

3상 무정전 전원장치에 적합한 새로운 구조의 동기좌표계 전압제어기

金景煥[†], 玄東石^{*}

Advanced Synchronous Reference Frame Controller for three-Phase UPS Powering Unbalanced and Nonlinear Loads

Kyung-Hwan Kim and Dong-Seok Hyun

요 약

본 논문은 LC 필터를 갖는 3상 인버터에 적합한 고성능 전압제어기에 대해서 기술한다. 불평형 부하 및 비선형 부하시 3상 인버터의 출력전압 왜곡을 동시에 보상 할 수 있는 새로운 동기좌표계 전압제어기를 제안한다. 제안된 제어기는 전용의 디지털 필터를 사용하여 불평형 및 비선형 부하 상태하에서도 동기좌표계의 PI 전압제어기가 3상 평형의 선형부하에서와 같이 직류값을 가지고 동작하게 함으로써 비록 전압제어기의 대역폭이 높지 않아도 정상상태 오차를 현격히 감소시킨다. 제안한 제어기의 성능의 타당성을 입증하기 위해서 모의실험 결과를 보였으며 실험을 통하여 모의실험 결과를 확인하였다.

ABSTRACT

This paper describes a high performance voltage controller for 3-phase 4-wire UPS (Uninterruptible Power Supply) system, and proposes a new scheme of synchronous reference frame controller in order to compensate for the voltage distortions due to unbalanced and nonlinear loads. Proposed scheme can eliminate the negative sequence voltage component due to unbalanced loads and also reduce the harmonic voltage component due to non-linear loads, even when the bandwidth of voltage control loop is a very low. In order to compensate for the effects of unbalanced loads, the synchronous reference frame controller with the positive and negative sequence computation block is proposed, and the synchronous frame controller with a bandpass filter is proposed to compensate for the selected harmonic frequency of output voltage. The effectiveness of the proposed scheme has been investigated and verified through computer simulations and experiments by a 30kVA UPS.

Key Words : Three phase inverter, Voltage controller, UPS, Unbalance and nonlinear load, Control bandwidth, Synchronous reference frame, Voltage distortion

1. 서 론

[†]교신저자 : 정희원, 한양대 대학원 전기공학과 박사과정

E-mail : hellokim@eti21.com

^{*}정희원, 한양대 전기공학과 교수

접수일자 : 2005. 9. 1 1차 심사 : 2005. 9. 8

심사완료 : 2005. 9. 13

출력단에 LC 필터를 갖는 3상 PWM 인버터는 무정전 전원장치 그리고 태양광 및 연료전지를 이용한 발전시스템의 AC 전원장치 등에 사용되고 있다. 이러한

3상 PWM 인버터가 비선형 또는 불평형의 부하를 구동할 경우에 출력단에 설치된 LC 필터의 임피던스로 인해 필터 캐패시터 양단 전압이 왜곡된다. 따라서 중성선에 역상분 전류 또는 고조파전류가 흐르게 되며, 이들은 인버터의 수명을 단축시킬 뿐 만 아니라 때로는 인버터에 연결된 중요한 부하장치의 오동작을 유발시킨다^[1].

비선형 또는 불평형 부하시 출력전압이 왜곡되는 일차적인 원인은 부하전류에 의해서 출력LC필터의 리액터 양단에 비정현적 또는 불평형의 전압강하가 발생한다는 것이고 이차적인 원인은 인버터 전압제어기가 이러한 전압왜곡을 완전하게 보정할 수 있는 능력, 즉 전압제어기의 제어 대역폭이 충분히 크지 않기 때문이다. 예를들면 기본과가 60Hz일 때 출력전압에 5차 고조파 왜곡이 발생했다고 가정하면 전압제어기가 이 고조파 왜곡을 제거하기 위해서는 전압제어기의 제어 대역폭이 적어도 300Hz 보다 충분히 커야 한다. 그러나 LC 필터를 갖는 인버터의 전압 제어기의 최대 제어대역폭은 출력LC필터의 공진주파수보다 작게 제한되는데, 실질적으로 제어기를 이산제어로 구성할 경우 시스템 시간지연요소 및 PWM 스위칭 주파수의 제한으로 제어기의 대역폭은 필터의 공진 주파수보다 훨씬 작게 제한된다. 실제로 PWM(Pulse Width modulation) 스위칭 주파수가 10KHz이고 필터의 공진 주파수가 500Hz정도인 LC 필터를 갖는 인버터의 전압제어기를 디지털 PI 제어기로 구현 할 때 실제 전압제어기의 제어 대역폭은 약 100Hz-200Hz 정도로 제한되게 된다. 제어 대역폭을 증가 시키기 위해서 PWM 스위칭 주파수를 늘리는 방법을 고려 할 수 있지만 무정전 전원장치의 현실적 문제는 오히려 인버터 PWM 스위칭 주파수를 증가 시킬 수 없는 요인으로 작용한다. 말하자면, 대용량에서의 스위칭 손실을 고려하여 스위칭 주파수가 제한을 받게 되고 UPS의 상품성을 높이기 위해 필요한 기능의 제공, 예를 들어 사용자 인터페이스, 전압, 전류, 전력 등 각종 변수들의 표시, 고장 이력 관리, 원격감시를 위한 직렬통신, 입력단 컨버터의 제어등을 위하여 디지털 제어기의 샘플링 주파수가 제한을 받는 것이다. 따라서 제어기의 제어대역폭을 늘리는 방법은 실용성 측면에서 문제를 가질 수 있으므로 비록 대역폭이 작더라도 전압왜곡을 효과적으로 보상 할 수 있는 제어기의 설계가 필요하다.

불평형 또는 비선형부하에 의한 전압왜곡을 보상하기 위해서 현재까지 연구된 3상 인버터의 전압제어기를 대별하면 별도의 보상기 없이 제어기의 제어 대역폭을 늘리고 전류제어를 통해 출력임피던스가 저감되

는 효과를 얻어내는 방법과 별도의 보상회로를 전압제어기와 병렬로 설치하여 보상기의 출력을 주 전압제어기의 출력에 전향보상하는 방법으로 분류 할 수 있다. 전자의 방법으로는 데드비트(deadbeat) 전압제어 방식^[3], 캐패시터전류제어를 이용한 전압제어 방식^[4]등이 제안되었는데 이들의 단점은 LC필터의 회로정수를 요구하며 36KHz정도의 빠른 샘플링 시간을 필요로 한다. 후자의 방법으로는 반복학습제어를 이용한 전압제어방식^[5], DFT(Discrete Fourier Transformation)를 이용한 전압제어방식^[6], 그리고 동기좌표계를 이용한 전압제어기^[7,8] 등이 제안되었다. 반복제어방식 또한 정상상태 오차를 줄이기 위해서는 보다 높은 PWM 스위칭 주파수를 요구하며 DFT를 이용한 방법은 불평형 부하에 의한 전압왜곡을 보상할 수 없는 단점을 가진다.

기존 3상 인버터 전압제어기의 구조를 분석해 보면 두 가지 중요한 사실을 인지 할 수 있다. 첫째로, 불평형 부하 및 비선형 부하에 의한 전압왜곡을 동시에 보상하는 제어기는 제시되지 못하였다는 것이며, 다른 하나는 무정전 전원장치에 적용시 무정전 전원장치의 현실적 문제, 즉 제한된 PWM 스위칭 주파수에 의한 제한된 전압제어기의 대역폭, 바이패스 전원과 동기화된 전압을 출력하기 위한 PLL(Phase Locked Loop)제어와 전압제어기의 연계 동작, 병렬운전의 용이성 등을 고려하지 않았다는 것이다. 예를들면 무정전 전원장치의 경우, 바이패스(bypass) 절환시 과도한 돌입전류가 흐르는 것을 방지하기 위해서 출력전압이 바이패스 전원단 전압과 항상 동기화 되어야 한다. 따라서 전압제어기는 PLL(Phase Locked Loop) 기능과 연계되어야 하며, 이때 인버터 시스템의 시간지연 요소들, 예를들면 전압검출, 인버터의 PWM 시간지연, LC 출력필터의 시간지연등의 영향을 보상하기 위해 PI 전압제어기의 출력은 출력전압보다 진상(leading)된 위상을 갖는다(이것을 진상각 ϕ 라고 정의한다). 전압왜곡을 정확하게 보상하기 위해서는 왜곡에 대한 보상분이 PI 제어기 출력에 더해져야 하므로 이 진상각에 대한 정보를 정확히 알 필요가 있다. 그러나 진상각 ϕ 는 출력전압 동기화를 위한 PLL 동작에 의해서 그리고 부하전류의 크기에 의해서 가변되기 때문에 정확한 산출이 어렵다.

본 논문은 불평 부하에 의한 전압왜곡과 비선형 부하에 의한 전압왜곡을 동시에 보상 할 수 있고 특히 3상 무정전 전원장치의 인버터 전압제어에 매우 적합한 새로운 동기좌표축 전압제어기를 제안한다. 본 논문에

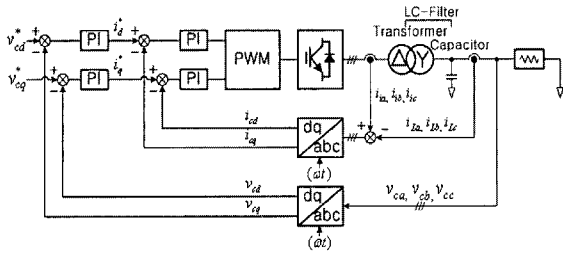


그림 1 동기좌표계 전압제어기
Fig. 1 Synchronous reference frame controller(SRFC)

서 제안한 제어기의 특징은 전압제어기의 대역폭이 100Hz 정도로 낮아도 과도 응답특성이 매우 빠르고 정상상태 오차도 거의 영(zero)으로 만들 수 있다는 것이다. 또한 앞에서 기술한 진상각 정보 뿐 만 아니라 필터 정수등 어떠한 정보도 필요로 하지 않는다.

본 논문에서 제안된 전압제어기의 타당성과 구현 가능성을 입증하기 위해 모의 실험을 통한 검증이 이루어졌으며 실제로 전압제어기를 고속연산의 DSP(Digital Signal Processor)를 사용하여 구현하고 30KW 급의 무정전 전원장치에 적용하여 제안된 전압제어기의 성능과 실용성을 확인 하였다.

2. 기존 동기좌표축 전압제어기 고찰

그림 1은 기존 동기좌표계 전압제어기 구성도이다. 이러한 동기좌표계 전압제어기는 불평형 및 비선형 부하에 의한 전압왜곡의 문제를 제외하면 다음과 같은 고유의 장점으로 인해 3상 평형 그리고 선형의 부하를 구동하는 무정전 전원장치에 가장 적합한 인버터 전압제어기로 평가될 수 있다.

- 비례-적분 제어기로 구성되어 구조가 매우 간단하고 구현하기 쉽다.
 - 3상 평형 부하에 대해서 비례-적분전압제어기가 항상 직류값을 가지고 동작하므로 제어기의 이득 설계가 쉽고, 비록 전압제어기의 제어 대역폭이 낮아도 정상상태 오차가 영(zero)이 되는 성능을 쉽게 얻을 수 있다.
 - 동기좌표계 변환을 이용하여 고성능 디지털 PPL 회로를 쉽게 구현할 수 있다^[9].
 - d축 및 q축의 제어신호 자체가 위상 정보를 가지고 있어, 제어기의 전압지령기준값만을 조정 하여 인버터 출력전압의 위상을 계통의 전원전압 또는 바이패스 전압과 쉽게 동기화 시킬 수 있다.
- 그러나 부하가 불평형이거나 비선형 부하이면 캐패

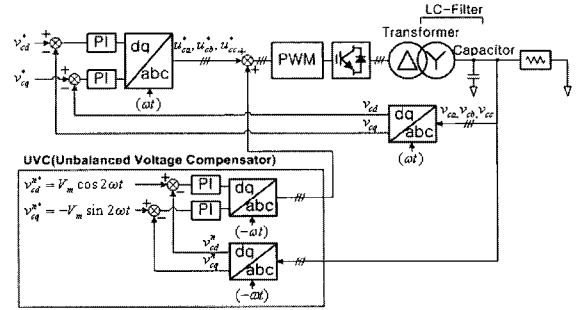


그림 2 불평형 부하 보상을 갖는 동기좌표계 전압제어기
Fig. 2 SRFC with the compensator for a unbalanced loads

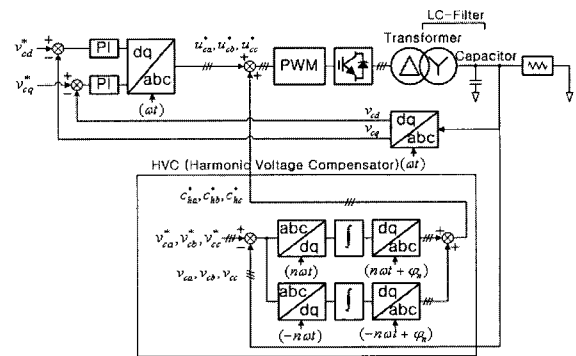


그림 3 고조파 전압왜곡보상을 갖는 동기좌표계전압제어기
Fig. 3 SRFC with the compensator for a nonlinear loads

시터 양단 전압 및 부하전류의 d-q 변환값이 맥동성분이 되기 때문에 동기좌표계상의 PI 제어기는 정상상태 오차를 영(zero)으로 만들 수 없게 된다.

그림 2는 문헌^[8]에서 제안된 불평형 부하에 의한 전압 왜곡을 보상하기 위한 동기좌표계 전압제어기를 나타낸다. 기존의 동기좌표계 전압제어기에 역상분 왜곡 성분을 보상하기 위해서 역상(-ωt)으로 회전하는 동기좌표계 전압보상기가 추가 되었다. 그러나 그림에 나타난 바와 같이 보상기의 전압 명령값이 전원주파수의 2배 주파수를 갖는 정현파로 주어지고, 마찬가지로 전압 계획값도 전원주파수의 2배로 맥동한다. 따라서 정상상태 오차를 영으로 만들기 위해서는 전압제어기 제어대역폭이 적어도 전원주파수 2배 이상으로 충분히 높아야 하며, 전압 검출 지연시간도 가능한 작아야 한다는 제한 조건을 가진다.

그림 3은 문헌^[7]에서 제안한 비선형 부하에 의한 전압왜곡을 보상하기 위한 동기좌표계 전압제어기의 구성을 나타낸다. 기본적인 제어 개념은 불평형 부하 보상을 위한 동기좌표계 전압 제어기와 유사하다. 이 제어기는 임의의 고조파 왜곡을 보상하는 보상기가 등가

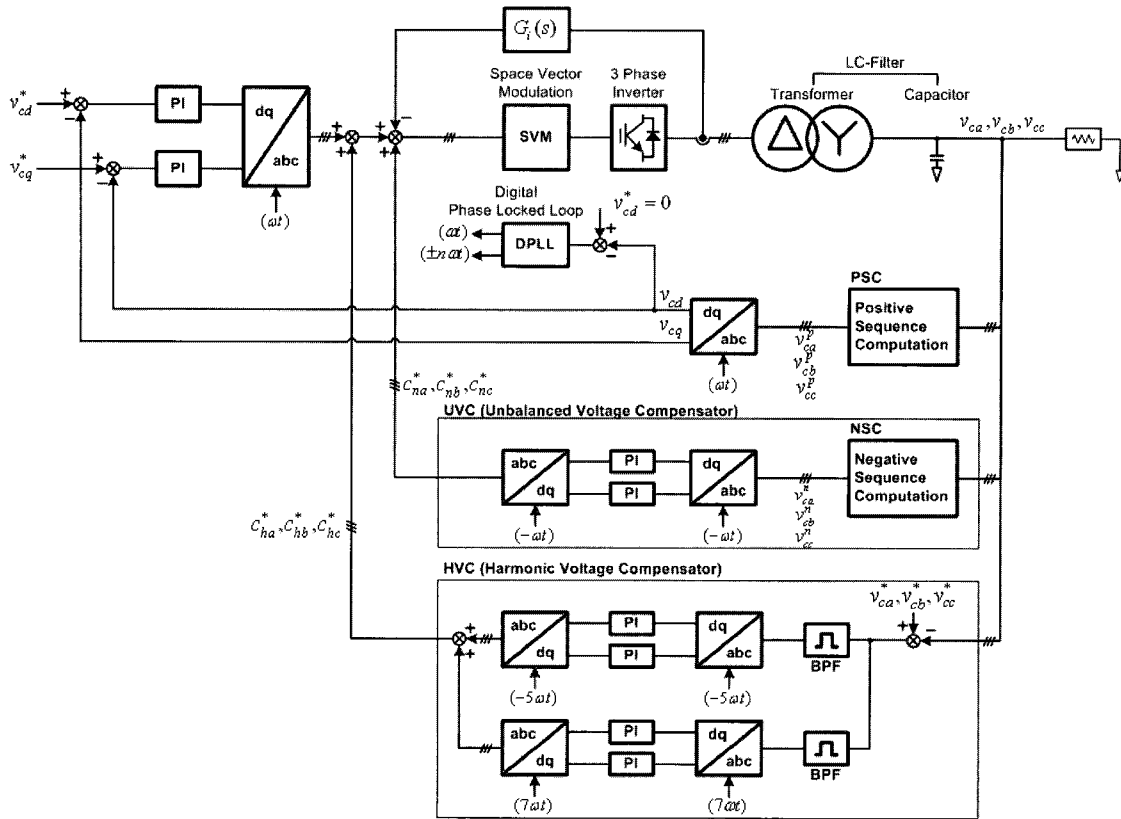


그림 4 불평형 및 비선형 보상을 갖는 새로운 동기좌표계 전압제어기 블록도
 Fig. 4 Proposed controller compensating both unbalanced and nonlinear loads

적으로 감쇄계수가 영(zero)인 밴드패스 필터의 형태를 취한다. 따라서 보상기의 최종출력이 직류가 아니라 전원주파수의 $(n\pm 1)$ 배로 맥동하는 성분으로 가지게 되어, 문헌^[7]의 실험결과에 나타나듯이 5차 및 7차 고조파보상에 있어 정상상태 오차가 영이되지 않음을 알 수 있다. 또한 이 제어기는 시스템의 시간지연을 보상하기 위해서 진상각 φ 의 정보를 필요로 하는데, 앞에서 기술한 바와 같이 이 진상각은 고정된 값이 아니다. 결과적으로 문헌^[7,8]의 동기좌표계 PI 전압제어기들이 정상상태 오차를 영으로 제어하기 위해서는 그 제어대역폭이 충분히 높아야 하는데, 이것은 실용성 측면에서 한계를 가진다.

3. 새로운 동기 좌표계 전압제어기

불평형 및 비선형 부하에 의한 전압왜곡을 동시에 보상하기 위한 새로운 구조의 동기좌표계 전압 제어기를 그림 5와 같이 제안한다. 앞에서 기술한 바와 같이 기존 동기좌표계의 전류제어기는 비선형 및 불평형 부

하에서는 그 고유의 장점을 취할 수 없게 되므로 본 논문에서 제안된 제어기는 단지 전압제어기만으로 구성하였다. 대신 시스템 감쇄계수를 증가시키는 전류 제어기의 역할은 인버터 전류를 전향 보상하여 제어시스템의 감쇄계수를 증가시켰다. 그림 4에서 인버터 전류의 전향보상계인 G_i 는 다음과 같다.

$$G_i(s) = K_\delta \frac{T_1 s}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} V_h \tag{1}$$

여기서

$$K_\delta \text{는 시스템의 감쇄계수, } T_1 = 1/(100\pi), T_2 = 1/(140\pi)$$

그림 4의 제어기가 불평형 또는 임의의 고조파 왜곡에 대한 보상을 갖는 기존의 동기좌표계 전압제어기와 다른 점은 전압 검출부에 불평형 부하 보상을 위해서 그림 5와 같은 디지털 필터를 사용하였으며, 비선형 부하에 의한 임의의 고조파 왜곡을 보상하기 위해서는 밴드패스(bandpass) 필터를 사용한 것이다.

3.1 불평형 부하 보상기

그림 4에서 UVC(Unbalanced Voltage Compensator)는 불평형 부하에 의한 역상성분의 전압왜곡을 보상하는 보상기이다. 불평형 부하에 의한 영상분 전압왜곡은 델타로 권선된 인버터 출력변압기의 일차측 권선에 의해 제거된다.

3상 인버터 출력전압, V_c 가 불평형 상태라고 가정하면 이 출력전압은 정상성분, 역상성분, 그리고 영상성분의 합으로 다음과 표현 할 수 있다.

$$V_c = V_c^p + V_c^n + V_c^o \quad (2)$$

여기서

$$V_c = [v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}]^T, \quad V_c^p = [v_{ca}^p, v_{cb}^p, v_{cc}^p]^T, \\ V_c^n = [v_{ca}^n, v_{cb}^n, v_{cc}^n]^T, \quad V_c^o = [v_{ca}^o, v_{cb}^o, v_{cc}^o]^T$$

식 (2)에서 정상분 및 역상분은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ca}^p \\ v_{cb}^p \\ v_{cc}^p \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} - \frac{1}{j2\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ca}^n \\ v_{cb}^n \\ v_{cc}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{j2\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 j 는 90° 위상 지연을 의미하며 다음과 같이 올패스 필터(all-pass filter)로 구현할 수 있다.

$$V_{delay}(s) = -\frac{s - \omega_s}{s + \omega_s} V_c(s) \quad (5)$$

식 (4)을 이용하여 식 (3) 및 식 (4)의 정상성분 및 역상성분 연산부를 그림 5와 같은 구조의 디지털 필터로 구현 할 수 있다.

그림 5의 디지털 필터의 출력은 각각 불평형 전압의 정상 및 역상 성분을 정확하게 검출하며, 이때 각각의 출력은 3상 평형이 되므로 여기에 각각 반대 방향으로 회전하는 동기좌표계로 변환하면 최종 검출전압은 다

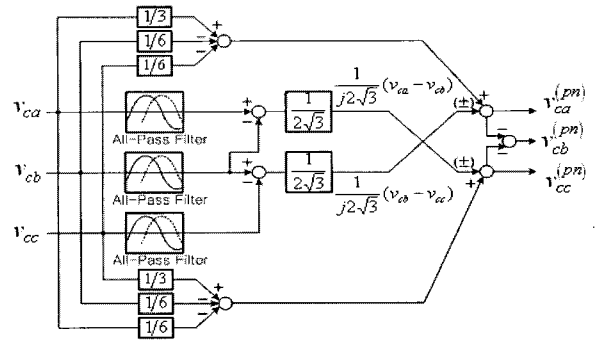


그림 5 정상분 및 역상분 검출을 위한 디지털 필터
Fig. 5 Digital filter for the positive or the negative sequence computation

음과 같다.

$$V_{cdq}^p = T(\omega t) V_{abc}^p \\ V_{cdq}^n = T(-\omega t) V_{abc}^n \quad (6)$$

여기서 T는 변환행렬로 다음과 같이 정의된다.

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (6)은 정상적으로 직류 값이므로 보상기의 PI 전압제어기가 직류값을 가지고 동작한다. 따라서 작은 제어이득으로도 정상상태 오차가 없는 성능을 발휘 할 수 있다. 결과적으로 그림 4의 UVC는 비록 제어기의 대역폭과 무관하게 불평형 부하에 의한 역상성분의 전압왜곡을 완벽하게 보상 할 수 있게 된다.

3.2 고조파 전압왜곡 보상 (HVC)

그림 4에서 HVC(Harmonic Voltage Compensator)는 비선형 부하에 의한 임의의 고조파 왜곡 성분을 선택적으로 보상하는 보상기이다. 전압지령치와 출력전압으로부터 출력전압의 고조파 왜곡성분은 다음과 같이 구해진다.

$$V_h = V_c^* - V_c \quad (8)$$

보상이 필요한 임의의 고조파 왜곡분은 다음과 같이 검출한다.

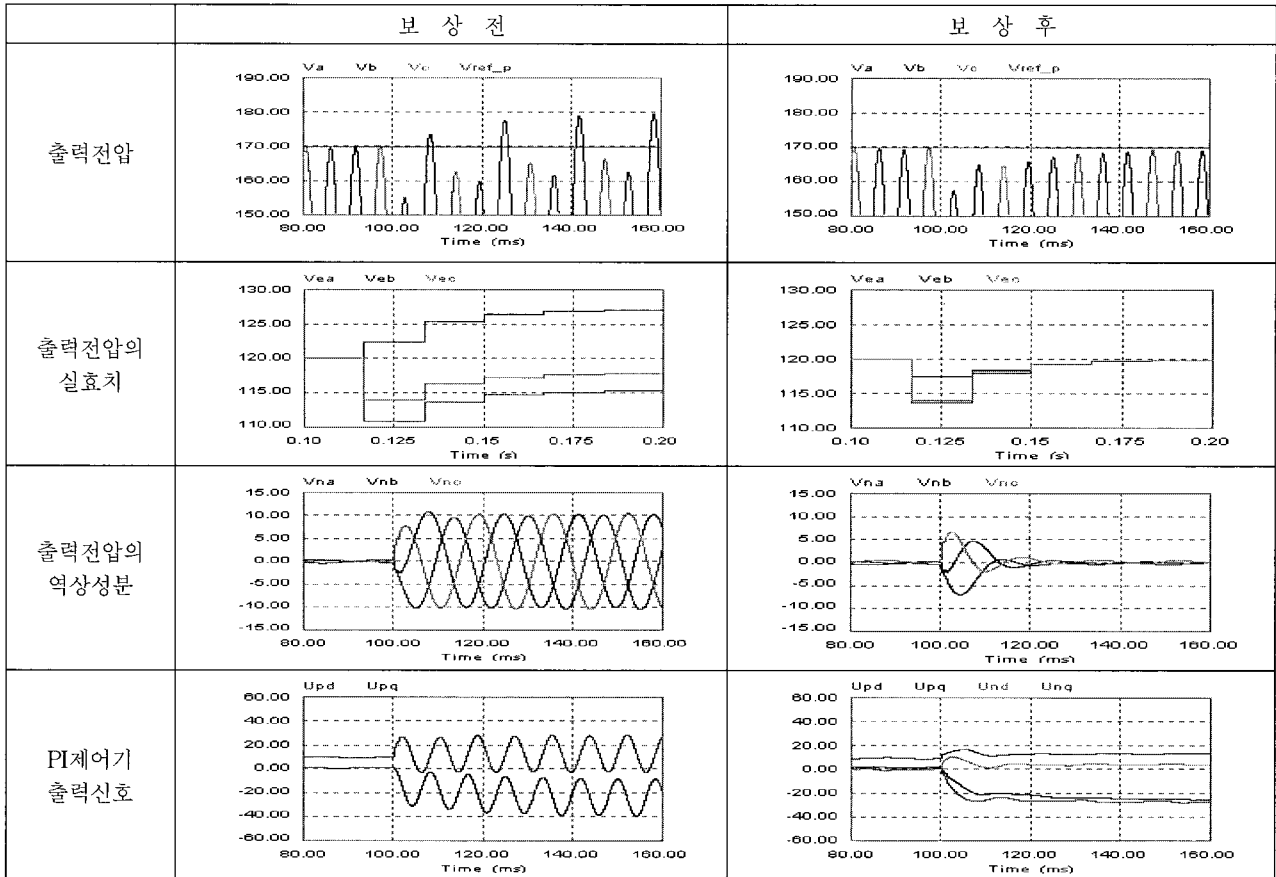


그림 6 불평형 부하에 의한 전압왜곡 보상 결과
 Fig. 6 Simulation results of an unbalanced load compensation

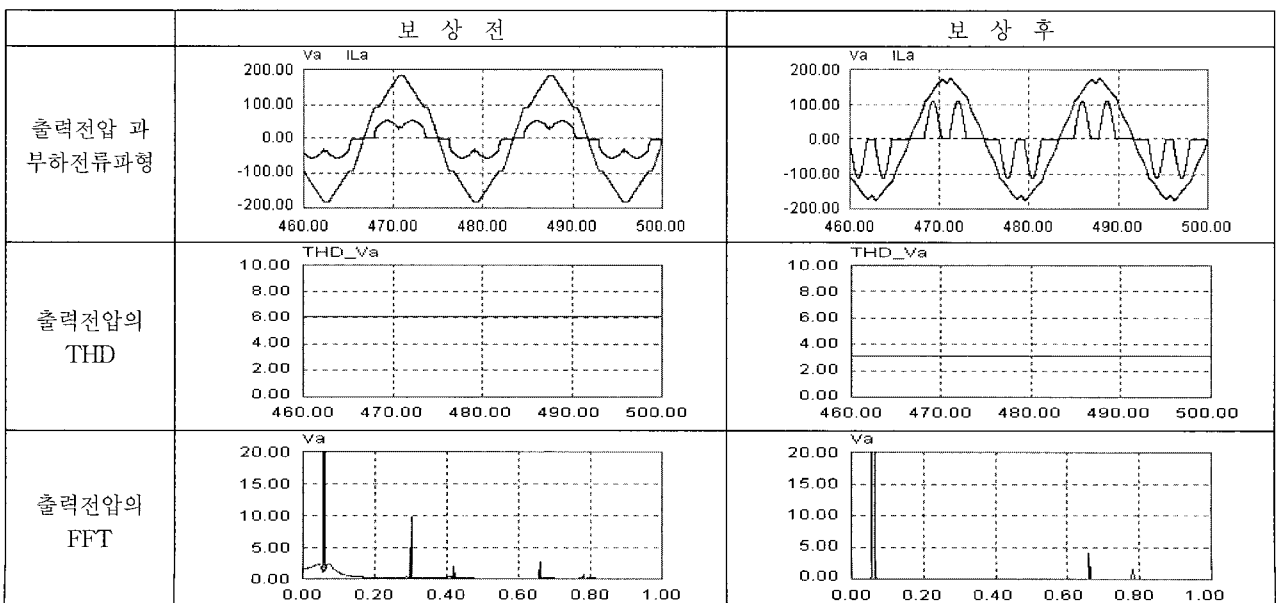


그림 7 비선형 부하에 의한 전압왜곡보상결과
 Fig. 7 Simulation results of a nonlinear load compensation

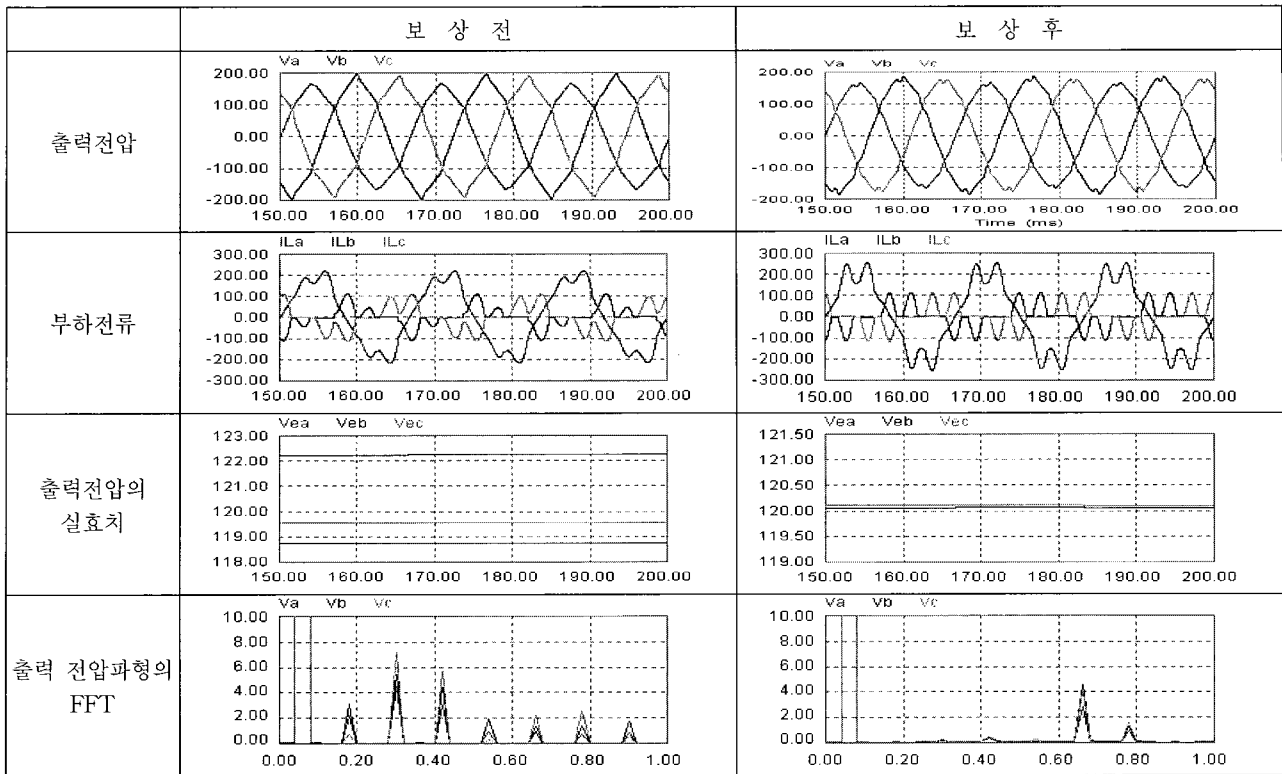


그림 8 비선형 및 불평형 부하를 동시에 운전하는 경우의 전압왜곡 보상 결과
Fig. 8 Simulation results of both unbalanced and nonlinear load compensation

$$V_{kdy}^p = K \cdot T(n\omega t) \frac{T_1 s}{(1+T_1 s)(1+T_2 s)} V_h$$

$$V_{kdy}^n = K \cdot T(-n\omega t) \frac{T_1 s}{(1+T_1 s)(1+T_2 s)} V_h \quad (9)$$

본 논문에서는 3상 정류기부하에서 문제가 되는 5차 및 7차 고조파 전압왜곡을 동시에 보상하는 예를 보인다. 불평형 부하 보상기에서와 마찬가지로 식 (9)의 출력값은 정상적으로 직류량이다. 따라서 그림 4의 HVC의 모든 PI 제어기가 직류값을 가지고 동작하게 되어, 비록 제어기의 대역폭이 높지 않더라도 정상상태 오차를 영으로 만들 수 있다. 또한 동기좌표계 고유의 특성상 d-q축 PI 제어기의 출력이 정상상태 오차를 제거하기 위한 위상 정보를 가지고 동작하기 때문에 역변환시 시지연 보상을 위한 진상각의 정보를 필요로 하지 않는다. 다른 차수의 고조파 왜곡성분도 같은 방법으로 보상 할 수 있다.

4. 모의실험 결과

제안된 전압제어기의 타당성 검증을 위한 모의 실험

결과에 대해서 기술한다. 불평형 부하에 대한 과도특성을 파악하기 위해서 무부하 상태에서 A상에만 100%의 정격 부하를 100msec시점에서 투입하였을 경우의 결과를 그림 6에 나타낸다. 이 결과에서 알 수 있듯이 보상이 없는 기존의 동기좌표계 전압제어기의 경우, 역상 성분 왜곡으로 인하여 각 상의 전압의 실효치 값이 서로 다르며 PI 제어기 출력이 더 이상 직류값이 아닌 것을 알 수 있다. 이에 비해 제안된 제어기는 불평형 부하시에도 모든 PI 제어기가 직류값을 가지고 동작함으로써 역상분 전압왜곡이 출력전압의 한 주기 이내에 제거되어 각 상의 출력전압의 실효치가 모두 같아지는 것을 보인다.

그림 7은 3상 다이오드 정류기 부하시 출력전압의 THD 및 FFT결과를 나타낸다. 그림 4에서와 같이 5차 및 7차 고조파 왜곡을 보상한 경우에 출력전압의 THD가 6%에서 1.2%로 개선되는 것을 보인다. 또한 FFT 결과로부터 출력전압에 포함된 5차 및 7차 고조파가 완전히 제거되었음을 알 수 있다.

그림 8은 3상 다이오드 정류부하와 함께 A상에만 정격부하를 연결하였을 경우의 모의실험 결과이다. 보상이 없는 동기좌표계 전압제어기의 경우에는 출력

전압에 약 2.9%의 불평형이 발생되며 동시에 출력전압의 THD도 5.9%로 왜곡되는 반면에 제안된 제어기의 경우에는 불평형 부하 및 비선형 부하가 동시에 인가 되어도 출력전압의 불평형률이 2.9%로 개선되며, 5차 및 7차 고조파 왜곡이 완벽하게 제거됨으로써 출력전압의 THD 또한 2.9%로 개선됨을 알 수 있다.

5. 실험 결과

그림 4에 제안된 동기좌표계 전압제어기에 대한 실험결과를 그림 9에서 그림 12에 나타낸다. 제어기는 두개의 DSP(TMS320C33 and TMS320LF2407A) 를 사용해서 완전 디지털 제어기로 구현 하였다. 시험 조건은 다음과 같다.

- 정격용량 30kVA
- 출력 주파수 : 60Hz
- 출력 선간전압 : 208V
- DC 전압 405V
- 스위칭 주파수 : 6kHz
- 전압제어기 대역폭:약100Hz
- 출력변압기 : 델타-와이결선(Np/Ns=1.22:1)
- LC 필터 상수 L=230uH, C=300uF

그림 9는 제안된 제어기의 실제 대역폭을 측정하기 위해서 상전압 지령치를 135V에서 142V로 120Hz 주파수로 변화 시켰을 때 실제 전압의 응답 특성을 측정한 것이다. 이 실험 결과로부터 제안된 제어기의 대역폭은 120Hz 이하인 것을 유추 할 수 있다. 그림 10은 A상에만 정격부하가 걸리는 불평형 부하 조건하에서의 출력 전압 파형을 나타낸다. 보상기가 없는 동기좌표계 전압제어기의 경우 전압 불평형률이 3.57, 역상성분이 6V인 것에 비해서 제안된 제어기의 경우 전압 불평형률이 0.19, 그리고 역상성분은 0.4V 로 개선되었음을 보인다. 그림 11은 3상 정류기 부하시 본 논문에서 제안된 5차 및 7차 고조파 왜곡성분 보상을 시도한 경우의 전압 및 전류 파형이며, 그림 12는 그림 11의 전압 파형에 대한 FFT 분석 결과이다. 본 논문에서 제안된 제어기를 통해서 출력전압의 THD 가 6%에서 1%로 개선되었으며 보상을 시도한 5차 및 7차 고조파 왜곡 성분이 완벽하게 제거되는 결과를 얻었다. 마지막으로 그림 13은 3상 정류기 부하와 불평형 부하를 동시에 투입한 경우에 대한 실험 결과로써 3상 출력전압 및 부하 전류파형을 나타낸다. 3상 정류기를 연결한 상태에서 A상에만 정격 전류가 흐르도록 부하를 추가로 연결하였다. 그림 8의 모의실험 결과와 유사하

게 출력전압의 불평형률과 THD가 거의 영이되는 결과를 보인다.

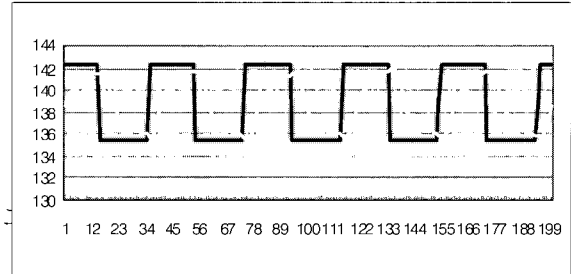


그림 9 전압 응답특성
Fig. 9 Voltage reference and feedback signal

전압 파형	
전압[V]	$V_{ab}=203.5, V_{bc}=210.9, V_{ca}=207.0$
불평형률	$V_{ab}=2.1\%, V_{bc}=3.0\%, V_{ca}=0.9\%$
정상분	207V, 100%
역상분	6V, 2.9%
영상분	0.4V, 0.2%

(a) 보상전

전압 파형	
전압[V]	$V_{ab}=206.8, V_{bc}=207.2, V_{ca}=207.2$
불평형률	$V_{ab}=0.1\%, V_{bc}=0.0\%, V_{ca}=0.0\%$
정상분	207V, 100%
역상분	0.4V, 0.2%
영상분	0.4V, 0.2%

(b) 보상후

그림 10 불평형 부하 시험
Fig. 10 Test results of unbalanced load compensation

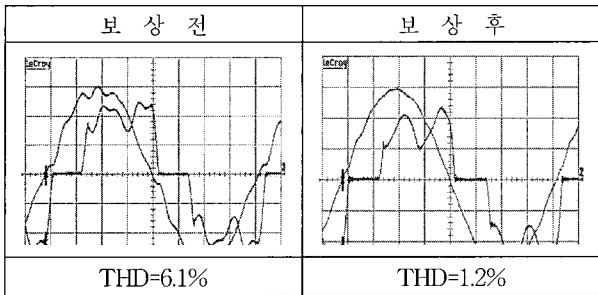


그림 11 비선형 부하 시험
Fig. 11 Test results of a nonlinear load compensation

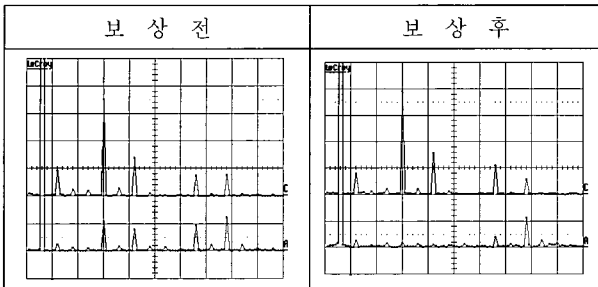


그림 12 출력전압 FFT스펙트럼
Fig. 12 FFT spectrum of the output voltage

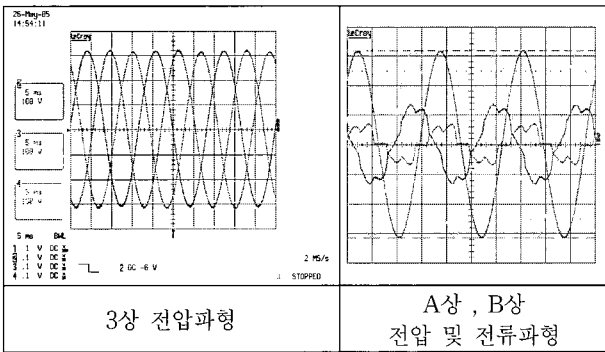


그림 13 불평형 및 비선형 부하 보상 결과
Fig. 13 Test results of both unbalanced and nonlinear load compensation

5. 결 론

본 논문은 LC 필터를 갖는 3상 인버터용 고성능 전압제어기를 제안하였다. 제안된 제어기는 어떠한 시스템 상수에 대한 정보를 필요로 하지 않음은 물론 스위칭 주파수의 제한에 의해서 비록 전압제어기의 대역폭이 높지 않은 조건하에서도 불평형 부하 그리고 비선형 부하에 의한 전압왜곡을 동시에 보상할 수 있다. 또한 3상 평형 선형 부하에서 갖는 동기좌표계 전압제

어기의 장점을 그대로 유지 함으로써 출력전압을 바이패스전원과의 동기화를 위한 PLL로 쉽게 구현할 수 있으며 또한 인버터를 병렬운전시 단지 전압기준만을 조정하여 병렬운전되는 다른 인버터와 출력전압을 쉽게 동기화 시킬수 있기 때문에 특히 무정전 전원장치의 인버터 전압제어기로 매우 적합하다.

참 고 문 헌

- [1] MICHAEL A. BOOST And PHOIVOS D. ZIOGAS, "Towards a zero-output impedance UPS system" IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 25, No. 3, pp. 408 - 418, MAY/JUNE 1989.
- [2] Peng Li, Bai Dan, Kang Yong, and Chen Jian, "Research on three-phase inverter with inbalanced load," Conference Records on APEC 2004, CD ROM, Feb. 2004.
- [3] T.Kawabata, T.Miyashita, and Y.Yamamoto, "dead beat control of three phase PWM inverter," IEEE trans. Power Electron., Vol. 5, pp. 21-28, Jan. 1990.
- [4] Youichi Ito and Shoichi Kawauchi, "Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-phase PWM Inverter," IEEE Trans. on power Electronics, Vol. 10, No. 2, pp. 196-204, March 1995.
- [5] Keliang Zhou and Danwei Wang, "Digital Repetitive Learning Controller for Three-Phase CVCF PWM Inverter," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.48, No.4, pp.121-125, 1996.
- [6] A.Von Joune, P.N. Engeti and D.J. Lucas, "DSP Control of High power UPS Systems Feeding Nonlinear Loads," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.43, No.1, pp.121-125, 1996.
- [7] P.Mattavelli, and S.Fasolo, "Implementation of Synchronous Frame Control for High Performance AC Power Supplies," Proceedings of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, Vol.3, pp.1988-1995.
- [8] P.Hsu and M. Behnke, "A Three-phase Synchronous Frame Controller for Unbalanced Load," Proceedings of the 1988 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol.2, pp.1369-1374.
- [9] V.Kaura, V.Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.33, No.1, pp.58-63,1997.
- [10] 김효성, 이상준, 설승기, "동적전압보상기의 과도특성을 개선하기 위한 디지털방식의 전압제어기 설계," 전력전자학회 논문지, 제9권, 제3호, pp. 275-284, Jun, 2004.
- [11] 김효성, 이상준, 설승기, "PQR 순시전력아론에 의한 동적전압보상기의 보상전압 결정," 전력전자학회 논문지,

제8권 ,제5호, pp. 442-449, Oct, 2003.

- [12] 김경환, 김옥동, 현동석 "A Harmonic Circulation Current Reduction Method for Parallel Operation of UPS with a Three-Phase PWM Inverter," KJPE Journal of Power Electronics, Vol. 5, No. 2, Apr 2005.

저 자 소 개



김경환(金景煥)

1983년 한양대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전력전자과 졸업(석사). 2001~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1985년~1990년 효성중공업 기술연구소 연구원 1990년~1995년 포스콘 기술연구소 책임연구원 1995~1999 현대정보기술 기술연구소 수석연구원. 2000년~현재 이화전기 기술연구소 소장.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한양대 전기공학과 교수. 2000년 당학회 회장 역임.