

무성방전 오조나이저의 성능개선을 위한 2중 디지털 제어기의 설계

論 文
55P-1-3

Design of Double Digital Controller to Improve Performance for the Silent Discharging Ozonizer

朴志浩[†]·金炯完*·禹盛薰**·盧仁培***·禹靖仁[§]
(Jee-Ho Park · Dong-Wan Kim · Sung-Hoon Woo · In-Bae Roh · Jung-In Woo)

Abstract - In this paper, a control method of ozone generator for a tiny deodorizer is proposed, and also a cooling technique is described which is cooling down the flowing air gap into a silent discharger to 2[°C] to generate ozone of high density and diffusing power. As the digital control system for this method, a double feedback loop is designed which detects the voltage and current of equivalent capacitor of the discharger and compensates for the poor power waveform caused by the noise at high discharging frequency. During the plant modeling of this system, computing time factor is considered as a unique parameter of the power system to improve the respond characteristics with regard to fluctuating load and to replenish the computing time delay of the controller. Through the experiment, sinusoidal input current for discharger can be acquired and all the effectiveness of this accurate control system over unstable ozone discharger are proved.

Key Words : Cooling technique, Silent discharger, Double feedback loop, Sinusoidal input current

1. 서 론

최근 환경 오염원의 제거에서 오존에 의한 살균 탈취 등이 그 범위를 확대해 가고 있다. 전력장치 만에 의해 생성되는 오존은 생산 전력비가 높은 것이 단점이므로 발생 시스템의 최적제어에 의해서 고농도 적정투여와 과오존 등에 대처하여 시변 연계적인 순시 정밀 자동제어형 오존 발생장치가 요구된다.

본 논문은 내열 파이렉스 유리를 유전체로 채용한 2극-1갹형의 무성방전형 오존 발생장치에서 미량 탈취용 고농도 오존을 정밀, 시변 출력으로 제어할 수 있는 2중 폐루프의 디지털 전력제어 시스템을 제안한다.[1-4]. 오존 발생용 수[kV], 수십[kHz]의 고압 고주파수 방전은 공극의 에너지축적에 의한 불안정 방전전류와 고주파수 방전노이즈를 발생하여 전원측의 입력전원에 포함되므로, 이를 차단시켜 양질의 전원을 유지해야 하고, 또한 고주파수의 스위칭 인버터의 시변 비선형 요소와 등가 콘덴서로 구성되어 있는 방전부하의 상태 변동에 따르는 파라미터들의 변동에 대한 보완이 요구된다. 본 논문에서 제안되는 디지털 제어기는 연산지연시간을 전원장

치 플랜트의 고유한 파라미터로 가정하여 플랜트 모델에 포함시킴으로서 과도응답 특성을 개선하고, 내부 전류 제어루프는 파라미터 변동에 강인한 내부 모델 제어를 제안하여 플랜트의 출력이 지령치와 정확히 일치하는 2차 데드비트 응답을 갖도록 설계한다. 또한 방전공극 에너지의 축적과 같은 외란에 대한 민감성을 제거하기 위해서 부하전류 예측기법을 내부 전류 제어루프에 추가하여 피드포워드 보상한다. 정상 상태에서 영 오차의 단상 전원을 얻기 위해서 외부 전압 제어루프를 구성하며 공진 주파수를 정현파 지령치로 설정하여 동일한 극점을 가지게 함으로서 공진 주파수에서 무한대의 이득을 얻게 한다. 결과적으로 방전 커패시터 전류는 2 샘플링 시간 안에 오버슈트나 정상상태 오차 없이 지령치와 정확히 일치하도록 제어되며, 20[kHz]를 중심으로 하는 방전 고조파 노이즈가 전원측에서 제거되어 양질의 단상 정현파 전원 에 의해 시변 미세 조절이 될 수 있는 안정된 오존 발생 시스템을 설계한다. 방전 효율을 높이기 위해서 오존 방전기의 공극과 전극을 저온 2[°C]로 냉각시킴으로서 공극내의 이온화 장벽을 제거하고 포화 확산도가 높은 고밀도 오존을 발생시킨다.[5-12]

2. 방전관 등가회로 및 시스템 모델링

2.1 방전관등가회로

원통형 무성 방전관의 구성도를 그림 1에 나타낸다. 고주파수 20[kHz], 고전압 2[kV], 10[W]의 PWM 패턴 전원 H.F.Source가 방전관의 내극 P_{inner} 와 외극 P_{outer} 간에 가해지며, 원통형 내열 강화유리(pyrex glass)로써 두께 1.0[mm]

[†] 교신저자, 正會員 : 東明大 메카트로닉스공학과 教授 · 工博
E-mail : jhpark@tmc.ac.kr

* 正會員 : 東明大 電氣電子工學科 教授 · 工博

** 正會員 : 東亞大 環境問題研究所 研究員 · 工博

*** 正會員 : 롯데건설 기전담당이사

§ 正會員 : 東亞大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2005년 12월 29일

最終完了 : 2006년 1월 11일

인 유전체의 내경은 4.0[mm]이고, 내극과 유전체 사이의 공극은 0.4[mm]이다. 외부전극(P_{outer})은 관 외측 표면에서 두께 0.2[mm], 길이 25[mm]인 원통형 규석동이고 원통형 유전체 표면에 밀착되어 있다. 내부전극(P_{inner})은 직경 0.25[mm]의 STS 316 스텐선이 유전체 유리관 내부에서 공극 0.4[mm]를 두고 길이 25[mm]로서 U형으로 설치되어 있다. 냉각 장치는 220[V], 30[W]의 밀폐형 냉각기로서 직경 56[mm], 길이 50[mm]의 원통형 탱크(Cooling tank)를 최외각에 설치하여 냉각 기류를 회전시키는 구조이다.

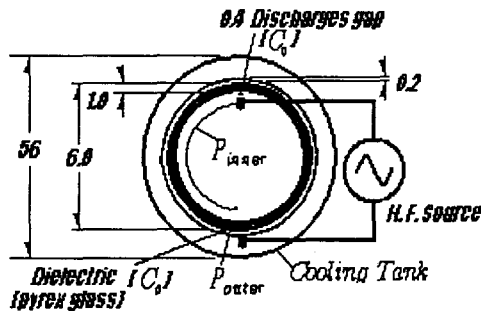


그림 1 방전관 구성도
Fig. 1 Ozone generation tube (side section, unit : mm)

상용 단상 전원으로부터 컨버터-인버터-고압트랜스-유전체 방전관으로 구성된 무성방전형 오존발생 시스템을 그림 2에 나타낸다. 방전 전압과 전류를 검출하여 20[kHz]의 스위칭 인버터에 인가함으로써 2중 폐루프 제어계를 구성하여 방전 고조파를 제거하고 정상상태 오차가 영으로 되는 안정된 방전 시스템을 얻는다. 또한 냉각 챔베 의해 냉각 방전된 오존 출력은 발효조 등의 악취를 제거하는 시스템으로 구성되어 있다.[1-3]

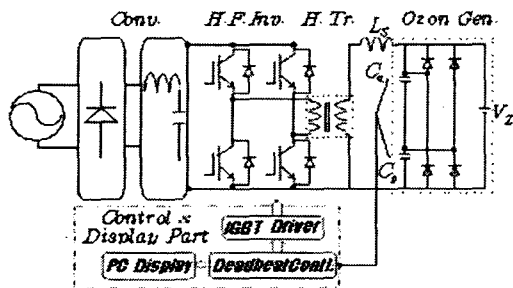


그림 2 무성 방전형 오존발생장치의 시스템 구성도
Fig. 2 Block diagram of silent discharges type ozonizer system

2.2 시스템 모델링

무성 방전형 오존 발생장치는 고압트랜스의 등가인덕턴스 L_H 와 방전기 등가 공극용량 C_a 및 유전체 용량 C_g 가 직렬로 접속되어 있는 용량성 부하회로이고 이들의 파라미터 변동에 의해서 방전 상태가 결정되며, 또한 공극과 유전체에 축적되

는 에너지 위에서 방전 유지 전압 V_2 에 의해서 방전이 지속된다. 따라서 그림 3과 같은 등가 회로가 구성된다.

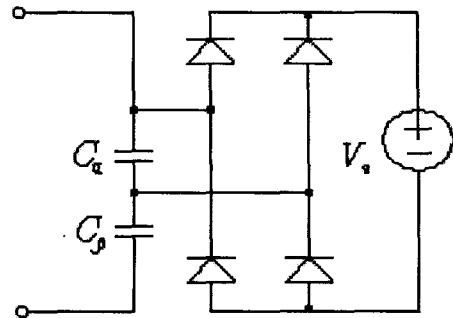


그림 3 방전관 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuit of ozone generation tube

출력측 LC 필터와 고압트랜스를 포함한 무성 방전형 오존 발생기의 등가회로는 그림 4와 같으며, 다음과 같은 상태방정식을 얻을 수 있다.

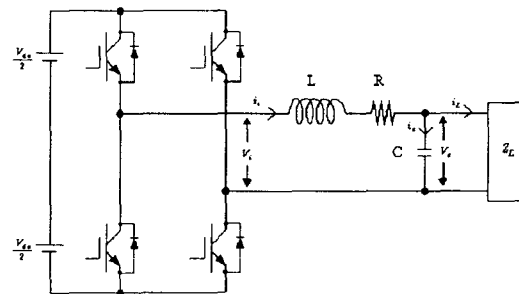


그림 4 무성 방전형 오존 발생부의 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit of silent discharges type ozonizer

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L = v_i - v_C = v_L \tag{1}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_i - i_L \tag{2}$$

$$i_i = i_C + i_L \tag{3}$$

$$v_C = Z_L i_L \tag{4}$$

여기서, L 및 R 은 전원장치 출력측 필터의 인덕턴스와 고압 트랜스 인덕턴스의 직렬 등가 인덕턴스 $L = L_H + L_s$ 이고 또한 등가저항이며, C 는 유전체의 C_g 와 공극 C_a 의 직렬 등가 커패시턴스를 나타낸다. 또한, v_i 와 i_i 는 각각 전원장치의 출력전압과 전류이고, v_C 와 i_C 는 각각 출력측 필터와 방전 유전체 및 공극에 걸리는 등가 전압과 전류를 나타낸다. 그리고 v_L 은 출력측 필터를 포함한 고압트랜스의 등가 인덕턴스 전압강하이고, i_L 은 외란으로 작용하는 부하전류를 각각 나타내며, Z_L 은 오존발생 공극에 축적되는 잔류 에너지를 나타낸다.

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

$$(Ls + R)I_i(s) = V_i(s) - V_C(s) = V_L(s) \quad (5)$$

$$Cs V_C(s) = I_i(s) - I_L(s) \quad (6)$$

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

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

이 식들로부터 그림 4의 방전 시스템 플랜트에 대한 블록 선도는 그림 5와 같이 된다.

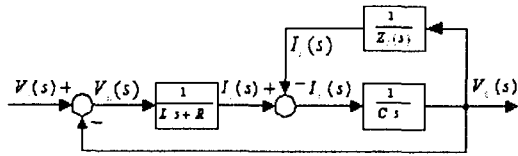


그림 5 방전 시스템의 플랜트 블록선도
Fig. 5 Plant block diagram of discharging system

3. 디지털 제어기

3.1 내부 전류 제어기

그림 5로부터 전원장치 출력전류는 식 (9)와 같다.

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

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

식 (9)로부터 공칭 플랜트 모델의 전달함수 $\bar{G}_{pc}(s)$ 를 식 (10)으로 쓰고 디지털 제어기의 연산지연시간을 전원장치 플랜트의 고유한 파라미터로 가정하여 플랜트 모델에 포함시켜 ZOH(Zero Order Hold) 등가모델로 변환하여 모델링하면 식 (11)과 같다.

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

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

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

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

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

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 내부 전류 제어루프의 블록선도는 그림 6과 같이 된다.

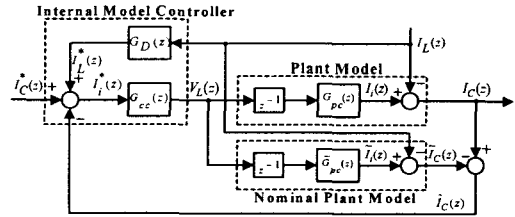


그림 6 내부 전류 제어루프의 블록선도
Fig. 6 Block diagram of inner current control loop

여기서, $I_L(z) = 0$ 로서 외란이 존재하지 않는다면 $I_C(z)$ 는 $I_i(z)$ 와 동일하게 된다. 또한, 실제 플랜트 출력 $I_C(z)$ 와 공칭 모델의 출력 $\bar{I}_C(z)$ 의 오차는 피드백 신호 $\bar{I}_C(z)$ 를 결정한다. 피드백 신호 $\bar{I}_C(z)$ 와 전류 지령치 $I_C^*(z)$ 의 오차는 내부 모델 제어기로 입력된다. 만약, 실제 플랜트와 플랜트의 공칭 모델이 정확히 일치한다면 피드백 신호 $\bar{I}_C(z)$ 은 0이 된다. 따라서, 내부 전류 제어루프는 개루프 시스템으로 동작하고 파라미터 불확실성은 존재하지 않게 된다.

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 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 되고, 이때 내부 모델 제어기 $G_{cc}(z)$ 의 조건은 식 (15)와 같이 된다.

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

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

식 (15)의 내부 모델 제어기는 연산지연시간 때문에 0의 정상상태 오차를 얻을 수 없으므로 내부 모델 제어기 $G_{cc}(z)$ 는 식 (16)과 같이 플랜트 출력이 2 샘플링 시간 안에 지령치와 일치하는 2차 데드비트 응답을 갖도록 설계한다.

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

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

$$\begin{bmatrix} I_C(z) \\ I_L^*(z) \end{bmatrix}_{I_L(z)=0} = \frac{1}{z^2} \quad (17)$$

식 (17)로부터 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 $2\omega T_{s,c}$ 의 위상 지연을 가진다.

$$\begin{bmatrix} I_C(e^{j\omega T_{s,c}}) \\ I_L^*(e^{j\omega T_{s,c}}) \end{bmatrix}_{I_L(e^{j\omega T_{s,c}})=0} = e^{-2j\omega T_{s,c}} \quad (18)$$

외란이 존재한다면, 즉 $I_L(z) \neq 0$ 인 경우 필터 커패시터 전류는 전원장치 출력전류와 부하전류의 차이가 되며, 내부 전류 제어루프는 식 (17)과 같은 2차 데드비트 응답을 얻을 수 없다. 부하 외란을 보상하기 위해서는 주기적인 부하전류의 특성을 고려하여 부하전류 예측기법으로 이러한 부하 외란을 보상한다.

2차 데드비트 응답을 갖는 (17)에서 부하전류를 고려하면 커패시터 전류는 식 (19)와 같이 되고, 커패시터 전류가 2차 데드비트 응답을 만족하기 위한 조건은 식 (20)과 같다.

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

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

그러나, 식 (20)의 $I_L^*(z)$ 는 실제 부하전류 $I_L(z)$ 보다 2 샘플링 이전의 값이어야 하며, 부하전류가 주기적이면 $I_L(z)$ 의 값은 식 (21)과 같이 부하전류 예측기법에 의해서 현재 샘플링 값과 이전 샘플링 값으로부터 구해지고, 전달함수 $G_D(z)$ 는 식 (22)와 같이 된다.

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

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

따라서, 식 (21)의 부하전류 예측기법에 의해서 외란은 완전히 보상된다. 즉, 외란이 존재하는 경우에도 전류 제어루프는 식 (17)의 2차 데드비트 응답을 만족하며, 오존발생기의 전원측 필터 커패시터 전류는 2 샘플링 시간 안에 오버슈트나 정상상태 오차 없이 지령치와 정확히 일치하도록 제어된다.[4-7]

3.2 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.

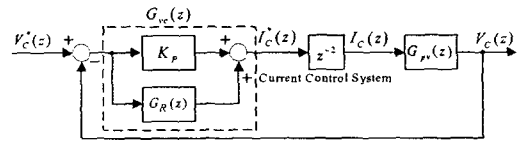


그림 7 외부 전압 제어루프의 블록선도
Fig. 7 Block diagram of outer voltage control loop

그림 7로부터 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 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)에서 $s = j\omega_r$ 로 두면, 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 출력전압 지령치의 기본주파수로 설정함으로써 정상상태에서 전압 제어루프는 크기와 위상에서 영 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.

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

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

식 (18)의 내부 전류 제어루프에서 위상 지연은 지령치와 실제 전류 사이에 발생하는 위상 오차를 보상하기 위해서는 제안된 비례-공진 제어기의 위상 θ_r 의 값을 내부 전류 제어

루프와 반대 위상으로 설정한다. 또한, 공진 제어기와 병렬로 비례 제어를 삽입함으로써 매우 빠른 과도 응답을 얻을 수 있으며, 가능한 한 비례 이득은 커야한다.

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

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

식 (28)의 폐루프 전달함수는 $z = e^{j\omega_s T_s}$ 로 두면 식 (29)와 같이 된다.[8,9]

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

식 (29)에서 제안한 전압 제어루프는 지령치와 출력이 일치하며, 정상상태 오차가 영이 됨을 알 수 있다.

4. 실험결과

제안한 시스템의 타당성을 검토하기 위해서 220[V], 10[W] 무성방전형 오존발생기에 30[W] 소형 냉각장치를 부착하고, 컨버터-인버터 시스템에 DSP(TMS320C32)를 이용하여 2중 폐루프의 제어를 적용하여 실험을 하였다.

실험에 사용된 전원장치 시스템의 파라미터는 표 1과 같다. 오존 발생 방전부는 상온 20[°C]로부터 저온 2[°C]까지 냉각하고, 또한 상온 20[°C]에서 45[°C]까지 연속 실험하여 각각의 시변 온도변화에 대한 방전 상태와 소비전력을 고찰하였다.

표 1 시스템 파라미터

Table 1 System parameter

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 [μ F]

그림 8은 그림 2의 오존 발생 시스템에서 기존의 직렬 공진형 인버터를 개루프로 구동하고 전원측 입력전류 i_i 및 입력전압 v_i 의 파형과 방전전류 i_c 의 실측 파형을 나타낸다. 파형 1은 60[Hz] 입력트랜스 전원을 루프로 하는 의사 구형파 전류 i_i 의 파형이고 방전 여기 구간 1.2[ms]와 20[kHz]의 방전 고조파 전류가 포함되어 있다. 파형 2는 20[kHz], 2[KV], 6.0[mA]p-p(probe배율:0.1[mA/v]) 진폭의 방전기 단자 전류 i_c 의 파형을 나타내며 전원측 전류에서 포함되는 고조파와 동위상이고 전압 파형 3의 영점에서 1.2[ms]의 공극 여기 구간

을 두어 방전이 개시되고 있다. 파형 3은 전원 트랜스의 정현파 출력전압 220[V]를 나타내고, 입력 트랜스에 의해 지연된 전원측 입력 전류 i_i 에 대해 1.92[ms] 위상차를 나타내고 있다.

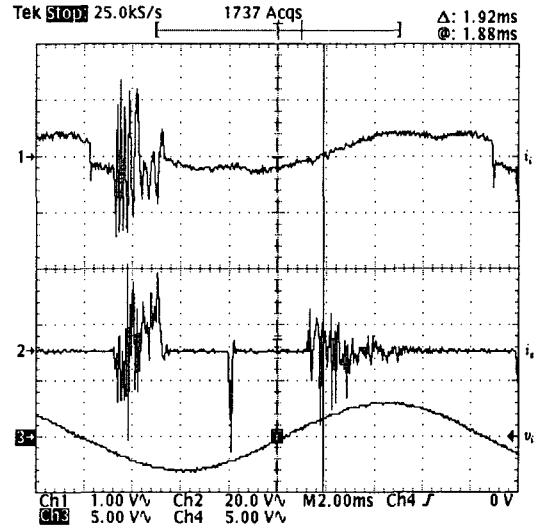


그림 8 오존 발생기의 입력전원 및 방전전류 실험 결과

Fig. 8 Experimental result of the input source and discharging current waveform for ozonizer

그림 9는 직렬 공진형 인버터로부터 고압 방전관에 가해진 PWM 패턴에 의한 공극 방전전압을 보이고 있다. 파형(1)의 3은 개루프 작동되는 공극 전압 v_{gap} 의 실측 파형으로서 파형의 진폭과 펄스폭이 불안정하다. 파형(2)의 3은 파형(1)의 확대파형이고 각 파형의 상·하측 피크에서 72 [V]p-p의 진폭노이즈가 실리고 있으며 이는 방전 전극 앞에서 축적되는 역극성의 이온화 에너지 층의 시변 두께로서 방전 불안의 원인이 되고 있다.[3]

그림 10은 오존 방전극을 2[°C]로 냉각하고 제안된 2중 디지털 폐루프 제어로 작동 하였을 때의 개선된 전원측 파형과 방전 전류파형을 나타낸다. 파형 1의 전원측 전류 i_i 는 그림 8의 개루프 작동 때의 i_i 의 파형 1과 비교하여 전원에 포함되어 있던 20[kHz] 노이즈는 완전히 제거되었으며, 전원 트랜스의 구형파 지상전원은 거의 정현적으로 개선되었다. 또한 위상은 데드비트 예측 정정제어에 의해 1.7[ms]가 단축되어 거의 동위상의 전류로 되었다. 파형 2는 방전 전류 i_c 의 파형이고 방전피크가 7.8[mA]p-p로서 그림 8의 상온 개루프 작동 때의 i_c 6.0[mA]에 비해서 30% 이상으로 방전 피크가 증가했고 여기구간은 720[us]로 단축되었으며, 방전구간 또한 0.6 [ms]가 증가하고 있으므로 그림 8의 파형 2의 방전상태에 비해 방전출력이 약 2배로 증가되고 있다. 파형 3은 60[Hz]의 전원측 전압의 파형이며, 그림 8의 파형 3과 비교하여 전압 고조파 노이즈는 완전히 제거되었다. 파형 3은 전원트랜스의 출력전압 파형이고 방전전류와 거의 동위상으로 되고 있다.

그림 11은 제안된 2중의 폐루프 제어 작동에서 방전 공극 전압 v_{gap} 가 안정된 PWM 패턴으로 방전되고 있는 것을 파

형 (1)의 3에서 보이고 있으며, 패턴제어에 의해서 정밀 방전 제어가 될 수 있음을 보인다. 파형 (2)의 3은 확대 파형이고 공극에 축적되는 역극성 이온밴드의 두께가 개루프 작동 때의 72[V]에 비해서 32[V]로 감소되고 있다. 결과적으로 방전관 공극의 냉각은 전계방전을 안정화하여 방전극 앞의 역극성 이온 밴드를 감소시키고, 또한 제안된 전압 전류의 2중 데드 비트 페루프 제어기법은 등가 L 및 C에서 상태 안정화된 직렬공진 전압 전류와 순시 정정제어된 공극전압의 패턴을 만든다. 따라서 방전공극의 유효 에너지가 약 30%증대 되는 것을 볼 수 있다.[7,8]

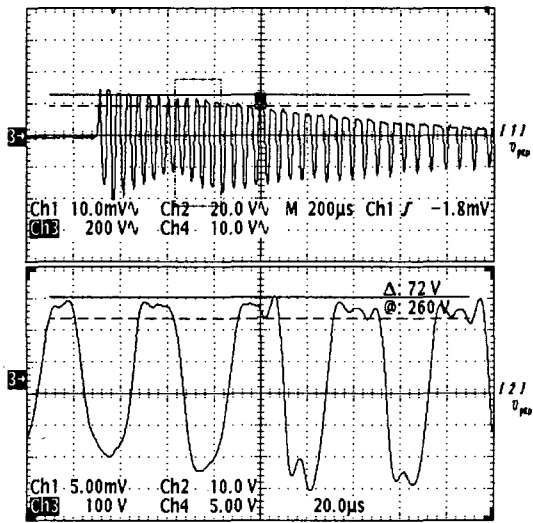


그림 9 오존 발생기의 공극전압 파형 및 확대 파형
 Fig. 9 Experimental result of the air-gap voltage waveform and detail waveform for ozonizer

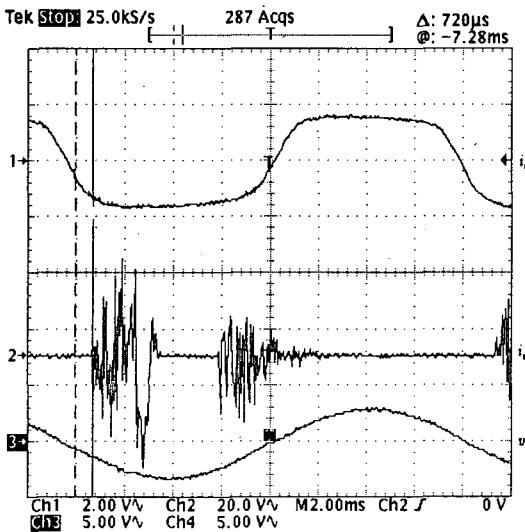


그림 10 제안된 오존 발생기의 입력전원 및 방전 전류 실험결과
 Fig. 10 Experimental result of the input source and discharging current waveform for proposed ozonizer

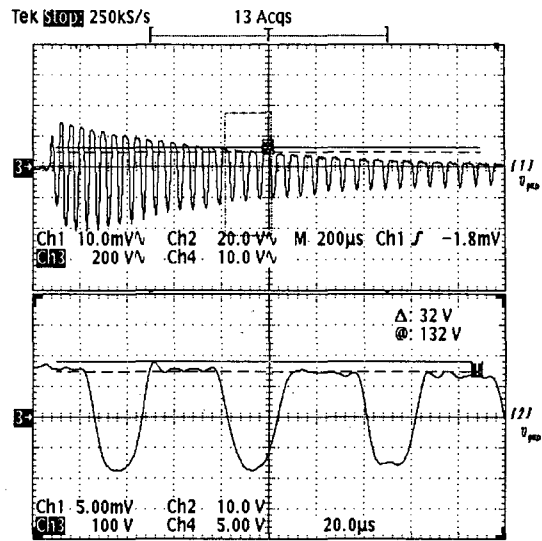


그림 11 제안된 오존 발생기의 공극전압 및 확대 파형
 Fig. 11 Experimental result of the air-gap voltage waveform and detail waveform for proposed ozonizer.

그림 12는 2[°C]의 저온으로 냉각된 오존 방전기에서 제어 전력을 10[W] 일정으로 하고, 공극온도를 2[°C]로부터 45[°C]까지 가변하여 방전 온도에 따른 오존 출력의 농도를 배기농도 [ppm]으로 측정된 것이다. 그림에서 곡선 (1)은 작동 시간 0~30[min]에서 공극온도가 2[°C]로부터 20[°C]까지 가변되었을 때의 오존 출력 특성이며 2[°C]에서 최대출력 농도는 30[ppm]이고, 작동 15[min]에서 극이 가열되기 시작하여 30[min]에서 냉각중의 공극온도가 20[°C]에 도달되어 오존출력은 17[ppm]으로 급감하고 있다. 이는 냉각 작동 30분 경과에 따라 방전극의 온도가 상온으로 상승하여 양극 앞의 음이온이 축적되기 시작한 것이다. 곡선 (2)는 비냉각의 상온 작동에서 공극온도가 20[°C]부터 45[°C]까지 상승될 때의 오존 출력 특성이며 작동 20[min]이후 방전이 불안정한 것을 보이고 있으며, 이는 방전극의 과열에 의해서 전력선 방출이 비선형적으로 산란되어 미세 방전용 소형 전극 앞에서 역극성 음이온 축적밀도가 포화 밴드를 이루는 것으로 그림 9에서 추정할 수 있다. 여기서 오존방전기의 입력은 공기 2[l/min]이고 출력오존의 농도 측정은 Thermo Environmental Instruments Inc.의 O₃ Analyzer Model 49c에 의해 측정했으며 농도검출은 0.5 [m³]의 챔버 내에서 [ppm]으로 측정 했다.[10-12]

그림 13은 방전기 소비전력에 따른 출력 오존의 농도 특성이다. 곡선 (1)은 방전기 공극온도를 저온 2[°C]로 냉각한 상태에서 제안된 2중 루프 제어기에 의해서 방전전력을 2[W]에서 10[W]까지 증가하여 출력되는 오존의 농도를 나타낸다. 방전초기의 2[W], 2[°C]에서 10[ppm]의 오존이 출력되며, 6[W]이후 30[ppm]의 오존 출력을 보이고 있다. 곡선 (2)는 비냉각 비제어 작동에서 출력되는 오존의 농도특성이다. 소비전력 2[W]에서 5[ppm]의 불안정 방전이 시작되고 6[W]까지 12[ppm]의 오존이 출력되고 있다. 6[W] 이후 10[W]까지는 방전극의 과열에 의해 불안정 방전에 따른 포화 감소 출

력을 보이고 있다. 결과적으로 냉각된 공극 전극의 방전과 2중 페루프 데드비트 제어된 공극 전압에 의해서 2배 이상의 오존 출력을 얻고 있다.

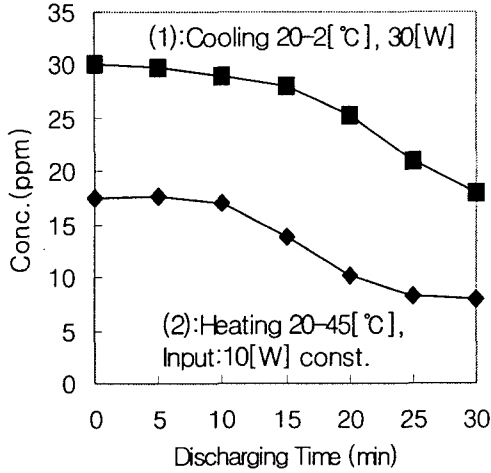


그림 12 냉각효과에 의한 시변 오존농도특성의 비교

Fig. 12 Ozone concentration improvement by cooling for discharging time.

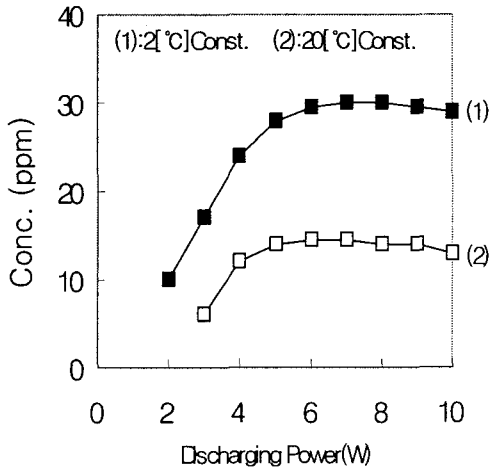


그림 13 방전 전력에 대한 냉각오존의 농도특성

Fig. 13 Ozone concentration improvement by cooling for discharging power

5. 결론

본 논문은 오존 방전기의 전원 불량을 보상하기 위해서 단상 컨버터-인버터 시스템에서 전압 전류 2중의 페루프 제어계를 구성하였으며, 디지털 데드비트 제어계로 구동하여 양질의 정현파 전원을 유지할 수 있는 정밀 제어형 오존발생기를 제안했다. 내부 전류제어 모델링과 예측기법에 의해서 정

상 및 과도 오차를 영 오차로 하며 부하 외란에 강인하고 빠른 과도 응답 특성을 얻고, 연산 지연시간을 보상하여 외란을 보상함으로써 방전 노이즈가 제거되며, 2차 데드비트 응답에 의해서 순시 정정된 PWM 패턴이 방전 공극에 가해짐으로서 공극 전류를 제어하고 공극내의 역극성 이온 밴드가 감소되어 안정된 방전을 실현시킬 수 있었다. 외부 직렬 비례-공진 전압 제어 루프에 의해서 공진 주파수를 정현파 지령치로 설정하여 무한 이득을 얻게 함으로서 양질의 전원 파형으로부터 고정도의 미세 방전 제어가 가능하게 하였다. 또한 소형 냉각장치를 추가하여 방전진폭과 유효방전구간을 확장시킴으로서 2배 이상으로 오존 출력을 증대시킬 수 있었다.

감사의 글

본 논문은 2001년도 동아대학교 학술연구비(공모과제)의 지원에 의하여 수행된 연구 결과입니다. 이에 감사드립니다.

참고 문헌

- [1] Tae, H. K. and Joon, W. K., "A study on the ozone consumption rate for drinking water treatment process with ozone application", Journal of KSEE, Vol. 27, pp. 663-669, 2005.
- [2] Jae, W. C. and Moo, H. C., "Ozone generation characteristics of silent discharge process", Journal of KSEE, Vol. 28, pp. 305-312, 2004.
- [3] Hiroaki, M. Y. and Masahiro, H. N., "Space charge distribution for various glass materials under DC stress", IEEJ Trans. FM, Vol. 123, No. 1, pp. 62-69, 2003.
- [4] Song, H. J. and Lee, K. S., "Trial manufacture and characteristics of a multi-discharge type ozonizer", Trans. KIEE, Vol. 48c, pp. 533-541, 1999.
- [5] Hun, C. L. and Sung, H. W., "Trial manufacture of a ozone generator using silent discharge type and improvement Properties of the water quality in the lake", Trans. KIEE, Vol. 50p, pp. 125-129, 2001.
- [6] 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.
- [7] Takeo, N. T. and Hirofumi, A. G., "Pulse-density modulation of a high-frequency voltage-source inverter", IEEJ Trans. IA, Vol. 125, pp. 413-419, 2005.
- [8] Shengpei, W. and Konishi, Y. H., "Series-compensated inductor type resonant inverter using pulse density modulation scheme for efficient ozonizer", IEEE, 7803, pp. 19-23, 1997.
- [9] 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.
- [10] Junya, S. H. and Masanori, H., "Improvement of the

ozone generation efficiency by silent discharge at cryogenic temperature”, IEEJ Trans. FM124, pp. 791-796, 2004.

- [11] 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.
- [12] Lee, S. K. Lee, K. S. and Park, J. H., "A study on the supply gas temperature characteristics of silent discharge type ozonizer by applying radio frequency voltage", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 15, pp. 46-54, 2001.

저 자 소 개



노 인 배 (盧 仁 培)

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

Tel : 02-594-3056

Fax : 02-3480-9326



우 정 인 (禹 靖 仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1970년~1979년 부산공업대 전기공학과 조교수. 1979년~현재 동아대 전기공학과 교수.

Tel : 051-200-7734

E-mail : jiwoo@dau.ac.kr



박 지 호 (朴 志 浩)

1971년 4월 23일생. 1997년 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 8월 동대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 동명대학교 메카트로닉스공학과 전임강사.

Tel : 051-620-3629

E-mail : jhpark@tmc.ac.kr



김 동 완 (金 炯 完)

1960년 2월 1일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1987년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 동명대학교 전기전자공학과 교수.

Tel : 051-620-3416

E-mail : dongwan@tmc.ac.kr



우 성 훈 (禹 盛 薰)

1966년 6월 24일생. 1993년 동아대 화학공학과 졸업. 1997년 동대학원 환경공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 환경공학과 졸업(공학). 현재 동아대학교 부설 환경문제연구소 연구원.