행하였다. 실험에 사용된 전원장치 시스템의 파라미터는 표 1과

같다. 데드비트 응답을 갖는 내부 모델 전류제어기 및 비례-공진제어기의 비례 이득과 공진 제어기의 이득은 MATLAB을 이용하여 구한 다음 전원측 파형 개선을 위한 본 실험에서는 오프라인으로 처리하였다.

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameter for simulation

DC Link Voltage	200[V]
Output Voltage	220[V](RMS) 60[Hz]
Switching Frequency	20[kHz]
Nominal Filter Inductance	1.2[mH]
Nominal Filter ESR	0.7[Ω]
Nominal Filter Capacitance	10[μF]

그림 8은 그림 3에서 점선 블록으로 표시되어 있는 기존의 직렬 공진형 인버터로써 구동시킨 무성 방전장치의 전원측 입력 전압 v_o 와 전류 i_o , 그리고 방전 전류 i_c 를 실측한 파형이다. 파형 1은 전원측 60[Hz] 정현파 전류에 20[KHz], 36[mA]p-p (15[mA/V]배율)진폭의 방전 고조파 전류가 함유된 전원전류 i_o 를 나타내고 있으며, 전원전압 v_o 의 영점에서 1.7[ms]의 공극 여기 전압에 도달되어 방전이 개시되고 있다. 파형 2는 전원 트랜스의 정현 출력전압 $v_o=220[V]$ 를 나타내고 전원전류 i_o 에 대해 0.5[ms] 지상을 나타내고 있다. 파형 3은 20[kHz] 54[mA]p-p 진폭의 방전 전류 i_c 를 나타내며 전원 전류 i_o 와 동위상이다.

그림 9는 그림 8의 확대파형이다. 파형 1은 전원 전류파형 i_o 에 포함된 고조파전류의 방전 상태이며 파형 3의 방전 전류 i_c 와 동위상이고 1.26[ms]의 공극전류의 여기 후에 방전이 시작되고 있다. 파형 2의 전원 전압파형 v_o 는 60[Hz], 311[V]의 파고치에서 약 15[V]p-p의 진폭으로 20[kHz]의 방전 노이즈가 전원측에 포함되고 있다. 파형 3은 방전전류 i_c 의 확대 파형으로서 방전 전압 진동에 대해 0.25[ms]의 진상 방전전류를 보인다. 또한 방전전류 i_c 의 진폭 피크에서 양극 앞의 방전 에너지의 축적에 의한 이온 대가 형성되고 있는 것을 볼 수 있다.

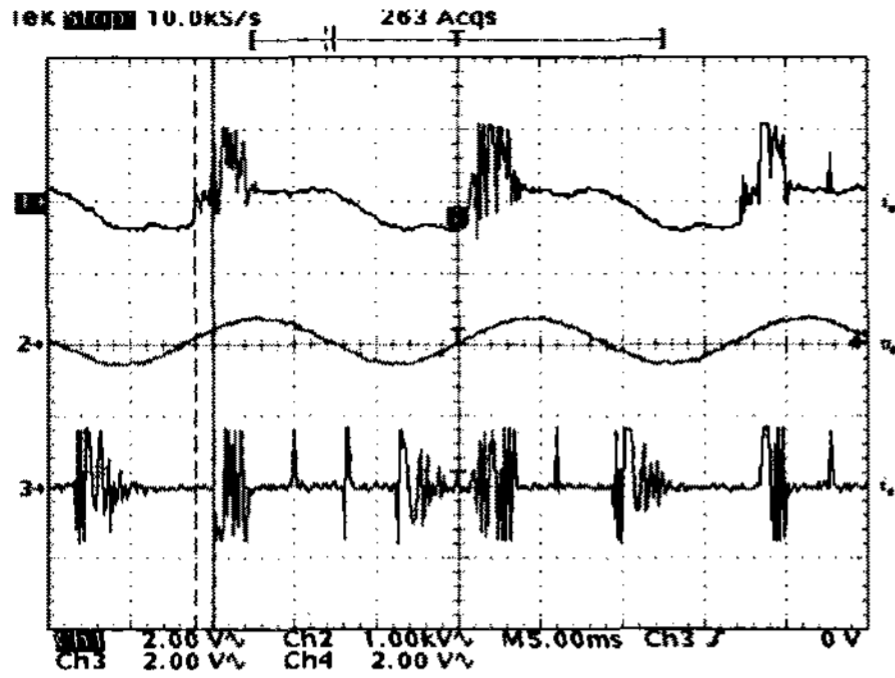


그림 8. 오존 발생기의 입력전원 및 방전 전류의 실측 파형
 Fig. 8. Experimental result of the input source and output current wave form for ozonizer

그림 10은 전압 및 전류 2중 폐루프로 제어된 오존 발생장치의 실험 결과로서, 파형 1은 전원전류, 파형 2는 전원전압 파형, 파형 3은 방전전류 파형이다. 그림 8과 비교하여 파형 1의 전원전류 파형은 전원트랜스의 구형과 출력 파형이 거의 정현적으로 개선되었고 위상은 200[us] 단축된 전류로 되었으며, 20[kHz] 고조파 노이즈 또한 거의 제거되었다. 파형 2는 60[Hz]의 전원전압 파형이며, 그림 8의 파형 2와 비교하여 전압 고조파 노이즈는 완전히 제거되었다. 파형 3은 방전 전류 i_c 의 파형이고 방전 피크가 증가하고 있다. 결과적으로 제안된 제어기법에 의한 정현적 스위칭은 전원회로의 등가 L 및 C에서 안정화된 공진 충·방전 에너지를 증대시키고 방전전류의 피크를 증가시키고 있다.

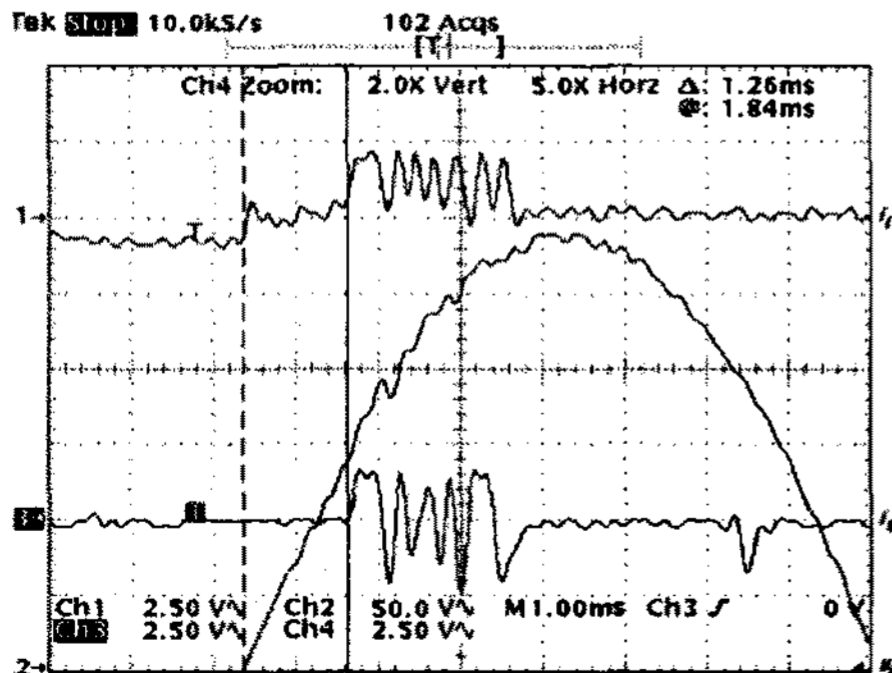


그림 9. 입·출력 전압 및 전류의 확대 파형(그림 8의 확대)
 Fig. 9. Detail experimental result(Detail of the Fig. 8)

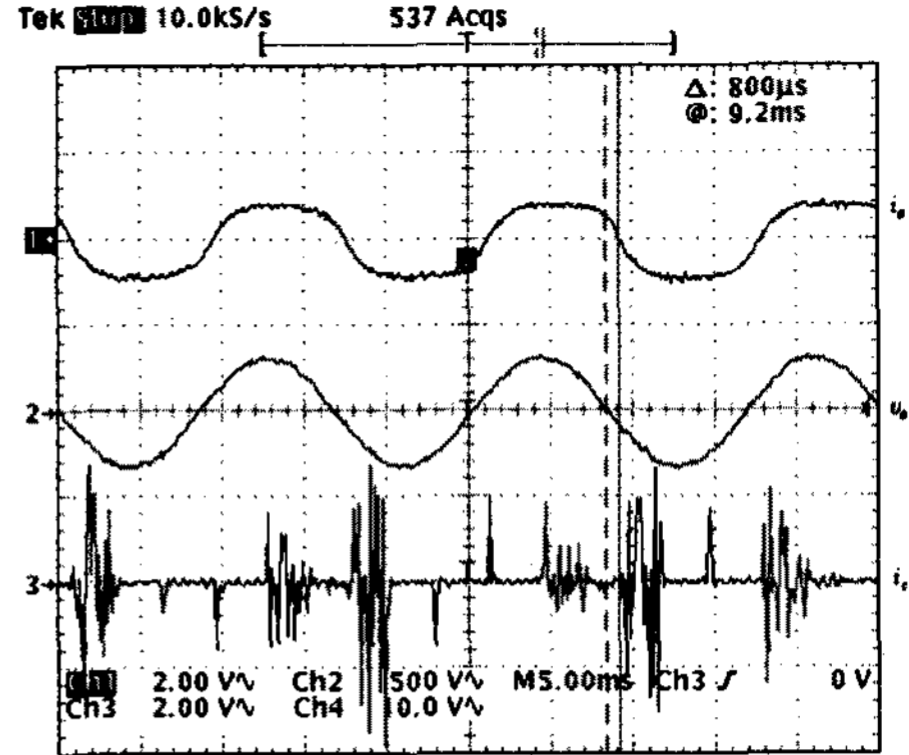


그림 10. 제어 전원의 입력 및 오존발생기의 실측파형
 Fig. 10. Experimental result of the controlled input source and output current wave form for proposed ozonizer

그림 11(a)는 개루프 운전시의 전원전압의 파형 분석 결과이고, 그림 11(b)는 제안된 2중 폐루프 운전시의 전원전압 파형 분석이다. 그림 11(a)에서 60[Hz], 71.4[mV]의 크기에 대해 20[kHz] 고조파 노이즈는 7.3[mV]이고, 그림 11(b)에서는 60[Hz], 52[mV]의 크기에 대해 20[kHz] 노이즈는 2.4[mV]이다. 따라서 제안된 제어방식에 의해서 전원 60[Hz] 노이즈는 격감했으며 20[kHz] 고조파 노이즈는 약 70[%] 감소함을 알 수 있다.

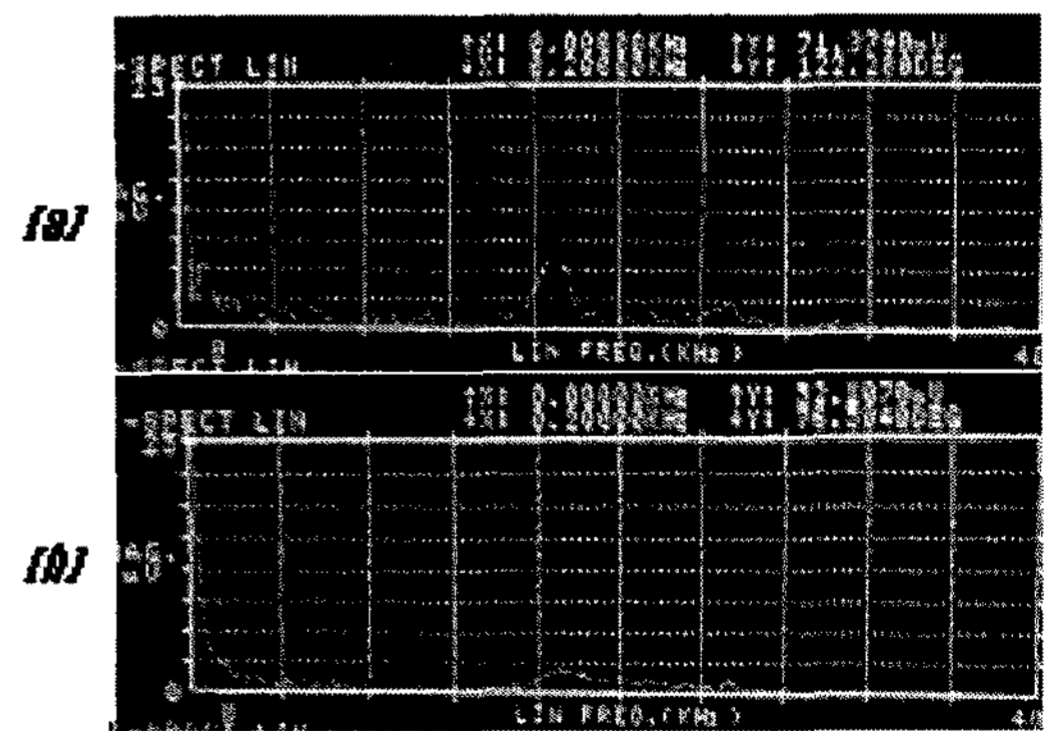


그림 11. 전원측 전압의 고주파 스펙트럼
 Fig. 11. Harmonic spectrum of input source voltage

5. 결 론

본 논문은 소형 오존 발생장치의 단상 인버터 전

원의 파형이 양질의 정현파로 되기 위해서 설계한 것이다. 제안된 디지털 제어기는 연산 지연 시간을 전원장치 플랜트의 고유한 파라미터로 가정하고, 플랜트 모델에 포함시켜 모델링함으로써 시스템은 정상상태 및 과도상태에서 부하 조건에 관계없이 연산 지연시간에 강인함을 알 수 있었고, 2차 데드비트 응답을 갖는 내부 모델 전류제어기와 비례-공진 전압 제어기를 가지는 2중 폐루프 제어에 의해서 전원에 포함되는 고주파수의 방전 노이즈가 약 70[%] 정도 제거됨을 알 수 있었다.

제안한 시스템은 디지털 제어기의 연산지연시간과 파라미터 변동 및 외란에 강인하며, 매우 빠른 과도 응답 특성을 나타낸다. 결과적으로 오존발생장치의 전원 전압 및 전류의 파형은 정현파로 개선되었으며, 낮은 THD를 확인하였다. 따라서 오존 발생장치에서 정밀 출력 제어의 난제가 되고 있는 전원측의 파형 불안정을 개선함으로써 민감한 폐루프 제어가 가능한 양질의 전원이 제시 되었으며, 또한 유효 방전 전류를 증가 시키므로써 방전효율이 증대 될 수 있다.

본 논문은 2002년도 동아대학교 학술연구비(공모과제)의 지원에 의하여 수행된 연구결과입니다. 이에 감사드립니다.

References

- [1] Tomoaki Shinkawa and Junpei Shimazaki, "Factors affecting the NO removal efficiency in the NO removal method by silent discharge", T.IEE Japan, Vol.122 A, No.9, pp832-839, 2002.
- [2] Hyn-Jig Song and Kwang-Sik Lee, "Trial Manufacture and Characteristics of a Multi-discharge Type ozonizer(1)", Trans KIEE. Vol. 48C. No.7, pp533-540, 1999.
- [3] Sung-Jin Jung and Jae-Duk Moon, "Time Dependant Ozone Generation Characteristics due to the Oxidation of Electrode in Ozone Generator", Trans. KIEE. Vol. 50P. No. 1, pp47-52, 2001.
- [4] Hiroki Miyake and Masahiro Hanai, "Space charge Distribution for Various Glass Materials under DC Stress", IEEJ Trans. FM, Vol. 123, No. 1, pp62-69, 2003.
- [5] N. M. Abdel-Rahim and J. E. Quaicoe, "Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 4, pp. 532-541, 1996.

- [6] T. Yokoyama and A. Kawamura, "Disturbance Observer Based Fully Digital Controlled PWM Inverter for CVCF Operation", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 9, No. 5, pp. 473-480, 1994.
- [7] Y. Ito and S. Kawauchi, "Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-Phase PWM Inverter", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 10, No. 2, pp. 196-204, 1995.
- [8] O. Kukrer, "Deadbeat Control of a Three-Phase Inverter with an Output LC Filter", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp. 16-23, 1996.
- [9] O. Kukrer, "Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverters", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 2, pp. 260-269, 1996.
- [10] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stational Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady State Error", IEEE PESC'99, pp. 1185-1190, 1999.
- [11] H. Gueldner, H. Wolf, and N. Blacha, "Single Phase UPS Inverter with Variable Output Voltage and Digital State Feedback Control", IEEE ISIE'01, pp. 1089-1094, 2001.

◇ 저자소개 ◇

우성훈 (禹盛薰)

1966년 6월24일생. 1993년 동아대 화학공학과 졸업. 1997년 동대학원 환경공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 환경공학과 졸업(박사). 현재 동아대학교 부설 환경문제 연구소 연구원.

노인배 (盧仁培)

1951년 6월 12일생. 1996년 부경대 전기공학과 졸업. 1998년 동아대 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 롯데건설 기전담당이사.

박지호 (朴志浩)

1971년 4월 23일생. 1997년 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 8월 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 동명대학 메카트로닉스과 전임강사.

김동완 (金洞完)

1960년 2월 1일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1987년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 동명대학 아트조명과 부교수.

우정인 (禹靖仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 동아대 전기공학과 교수.