

단상 UPS 인버터의 강인한 전압제어기 설계

具大官*, 池俊根†, 車貴守**, 文峻熙***

Design of Robust Voltage Controller for Single-phase UPS Inverter

Dae-Kwan Ku, Jun-Keun Ji, Guee-Soo Cha, and Jun-Hee Moon

요 약

본 논문에서는 단상 UPS 인버터의 강인한 전압제어기를 제안하고 설계한다. 제안된 전압제어기는 부하 변동에 대해서 강인 안정성과 강인 추종 성능을 얻기 위해 μ -합성에 기초한 강인 제어 이론을 이용하여 설계되었다. 설계된 전압제어기의 강인 제어 성능은 μ -해석을 통해 이론적으로 확인하였다. 그리고 단상 인버터에 대해 선형 부하와 비선형 부하로 시뮬레이션 및 실험을 수행하여 제안된 전압제어기가 안정된 전압제어 성능과 빠른 동특성을 가지는 향상된 제어성능을 제공하는 것을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper a robust voltage controller for a single-phase UPS inverter is newly presented. The voltage controller is designed using μ -based robust control scheme to simultaneously guarantee robust stability and robust tracking performance in the presence of load variations. Firstly the robust performance of the resulting controller is theoretically confirmed via μ -analysis. Then simulations and experiments for the single-phase inverter system with linear and nonlinear loads demonstrate feasibility of the proposed control method providing improved performance - good regulation and fast dynamic response.

Key Words : UPS Inverter, Robust control, Voltage control, μ -synthesis

1. 서 론

무정전전원장치(uninterruptible power supply ; UPS)의 주요 기능은 선형 및 비선형 부하와 부하 변동에 대해 상관없이 일정 전압과 일정 주파수(constant voltage and constant frequency ; CVCF)의 교류 전원을 공급하는 것이다. UPS, 소규모 대체에너지 발전시스템 등 여러 분야에 적용되는 단상 PWM

인버터에 요구되는 성능은 출력전압이 비선형 부하 및 부하 변동에 대해 안정되고 우수한 제어성능과 고조파 억제성능을 갖는 것이다^{[1],[2],[3]}.

정현파 전압을 출력하는 PWM 인버터를 가장 많이 요구하는 부하는 대부분의 사무실에 있는 컴퓨터 같은 DC 부하의 다이오드 전파정류기이다. 이렇게 광범위하게 퍼져있는 PC, TV, 배터리 충전기와 같은 비선형 부하들은 고조파를 발생시키기 때문에 전압과 전류가 왜곡되며 따라서 깨끗한 정현파 전압 공급이 필요하다^{[4],[5]}.

현재 대부분의 단상 UPS의 인버터 전압제어 시스템은 다중루프제어(multiloop control)로 전압제어 루프 안에 전류제어 루프가 있는 구조이다. 외부 전압제어기는 정상상태 추종성능을 결정하고, 내부 전류제어기

†교신저자 : 정회원, 순천향대 전기통신공학과 교수
E-mail : jkji@sch.ac.kr

*학생회원, 순천향대 대학원 전기통신시스템공학과 석사과정

**정회원, 순천향대 전기통신공학과 교수

***정회원, 대림대학 메카트로닉스과 전임강사

접수일자 : 2011. 3. 15 1차 심사 : 2011. 4. 16

심사완료 : 2011. 4. 27

는 외란에 대한 동특성을 결정한다고 알려져 있다. 제어 변수는 필터 캐패시터 전압(출력 전압), 필터 캐패시터 전류, 필터 인덕터 전류들이다. 필터 캐패시터 전류제어기는 성능이 좋지만 과전류 보호 기능을 넣기 힘들고, 인덕터 전류제어기는 고조파와 동특성의 성능에서 필터 캐패시터 전류제어기보다 떨어지며, 고대역폭을 가지는 높은 가격의 전류 센서를 써야 하는 단점이 있다^{[1],[3],[6],[7]}.

기존의 전압제어기와 전류제어기는 PI 제어기를 사용하였으나 지령이 정현파이기 때문에 정상상태에서 크기와 위상오차가 남는다. 이런 문제점을 해결하기 위하여 3상 교류 전동기의 정지좌표계 교류 전류제어기에 적용되었던 비례-공진(proportional resonant ; PR) 제어기를 외부 전압제어 루프에 적용하여 정상상태 오차를 0으로 한 연구 결과가 나와 있다^{[3],[6],[7]}.

또한 UPS에 인가되는 부하의 영향을 제거하기 위해 부하 전류, 필터 캐패시터 전류 지령, 출력 전압 등을 전향 보상하여 부하 외란을 제거하는 상태피환 제어가 제안되었다^[7].

기존 PI 제어기를 사용한 단상 UPS용 PWM 인버터의 문제점은 큰 부하변동이나 비선형 부하 인가시 성능이 저하되고 출력전압의 왜형이 심해진다는 것이다^[9]. 이런 한계를 극복하기 위해 1987년 Doyle에 의해 제안된 μ -합성(μ -synthesis) 제어기와 1992년 제안된 H_∞ (H -Infinity) loop-shaping 제어를 적용하여 강인한 전압제어기를 설계한 연구결과들이 나와 있다^[9-11]. 이 제어기들은 LC 필터 정수와 저항 부하를 가정하여 불확실성(uncertainty)을 고려한 제어기^[9], RL 부하를 가정하고 불확실성을 고려한 제어기^[10], RL 부하와 DC Link 전압의 불확실성을 고려한 제어기^[11]들이 있다.

본 연구에서는 단상 UPS 인버터의 부하변동에 대한 불확실성을 어드미턴스 모델로 고려해서 μ -합성 방법을 이용하여 설계한 강인한 전압제어기를 제안한다. 제안된 전압제어기는 단일루프 전압제어기로서 기존의 다중루프 제어기 보다 구현이 쉽고 간단하다. 제안된 전압제어기의 성능을 확인하기 위해 R-L 부하와 다이오드 전과정류기 부하에 대해 정상상태와 부하 변동 상황에 대한 PSIM 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

2. 제어기 설계

2.1 단상 UPS 인버터 시스템과 출력필터 모델링

단상 하프 브리지 인버터에 연결된 필터와 부하를 그림 1에 도시하였다.

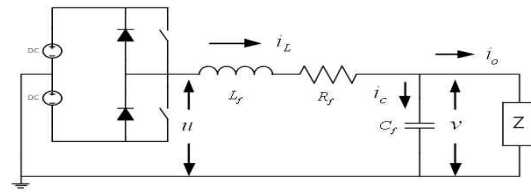


그림 1 단상인버터에 연결된 출력 LC 필터와 부하
Fig. 1 Filter and load connected to a single-phase inverter

표 1 LC필터 정수
Table 1 Filter parameters

L_f	1.5 mH
R_f	0.03 Ω
C_f	10 μF

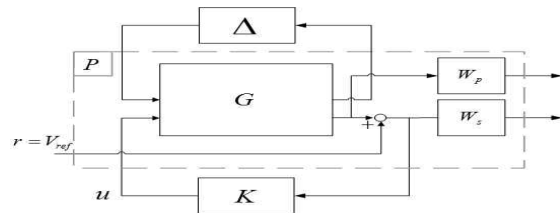


그림 2 파라미터 불확실성을 포함한 일반화된 플랜트
Fig. 2 Generalized plant including parameter uncertainties

이 시스템을 상태공간표현으로 모델링하면 식 (1)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ i_o \end{bmatrix} \quad (1)$$

2.2 부하 불확실성의 표현

그림 2는 단상 UPS용 인버터 시스템을 불확실성을 포함한 일반화된 제어대상계로 나타낸 것이며, μ -합성을 사용하기 위해 가중함수를 포함시켰다. G는 필터를 포함한 단상 인버터이고, K는 설계할 제어기이며, W_s 와 W_p 는 가중함수들이고, Δ 는 제어대상계 G의 불확실성이며, r은 전압레퍼런스이다.

μ -합성을 위해서 사용되는 D-K 반복을 시작하기 전에 제어대상계의 불확실성을 모델링하여야 한다. 본 연구에서 제어대상계의 불확실성은 부하의 불확실성으로 제한하였으며, 이는 곧 그림 1의 임피던스 Z의 불

확실성을 의미한다.

부하의 임피던스가 Z 이므로 부하에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_o = \frac{1}{Z}v \quad (2)$$

식 (2)를 식 (1)에 대입하면 부하 불확실성을 포함한 시스템의 상태방정식을 다음 식 (3)과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3)$$

기존의 연구^[11]에서는 부하를 증가의 저항과 인덕턴스로 치환한 후, 저항의 변동폭과 인덕턴스의 변동폭으로 불확실성을 나타내었다. 이러한 방법은 불확실성이 결과에 미치는 영향을 전달함수로 표현할 수 있게 해 주는 장점을 가지고 있다.

본 연구에서는 정격출력과 역률에 의해 부하의 불확실성을 표현하는 방법을 새롭게 제안하였다. 본 연구의 방법이 기존의 방법보다 나은 점은 다음과 같다: 정격출력을 바로 부하의 불확실성을 모델링하는 데 사용함으로써 부하의 불확실성의 범위가 시스템이 정상적으로 동작할 수 있는 범위를 벗어나지 않게 해 준다는 것과 정전용량형 부하(capacitive load)의 경우에 대해서도 강인한 시스템을 구축할 수 있게 해 준다는 것이다.

정격출력, 즉 유효전력이 P 이고 역률이 PF 인 UPS 시스템이 정상적으로 구동할 수 있는 전력의 범위를 그림 3에 나타내었다.

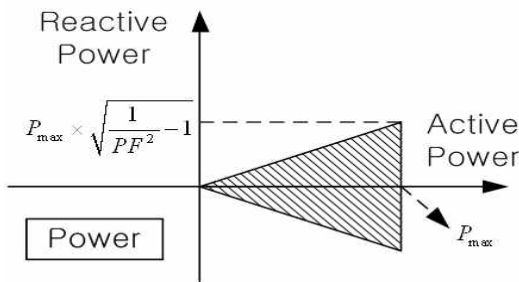


그림 3 유효전력과 무효전력의 허용범위
Fig. 3 Permissible range of active and reactive power

여기서 무효전력 Q 는 다음과 같이 계산되었다.

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{\left(\frac{P}{PF}\right)^2 - P^2} \quad (4)$$

또한, 유효전력 P , 무효전력 Q , 임피던스 Z 사이의 관계는 다음과 같다.

$$S = P + jQ = \frac{V^2}{Z} \quad (5)$$

여기서 임피던스 Z 의 역수는 어드미턴스 Y 로서 이는 다시 컨덕턴스 G 와 서셉턴스 B 를 가지고 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{1}{Z} = Y = G + jB \quad (6)$$

식(4), (5), (6)를 통해 컨덕턴스 G 와 서셉턴스 B 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$G = \frac{P}{V^2} \quad (7)$$

$$B = \frac{Q}{V^2} = \frac{P}{V^2} \sqrt{\frac{1}{PF^2} - 1} \quad (8)$$

위의 식 (7), (8) 과 $P \leq P_{max}$ 라는 사실을 이용하여 부하의 어드미턴스의 범위를 도식하면, 그림 4에서 빗금친 부분과 같다.

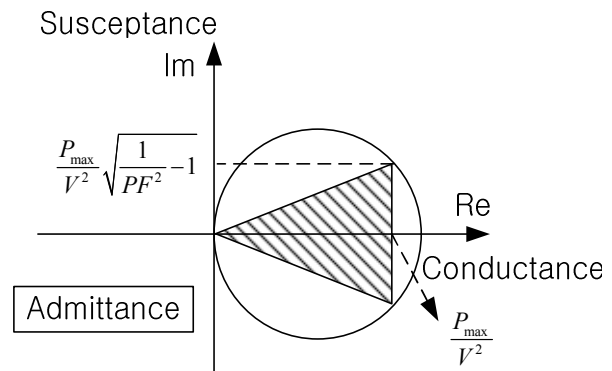


그림 4 부하 어드미턴스의 허용범위와 부하 불확실성
Fig. 4 Permissible range of load admittance and uncertainty

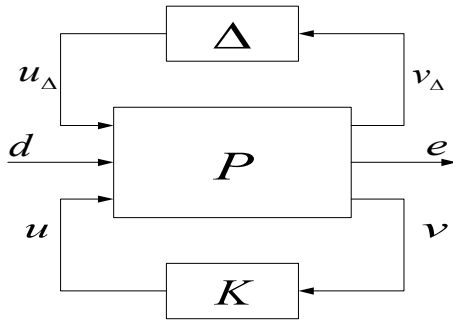


그림 5 포괄적 제어 구조
Fig. 5 General control configuration

부하의 어드미턴스 Y가 빗금친 부분과 같이 분포되기 때문에 이 영역을 모두 포함한 영역을 부하의 어드미턴스의 불확실성으로 규정하기로 하였다. 이는 아주 보수적인 불확실성 표현으로서 시스템의 견실성을 높인 것이다. MATLAB의 Robust Control Toolbox에서 복소수의 중심과 반경으로 불확실성을 정의할 수 있기 때문에 간단한 대수적인 계산에 의해서, 그림 4에 보이는 바와 같이, 반경과 중심이 모두 $P_{max}/(2PF^2V^2)$ 인 복소평면상의 원을 부하 불확실성으로 정의하였다.

2.3 가중함수의 선택

실제적인 제어 시스템의 설계를 위해서 가장 기본적으로 요구되는 것은 실제 제어대상계의 정확한 수학적 모델이다. 하지만, 실제 제어대상계는 시간이나 하중이나 교란 등 작동 조건에 따라 변화하므로 실제와 완벽하게 일치하는 모델을 세우는 것은 매우 어려운 일이다. 따라서 명목상의 모델(nominal model)을 만들고 모델 불확실성(uncertainty)으로 명목상 모델을 포함하는 모델의 집단(class)을 규정한 후 실제 제어대상계가 그 집단에 속한다고 보는 것이 합리적이다. 이러한 접근으로 제어를 설계하는 것이 견실 제어이다. 모델 불확실성과 결합된 제어 문제를 공식화하기 위한 포괄적 구조는 Doyle에 의해 도입되었다.(그림 5 참조) 이러한 구조에서 특이값(singular value) σ , 구조화된 특이값(structured singular value) μ 등이 견실한 안정성과 성능을 위한 필요 충분조건을 성공적으로 기술할 수 있다. μ 를 최소화하기 위해 μ -최적 제어가 DK-반복이라는 방법에 의해 설계된다.

그림 5에서 보여주고 있는 포괄적 제어 구조를 보면, P와 K는 각각 포괄적 제어대상계와 제어기의 전달 행렬이다. d는 명령, 교란, 잡음 등을 포함한 입력이고, e는 최소화해야 할 가중된 출력이다. v와 u는

측정된 출력(제어 입력)과 제어 출력이며, v_Δ 와 u_Δ 는 각각 섭동(perturbation) 입력과 섭동 출력이다. Δ 는 섭동 행렬로서 다음의 구속조건을 가진 집합의 원소이며, 반복된 스칼라와 완전 블록(full block)의 두 부분으로 구성되어 있다.

그림 5에 있는 블록 다이어그램의 아래쪽 루프를 닫으면 다음의 식 (9)과 같이 하부 선형부분변환(linear fractional transformation ; LFT)에 의해서 정의 될 수 있다.

$$N = F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (9)$$

마찬가지로, 불확실성에 대한 폐회로 변환 행렬 $F(s)$ 는 상부 선형부분변환(LFT)을 적용하여서 다음과 같이 정의 될 수 있다.

$$F = F_u(N, \Delta) = N_{22} + N_{21}\Delta(I - N_{11}\Delta)^{-1}N_{12} \quad (10)$$

소이득 정리(small gain theorem)의 확장에 의해서, 블록 대각 섭동 행렬 $\Delta \in B\Delta$ 에 대한 견실 안정성(robust stability)를 위한 충분 조건은 다음과 같이 표현된다.

$$\|N_{11}\| = \bar{\sigma}(N_{11}) < 1, \forall \omega \quad (11)$$

식 (11)은 임의의 구조를 갖는 섭동 행렬 Δ 에 대해 성립하는 것으로 보수적인(conservative)인 조건이다. 섭동 행렬의 구조를 알고 있을 경우의 견실 안정성을 위한 조건을 찾는 방법 중 하나가 μ -해석이다. 구조화된 특이값(structured singular value) μ 는 다음과 같이 정의된다.^[12]

$$\mu(M)^{-1} = \min_{\Delta} \left\{ \bar{\sigma}(\Delta) \mid \det(I - M\Delta) = 0 \text{ for structured } \Delta \right\} \quad (12)$$

단, $\det(I - M\Delta) = 0$ 을 만족하는 Δ 가 없을 때 $\mu_\Delta(M) = 0$ 로 한다. 식 (12)에서 $\mu_\Delta(M)^{-1}$ 는 $\det(I - M\Delta) = 0$ 가 되게 하는 섭동 Δ 의 최대 특이값의 최소값으로 정의되며, 전달 행렬 $M(s)$ 의 특성 궤적에서 나이키스트 포인트 -1에 이르게 하는 최소의 섭동 $\Delta(j\omega)$ 의 크기로 해석될 수 있다. μ 의 정의를 사용하면 견실 안정성(RS)을 위한 필요충분조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mu_{\Delta}(N_{11}) < 1, \forall \omega \quad (13)$$

견실 성능(Robust Performance ; RP)에 관해서도, 확장된 블록 섭동 $\hat{\Delta}$ 을 가지고 식 (13)에 나타난 견실 안정성 조건(RS-condition)으로부터 비슷한 공식을 유도할 수 있으며, 견실 제어기 설계는 이미 기술한 선형부분변환을 이용하여 다음과 같이 간략하게 나타낼 수 있다.

$$\min_{K(s) \in \mathbf{K}} \left\| \mu_{\Delta}(F_l(P, K)) \right\|_{\infty} < 1 \quad (14)$$

식 (14)에서 μ 는 직접적으로 계산될 수 없기 때문에 μ 의 상계(upper bound)를 대신 사용한다. 따라서 완전히 복소수인 섭동에 대해서 μ 의 상계를 적용하면 식 (14)는 다음과 같이 표현된다.

$$\min_{K(s) \in \mathbf{K}} \sup_{\omega} \inf_{D(\omega) \in \mathbf{D}} \left\{ \bar{\sigma}(D(\omega)F_l(P(j\omega), K(j\omega))D^{-1}(\omega)) \right\} < 1 \quad (15)$$

여기서, D 는 스케일링 행렬이다. 식 (15)는 DK -반복이라고 불리는 방법을 통해 풀 수가 있는데, K 와 D 를 번갈아 가며 고정시킨 채로 위의 식을 최소화하는 K 나 D 를 찾는 것을 반복하는 것이다. K 를 찾는 데는 H_{∞} -합성의 방법이 사용되고(K -step), D 를 찾는 과정은 μ -해석의 과정이 사용되기(D -step) 때문에 이 방법을 μ -합성이라고 부른다.

본 연구에서는 이상 요약된 μ -합성의 방법을 사용하여 견실한 제어기를 설계하였다. MATLAB의 Robust Control Toolbox는 μ -합성을 하는데 기계적으로 수행되어야 하는 부분을 시스템적으로 처리되도록 해 주기 때문에, 연구자가 실질적으로 노력을 기울여야 할 부분은 제어대상계의 구조설계와 불확실성의 정의, 가중 함수의 선택 등이다.

μ -합성에서 DK -반복을 통해, γ 가 1보다 작게 되도록 만들어진 제어기는 다음과 같은 조건을 만족시킨다. (그림 2 참조)

$$\left\| \begin{bmatrix} W_s S \\ W_p T \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (16)$$

여기서, W_s 와 W_p 는 각각 가중함수이며, S 와 T 는 각각 시스템의 감도함수(sensitivity function)와 보감도

함수(complementary sensitivity function)이다.

본 연구에서 단상 UPS 시스템이 단일입출력 시스템이므로, 식 (16)은 다음과 같이 표현 된다.

$$S < \frac{1}{W_s} \quad (17)$$

$$T < \frac{1}{W_p} \quad (18)$$

위 식에서 관찰할 수 있듯이, 가중함수 W_s 는 시스템의 감도함수 S 의 상한값을 정하는 기능을 하며, 또 다른 가중함수 W_p 는 보감도함수 T 의 상한값을 정한다. 이러한 특성을 이용하여 W_s 는 UPS의 지령신호 주파수에서의 정상상태오차를 줄이는데 사용하며, W_p 는 공진주파수에서의 증폭을 억제하는데 사용하였다. 먼저 W_s 를 다음과 같이 정하였다.

$$W_s(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (19)$$

여기서, ω_0 는 UPS의 지령신호 주파수(60 Hz)이고, ζ 는 감쇠비로서 0.01로 정하였다. 이와 같은 가중함수를 사용하여 μ -합성 방법으로 제어기를 성공적으로 설계하면, 지령신호 주파수에서 2 % 미만의 정상상태 오차를 갖는 출력신호를 얻게 된다.

다음으로 W_p 는 다음과 같이 정하였다.

$$W_p = \frac{1}{1.1} \quad (20)$$

이는 지령전압으로부터 출력전압까지의 전달함수인 보감도함수가 1.1 미만이 되도록 하는 것이다. 이는 결과적으로 시스템의 공진주파수에서의 증폭이 1.1 미만이 되도록 하는 효과를 가져온다. 실제로 지령전압의 주파수는 시스템의 공진점보다 훨씬 작기 때문에 공진점 증폭은 거의 일어나지 않지만 높은 대역의 외란이나 모델링되지 않은 고주파 동특성이 시스템에 영향을 줄 경우를 대비해서 공진의 감쇠는 중요하다.

2.4 μ -합성을 이용한 제어기 설계

지금까지 정리한 시스템 모델과 부하 불확실성 모델 및 가중함수를 가지고 μ -합성을 통해 제어기를 설계하기 위해서 MATLAB의 Robust Control Toolbox를 이용하였다. 시스템 변수들은 2.1절에서 제공한 값들을

사용하였다. 설계된 제어기의 차수가 높아서 Hankel 차수감소 기법을 사용하여 4차의 제어기를 얻었으며, 그것의 수식을 나타낸 것은 다음과 같다.

$$\frac{2.57 \times 10^7 s^3 - 1.016 \times 10^9 s^2 + 1.649 \times 10^{14} s + 3.142 \times 10^{14}}{s^4 + 3.95 \times 10^5 s^3 + 7.771 \times 10^{10} s^2 + 6.432 \times 10^{11} s + 1.104 \times 10^{16}} \quad (21)$$

UPS용 단상 인버터를 위해서 사용한 DSP 보드는 이산 시스템이므로 식 (21)의 전달함수를 Tustin 방법을 통해 이산 전달함수로 변환하여 사용하였다.

3. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 강인 전압제어기의 타당성을 검증하기 위해 PSIM을 이용한 시뮬레이션 회로를 그림 6과 같이 구성하여 시뮬레이션을 수행하였다. 이상적인 직류 전압원과 IGBT 하프 브릿지로 인버터를 구성하였고, 제어부는 제안된 강인 전압제어기의 z-영역 전달함수를 차분 방정식으로 변환 한 후, PSIM의 DLL을 이용하여 디지털 제어기로 구현하였다. 시뮬레이션과 다음 장의 실험에 사용된 부하 모델과 시스템 파라미터를 그림 7과 표 2에 나타내었다.

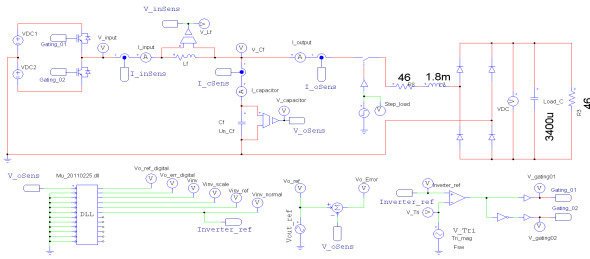


그림 6 PSIM 시뮬레이션 모델
Fig. 6 PSIM simulation model

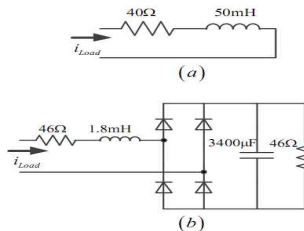


그림 7 부하 회로도
(a) R-L 부하, (b) 정류기부하
Fig. 7 Schematic diagrams of loads
(a) R-L load, (b) Rectifier load

표 2 시스템 정수
Table 2 System parameters

Inverter rated output power	3 kVA
Output frequency	60 Hz
Output voltage	220 Vrms
DC link voltage	760 V
Switching device, frequency	IGBT, 19.2 kHz
Inverter output LC filter	1.5 mH, 10 uF
R-L load	1.1 kVA, PF 0.904
Rectifier load	0.62 kVA, PF 0.975

3.1 선형부하 시뮬레이션

그림 8, 9는 1.1kVA 용량의 R-L 부하에 대한 정상 상태 응답과 부하 변동시 과도상태 응답을 보여준다. 그림 8을 통해 지상 부하시에 전압 지령에 대해 출력 전압(필터 캐패시터 전압)이 정상상태 오차와 위상 오차가 거의 없이 따라 간다는 것을 알 수 있다. 그림 9는 무부하 상태에서 R-L 부하를 음의 반주기중(0.21초) 스텝 인가시 과도 상태 파형으로 출력 전압, 출력 전류(부하 전류) 모두 깨끗한 파형을 보여준다.

3.2 비선형부하 시뮬레이션

그림 10, 11은 0.62kVA 용량의 다이오드 전과 정류기 부하에 대한 정상상태 응답과 부하 변동시 과도상태 응답을 보여준다. 그림 10을 보면 출력 전류에서 정류기 부하의 특징인 영전류 구간이 나타나지만 출력 전압은 깨끗하게 제어되는 것을 알 수 있다. 그림 11은 R-L 부하 변동 시뮬레이션 조건과 같게 음의 반주기중(0.21초)에 무부하 상태에서 스텝으로 정류기 부하를 인가한 과도상태 응답 파형이다. R-L 부하 인가시 파형과 달리 과도 상태가 눈에 보이지만 오버슈트 없이 빨리 사라지는 것을 알 수 있다.

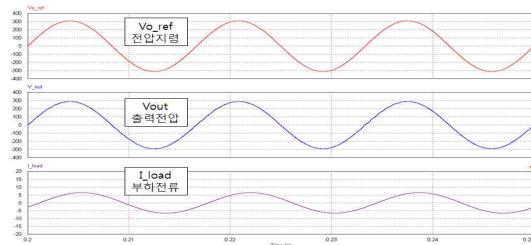


그림 8 R-L부하 시뮬레이션 정상상태 응답
Fig. 8 Steady state response under R-L load

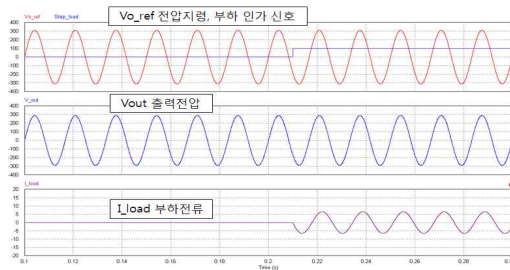


그림 9 R-L부하 인가시 과도상태 응답
Fig. 9 Transient state response under R-L step loading

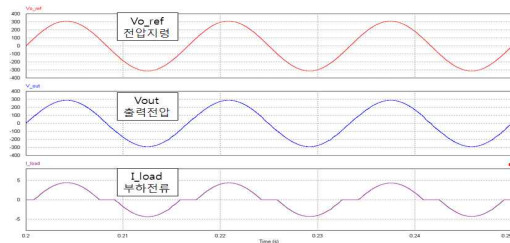


그림 10 정류기부하 정상상태 응답
Fig. 10 Steady state response under rectifier load

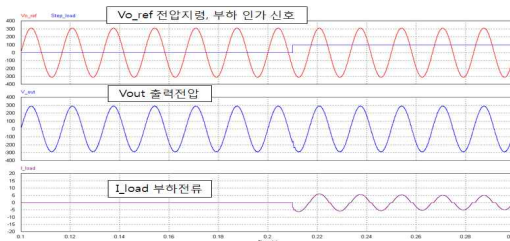


그림 11 정류기부하 인가시 과도상태 응답
Fig. 11 Transient state response under rectifier step loading

4. 실험 결과

4.1 선형 부하 실험 결과

제안된 전압제어기에 대한 실험 결과를 그림 12에서 그림 15에 나타낸다. 제어기는 TI DSP (TMS320 F28335)를 사용한 디지털 제어기로 구현하였다. 실험에 사용된 단상 UPS용 인버터의 실험조건은 시뮬레이션과 같다.

그림 12, 13은 R-L 부하에 대한 정상상태 응답과 부하 변동시 과도상태 응답의 실험 파형이다. 시뮬레이션과 달리 출력전압의 정상상태 파형에 약간의 왜형이 존재하는데, 이것은 DC 링크 전압의 맥동성분이

원인이라 추정된다. 출력 전압 음의 반주기에서 이루어진 부하 인가 과도상태 응답파형에서 순간적인 출력 전압 감소가 있지만 빠르게 회복되고 정상상태에 도달한다.

4.2 비선형 부하 실험 결과

그림 14, 15는 정류기 부하에 대한 정상상태 응답, 부하 변동시 과도상태 응답 실험 결과이다. R-L 부하 실험 파형과 마찬가지로 정상상태 응답 파형에 약간의 왜형이 존재 하지만 DC 링크 전압의 맥동성분이 원인이라 추정되고, 정상상태 및 위상 오차가 거의 없이 지령 전압을 잘 추종한다는 것을 볼 수 있다. 출력 전압 음의 반주기에서 이루어진 부하 인가시, 그 반주기 동안은 출력전압이 약간 감소했지만, 바로 다음 반주기에서 지령 전압을 우수한 성능으로 추종 하는 것을 볼 수 있다.

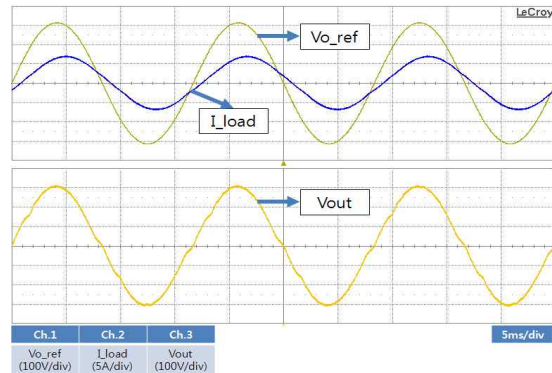


그림 12 R-L부하시 정상상태 응답
Fig. 12 Steady state response under R-L load

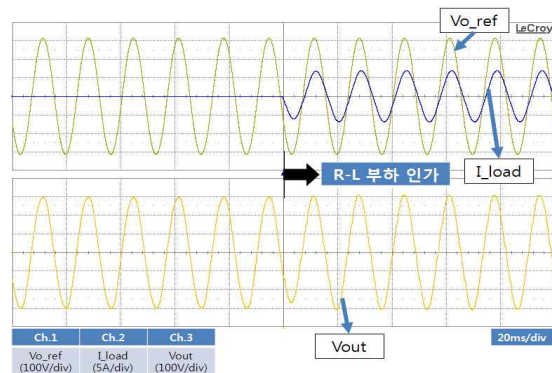


그림 13 R-L부하 인가시 과도응답
Fig. 13 Transient state response under R-L step loading

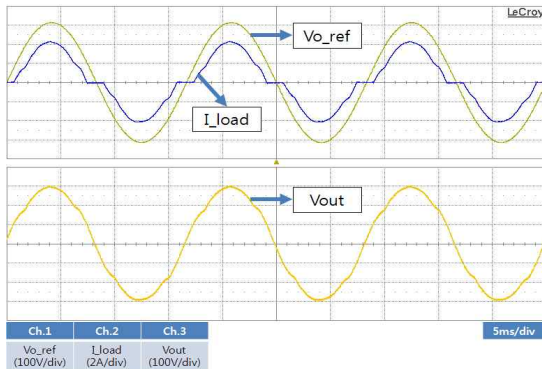


그림 14 정류기부하시 정상상태 응답
Fig. 14 Steady state response under rectifier load

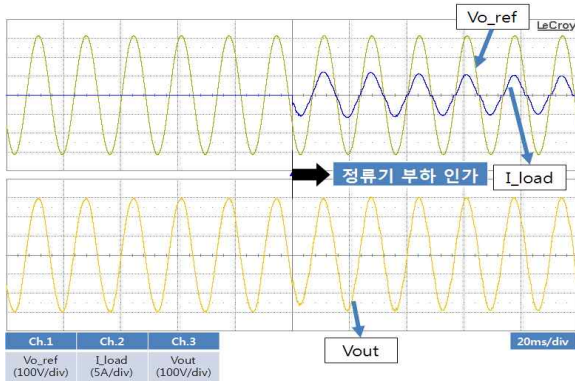


그림 15 정류기부하 인가시 과도상태 응답
Fig. 15 Transient state response under rectifier step loading

5. 결 론

본 논문에서는 단상 UPS 인버터의 부하 변동에 강한 전압제어기를 제안하였다. MATLAB으로 정격출력과 역률 요소를 이용하여 부하 어드미턴스에 대한 불확실성을 고려한 전압제어기를 설계하고 R-L 선형 부하와 다이오드 정류기 비선형 부하에 대해 PSIM 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 시뮬레이션에서 제안된 전압 제어기는 뛰어난 정상상태 성능 및 부하 변동 상황시 우수한 과도 상태 성능을 보여 주었으며, 실제 실험에서도 선형 부하와 비선형 부하에 대해 우수한 성능을 보여주었다.

이 논문은 2010년도 순천향대학교 교수연구년제 지원프로그램에 의하여 연구되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] 박지호, 노태균, 김춘삼, 안인모, 우정인, "UPS 인버터의 성능 개선을 위한 강인한 2중 디지털 제어기의 설계", *전력전자학회 논문지*, pp. 116-127, 2003. 4.
- [2] 정세교, 이대식, "PLL 기법을 이용한 단상 PWM 인버터의 정상상태 성능개선", *전력전자학회 논문지*, pp. 356-363, 2004. 8.
- [3] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "A comparative analysis of multi-loop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 18, No. 5, pp. 1176-1185, 2003.
- [4] M. J. Ryan and R. D. Lorenz, "A high-performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and "Back-EMF" decoupling", *Conf. Rec. IEEE-PESC*, pp. 507-513, 1995.
- [5] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, IEEE PES Harmonic Working Group "Characteristics and modeling of harmonic sources-power electronic devices", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 14, No. 4, pp. 791-800, 2001.
- [6] P. C. Loh, D. G. Holmes, "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 2, pp. 644-654, 2005.
- [7] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology options for single-phase UPS inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 2, pp. 493-501, 1997.
- [8] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode, "Frequency domain analysis of three phase linear current regulators", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, pp. 601-610, 2001.
- [9] Buso, S., "Robust control of single phase UPS", *APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*, pp. 825-831, 1997.
- [10] T. S. Lee, S. J. Chiang, and J. M. Chang, "H ∞ loop-shaping controller designs for the single-phase UPS inverters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, pp. 473-481, 2001.
- [11] T. S. Lee, K. S. Tzeng and M. S. Chong, "Robust controller design for a single-phase UPS inverter using μ -synthesis", *IEE Proc., Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No. 3, pp. 334-340, 2004.
- [12] K. Zhou, and J. C. Doyle, *Essentials of Robust Control*, Prentice-Hall, 1995.

저 자 소 개



구대관(具大官)

1986년 2월 5일생. 2010년 순천향대 정보 기술공학부 졸업. 현재 동 대학원 전기통신시스템공학과 석사과정.



지준근(池俊根)

1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 순천향대 전기통신공학과 교수. 현재 당 학회 평의원 및 Associate Editor of JPE.



차귀수(車貴守)

1978년 서울대 공대 공업교육과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 순천향대 전기통신공학과 교수 및 Post B.K. 전기통신인력양성사업단장.



문준희(文峻熙)

1992년 서울대 기계설계학과 졸업. 1994년 동 대학원 기계설계학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 기계항공공학부 졸업(공박). 현재 대림대학 메카트로닉스과 전임강사.