

# 전압 직렬보상 방식 디지털 제어 교류 저전압보상기

정 강 루\*

## Digital-Controlled AC Low-Voltage Compensator with Voltage Series Compensation Method

Gang-Youl Jeong\*

---

본 연구는 순천향대학교 학술연구비 지원으로 수행하였음

---

### 요 약

본 논문에서는 전압 직렬보상 방식의 디지털 제어 교류 저전압보상기를 제안한다. 제안한 교류 저전압보상기는 펄스폭변조(PWM, Pulse-Width Modulation) 교류-교류 전력변환기와 보상변압기로 구성된 전력회로 구조를 이용하여 전압 직렬보상 방식으로 최종 출력단 전압인 교류부하 입력단 전압의 크기를 보상한다. 이를 위하여 제안한 저전압보상기는 전류형 전압변압기와 다이오드 풀브리지 정류기 및 저항/커패시터로 구성된 회로를 통하여 교류부하 입력단 전압의 크기를 간단하게 피드백한다. 그리고 마이콤을 이용하여, 피드백 전압을 A/D 변환하고 디지털 수치화하여 전체 시스템을 간편하게 제어한다. 본 논문에서는 먼저, 제안한 저전압보상기에 적용된 전력변환기의 동작원리를 간략하게 설명하고 저전압보상의 제어방식과 최종 출력전압의 피드백 방식을 설명한다. 그리고 전력변환기의 양방향 전력반도체스위치의 구동방식에 대해 설명한 후, 시제품의 실험 결과를 통하여 제안한 저전압보상기의 구현 타당성과 양호한 동작특성을 입증한다.

### Abstract

This paper presents the digital-controlled AC low-voltage compensator with voltage series compensation method. The proposed AC low-voltage compensator compensates for the magnitude of the AC load input voltage, which is the final output voltage, with the voltage series compensation method using a power circuit topology consisting of a pulse-width modulation(PWM) AC-AC power converter and a compensating transformer. To this end, the proposed low-voltage compensator simply feeds back the magnitude of AC load input voltage through a circuit consisting of a current-type voltage transformer, a diode full-bridge rectifier, and a resistor/capacitor. Additionally, using a micom, it converts the feedback voltage to a digital value through A/D conversion and easily controls the entire system. This paper first briefly describes the operating principle of the power converter applied to the proposed low-voltage compensator and explains the control method of low-voltage compensation and the feedback method of final output voltage. Then, the driving method of the bidirectional power semiconductor switch of power converter is explained, and the implementation feasibility and good operating characteristics of the proposed low-voltage compensator are validated through the experimental results of the prototype.

### Keywords

digital-control, AC low-voltage compensator, voltage series compensation method, voltage control and feedback

---

\* 순천향대학교 전자정보공학과 교수  
- ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-1771-6526>

· Received: Sep. 15, 2023, Revised: Oct. 20, 2023, Accepted: Oct. 23, 2023  
· Corresponding Author: Gang-Youl Jeong  
Dept. of Electronic Information Engineering, Soonchunhyang University  
22 Soonchunhyang-ro, Shinchang-myun, Asan-si, Choongnam-do, Korea  
Tel.: +82-41-530-1337, Email: [gangyoul@sch.ac.kr](mailto:gangyoul@sch.ac.kr)

## 1. 서 론

전력품질은 산업 및 상업용 전력 응용에서 공급 되는 전압과 전류의 품질을 의미하며 해당 시설의 전력 사용에 있어 가장 중요한 고려 사항 중 하나이다. 특히 생산성이 핵심인 산업 시설에서는 공정 중단이 절대 허용되지 않기 때문에, 이러한 시설에서의 전력품질은 매우 본질적인 요소로 인식된다.

산업현장에서는 전력품질과 관련된 전압 변동의 문제가 흔히 발생한다[1]. 그중에서도 순간 또는 지속적 저전압은 산업 및 상업용 시설에서 가장 주요한 전력품질 악화 요인 중의 하나이며 생산성 측면에서 가장 부정적인 영향을 미친다[2]-[6]. 예를 들어, 미국의 컴퓨터 및 비즈니스 장비 제조 협회는 입력전압의 크기가 80% 미만으로 떨어지면 데이터 처리 장비에 영향을 미칠 가능성이 매우 높다고 보고한 바가 있는데, 이는 입력전압이 단 몇 사이클이라도 끊기거나 저하되면, 정밀 전자장비나 컴퓨터 제어가 필요한 복잡한 생산공정에도 그로 말미암아 영향이 미칠 수 있음을 의미하는 것이다[7].

순간 저전압과 같은 불규칙적 입력전압의 공급은 주로 배전 계통에서 발생하는 단락(Short)이나 폴트(Fault) 등으로 인해 유발된다. 이는 장비의 트립(Trip)이나 정지 그리고 과열 및 생산공정 중단 등의 주요 원인이 되며, 나아가 효율성 저하와 전력수요의 증가, 전력비용 상승과 제어회로의 전자기 간섭, 그리고 케이블 또는 장비의 과열 및 손상위험의 증가 등을 초래한다. 따라서 전원전압의 저전압보상은 산업의 높은 생산성을 위해 필수적이다[8].

산업현장에서는 저전압 상황 등에 대응하기 위해 다양한 전압조정 솔루션을 사용하는데, 그중 가장 일반적인 것은 탭조절 변압기이다. 그러나 이 방법은 빠른 응답성을 위해 다수의 SCR(Thyristor)이 필요하고, 이에 따라 복잡한 운영기법이 필요한 단점이 있다. 또 다른 전압조정 솔루션으로는 SCR 위상 제어 전력변환기를 사용하기도 한다. 그러나 이 방법은 입력역률이 낮고, 큰 크기의 저주파 고조파 전류가 발생하므로 큰 크기의 수동필터가 필요하며, SCR의 커뮤테이션(Commutation)으로 인해 추가적인 전력손실이 발생하는 등의 또 다른 문제가 있다 [9]-[10].

하지만 펄스폭변조(PWM, Pulse-Width Modulation) 교류-교류 전력변환기(AC-AC power converter)를 전압조정 솔루션으로 사용하면, 위에서 언급한 여러 문제점을 극복할 수 있다. 이 전력변환기는 높은 입력역률과 함께 거의 정현파 모양인 입출력 전류/전압과 빠른 응답성을 제공하며 필터의 크기가 작은 장점이 있다. 그러므로 이 전력변환기는 컴퓨터나 통신장비와 같이 민감한 장비를 보호하고 입력전압의 불규칙적 변동으로 인해 발생하는 전력품질의 저하를 해결하는 데 많이 사용된다[11]-[13].

그리하여 본 논문에서는 교류 입력전압의 저전압으로 인한 전력품질 저하의 문제를 해결하기 위하여 전압 직렬보상 방식의 디지털 제어 교류 저전압보상기를 제안하고자 한다. 제안한 저전압보상기의 전압 직렬보상 방식은 PWM 교류-교류 전력변환기와 보상변압기로 이루어진 전압 직렬보상 전력회로 구조로써 구현된다. 제안한 저전압보상기는 최종 출력단, 즉 교류부하 입력단의 전압의 크기를 전류형 전압변압기와 풀브리지 다이오드 정류기 및 저항/커패시터로 구성된 회로를 통하여 간단하게 피드백한다. 그리고 이 피드백 전압을 마이컴을 이용하여 A/D(Analog-to-Digital) 변환하여 디지털 수치화하고 제어한다. 그래서 제안한 저전압보상기는 출력전압의 피드백과 제어방식이 매우 간단하고 전체 시스템을 간편하게 제어할 수 있으므로 저가형 마이컴을 제어기로 이용한다.

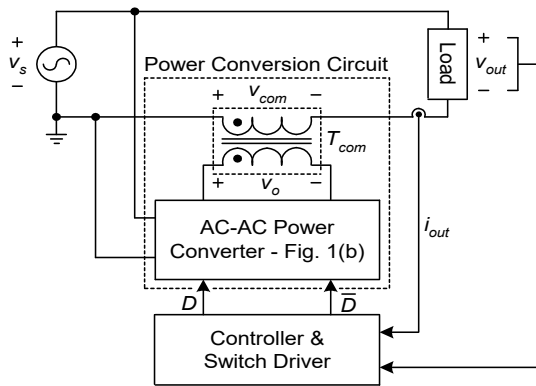
본 논문은 대체적으로 다음과 같이 구성된다. 먼저, 제안한 저전압보상기에 적용된 PWM 교류-교류 전력변환기의 동작원리를 간략히 설명한다. 그리고 제안한 저전압보상기의 전압보상 방식과 전압 피드백 방식을 설명하고 전력변환기의 양방향 전력반도체스위치(스위치)의 구동방식을 간단하게 소개한다. 그다음 구현된 시제품의 실험결과를 제시하여 제안한 저전압보상기의 구현의 타당성과 동작특성의 양호함을 보이고, 마지막으로 결론을 맺는다.

## II. 제안한 교류 저전압보상기의 전력변환기

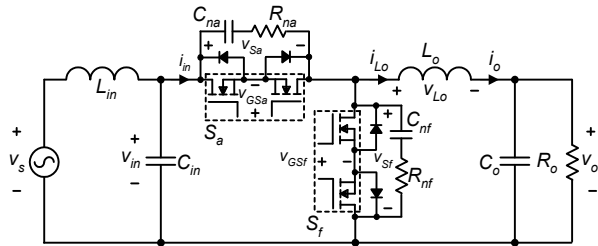
그림 1(a)는 제안한 교류 저전압보상기의 대체적인 구조와 제어의 개념을 보이는 전체 시스템 개념 블록도이다. 제안한 저전압보상기의 전력변환 회로

부는 그림 1(b)에 보이는 강압형 PWM 교류-교류 전력변환기와 보상변압기  $T_{com}$ 으로 이루어진다. 그런데 그림 1(b)의 교류-교류 전력변환기는 그림 1(c)의 전통적 강압형 PWM 직류-직류 전력변환기의 전력회로와 동작원리로부터 유래한 것이다.

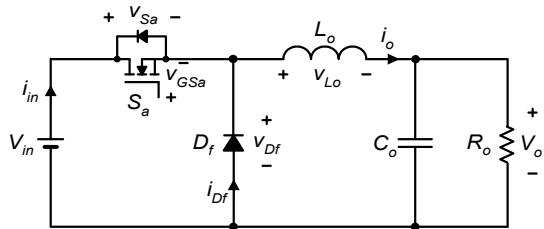
제안한 교류 저전압보상기는 그림 1(a)와 같이, 강압형 PWM 교류-교류 전력변환기의 출력전압  $v_o$ 에 의해 보상변압기  $T_{com}$ 의 2차측에 유기된 전압  $v_{com}$ 을 교류부하의 보상전압으로 주입하여 저전압 보상기의 최종 출력전압인 교류부하 입력단 전압  $v_{out}$ 을 보상한다.



(a) 제안한 저전압보상기의 전체 시스템 개념 블록도  
(a) Overall system conceptual block-diagram of the proposed low-voltage compensator



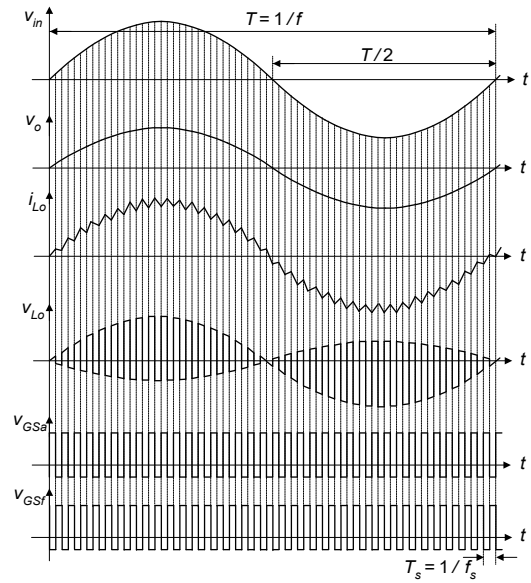
(b) 강압형 PWM 교류-교류 전력변환기  
(b) Buck-type PWM AC-AC power converter



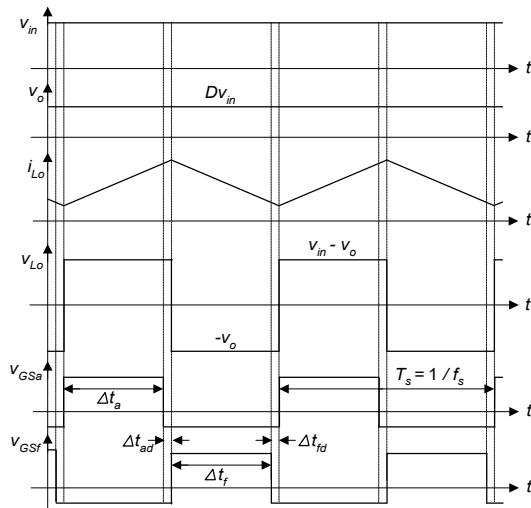
(c) 전통적 강압형 PWM 직류-직류 전력변환기  
(c) Conventional Buck-type PWM DC-DC power converter

그림 1. 제안한 교류 저전압보상기의 구조와 제어의 개념  
Fig. 1. Concept of the structure and control of the proposed AC low-voltage compensator

그림 1(b)에서, 전력변환기 입력단의  $L_{in}-C_{in}$ 은 입력단의 고조파 전류를 흡수하는 입력필터이고, 출력단의  $L_o-C_o$ 는 출력전압  $v_o$ 의 리플을 저감시키는 출력필터이다. 그리고  $S_a$ 와  $S_f$ 는 각각 MOSFET 2개를 역방향 직렬 연결하여 구성한 양방향 스위치이다. 각 스위치에는 저항과 커패시터를 직렬 접속한  $R-C$  스너버 회로를 병렬 연결하여 스위치 턴오프 시 전압 스트레스를 경감한다.



(a) 전원전압 주파수 스케일  
(a) Source voltage frequency scale



(b) 스위칭주파수 스케일  
(b) Switching frequency scale

그림 2. 강압형 PWM 교류-교류 전력변환기 회로 주요부의 이론적 파형  
Fig. 2. Theoretical waveforms of the key parts in the buck-type AC-AC power converter circuit

또한 양방향 스위치  $S_a$ 와  $S_f$ 는 교류-교류 전력변환기의 출력전압  $v_o$ 의 제어를 위해, 제한한 저전압보상기의 전압제어기의 출력에 근거한 스위치  $S_a$ 의 턴온 듀티비(Turn-on duty ratio)  $D$ 에 의해 상보적(相補的,  $\bar{D}=1-D$ ) PWM 방식으로 스위칭한다. 두 스위치의 동시 스위칭 동작 시에는 스위치의 물리적 한계로 인한 전원단 단락을 방지하기 위해 데드타임(Dead-time)을 삽입하여 각 스위치가 안전하게 커뮤테이션하도록 한다.

그림 1(b)의 강압형 PWM 교류-교류 전력변환기의 동작을 설명하면 다음과 같다. 이를 위하여 편의상, 먼저 전원전압  $v_s$ 에 의해 입력 필터 커패시터  $C_{in}$ 에 인가되는 전압  $v_{in}$ 을 전력변환기의 입력전압으로 둔다. 그리고 스위칭주기  $T_s$  동안의 동작을 액티브(Active), 프리휠링(Freewheeling) 및 데드타임 등 3개의 동작모드로 구분한다.

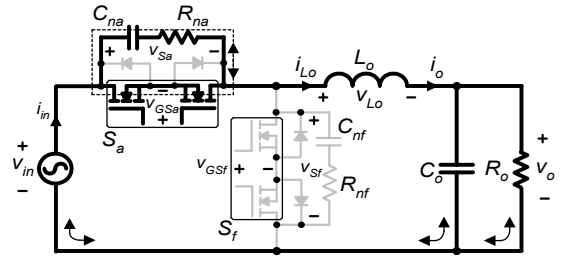
그림 2(a)와 (b)는 그림 1(b)의 전력변환기 회로 주요부의 이론적 동작파형을 전원전압 주파수와 스위칭주파수 스케일로 각각 보인 것이다. 여기서 전원전압 주파수  $f=1/T$ 는 스위칭주파수  $f_s=1/T_s$ 에 비해 매우 느리므로, 그림 2(b)에서 입력전압  $v_{in}$ 과 출력전압  $v_o$ 는 상수 파형으로 근사하여 도시한다. 그림 3은 전력변환기 회로의 각 동작모드의 등가회로이다. 여기서 짙은 부분은 전류 도통을 나타내고, 옅은 부분은 전류 차단을 나타낸다.

액티브 모드는 그림 2(b)의 파형에서  $\Delta t_a$  시간 동안의 동작으로, 그림 3(a)에서 보는 바와 같이, 스위치  $S_a$ 는 턴온, 스위치  $S_f$ 는 턴오프 상태일 때의 동작이다. 이 모드 동안에는 인덕터 전류  $i_{Lo}$ 가 입력전압  $v_{in}$ 으로부터 스위치  $S_a$ 를 통하여 출력단으로 흐르면서 인덕터  $L_o$ 에 에너지가 충전된다. 이때 인덕터 전류  $i_{Lo}$ 의 방향은 입력전압  $v_{in}$ 의 극성에 따라 정해지며, 이 모드 동안의 인덕터 전류의 변동  $\Delta i_{Loa}$ 는 다음과 같다.

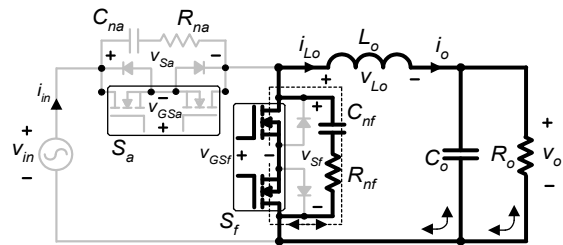
$$\Delta i_{Loa} = \frac{(v_{in} - v_o)}{L_o} \Delta t_a \quad (1)$$

프리휠링 모드는 그림 2(b)의 파형에서  $\Delta t_f$  시간 동안 동작이 이루어진다. 이 모드에서는 그림 3(b)

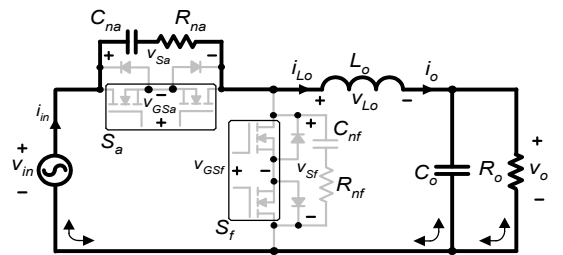
와 같이, 스위치  $S_a$ 는 턴오프, 스위치  $S_f$ 는 턴온 상태이다. 그러면 인덕터 전류  $i_{Lo}$ 가 스위치  $S_f$ 를 통해 출력단 쪽으로 흐르면서 직전 액티브 모드에서 충전된 인덕터  $L_o$ 의 에너지를 출력측으로 방전한다. 이때 인덕터 전류  $i_{Lo}$ 의 방향은 직전 액티브 모드 시의 방향을 유지하며, 이 모드 동안의 인덕터 전류의 변동  $\Delta i_{Lo f}$ 는 다음과 같다.



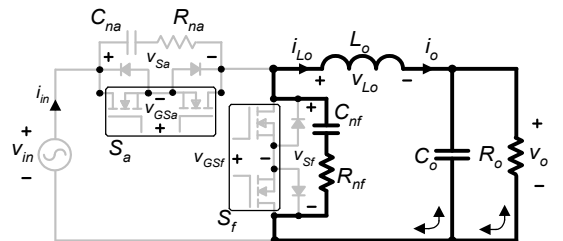
(a) 액티브 모드  
(a) Active mode



(b) 프리휠링 모드  
(b) Freewheeling mode



(c) 스위치  $S_a$ 의 턴오프 시 데드타임 모드  
(c) Dead-time mode when the switch  $S_a$  is turned off



(d) 스위치  $S_f$ 의 턴오프 시 데드타임 모드  
(d) Dead-time mode when the switch  $S_f$  is turned off

그림 3. 전력변환기의 각 동작모드의 등가회로  
Fig. 3. Equivalent circuits of each operation mode of the power converter

$$\Delta i_{Lo_f} = -\frac{v_o}{L_o} \Delta t_f \quad (2)$$

데드타임 모드는 그림 2(b)와 그림 3(c) 또는 (d)에서 보는 바와 같이, 스위치  $S_a$  또는  $S_f$ 가 턴오프 되면 스위치  $S_f$  또는  $S_a$ 가 각각 턴온될 때까지의 매우 짧은 시간,  $\Delta t_{ad}$  또는  $\Delta t_{fd}$  동안 이루어지는 동작이다. 이때 회로 내의 부유 인덕턴스로 인해 스위치 턴오프 스파이크 에너지가 발생한다. 그러면 이 에너지는 스위치 양단에 병렬 연결된 각각의 R-C 직렬 스너버 회로의 커패시터  $C_{na}$  또는  $C_{nf}$ 에 흡수된다. 이렇게 흡수된 에너지는 그림 3(a)와 (b)에서 표시된 바와 같이, 액티브 또는 프리휠링 모드에서 턴온 되는 각각의 스위치  $S_a$  또는  $S_f$ 를 통하여 점선 전류 경로를 따라 방전되어 각각의 스너버 저항  $R_{na}$  또는  $R_{nf}$ 에서 모두 소모된다.

한편, 제안한 교류 저전압보상기의 강압형 PWM 교류-교류 전력변환기의 전달함수는, 회로의 모든 요소가 이상적이라 가정하고 다음의 해석을 통하여 얻을 수 있다. 이 해석에서, 스위칭주파수  $f_s = 1/T_s$ 는 전원전압 주파수  $f$ 보다 매우 빠르므로, 스위칭주기  $T_s$  동안의 교류 입력전압과 출력전압은 모두 상수로 간주하며 회로 각부의 순시전압과 순시전류는 각각 평균전압과 평균전류로 근사된다.

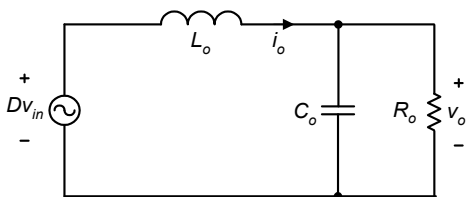


그림 4. 강압형 PWM 교류-교류 전력변환기의 교류해석 등가회로

Fig. 4. AC analysis equivalent circuit of buck-type PWM AC-AC power converter

순시 인덕터 전압  $v_{Lo}(t)$ 는 스위칭주기  $T_s$  동안 평균 근사적으로 다음의 식과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} v_{Lo}(t) &= D[v_{in}(t) - v_o(t)] - (1-D)v_o(t) \\ &= Dv_{in}(t) - v_o(t) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $v_{in}(t)$ 와  $v_o(t)$ 는  $T_s$  동안 각각 상수로 간주되는 교류 입력전압과 출력전압이고,  $D = \Delta t_a / T_s$ 는 양방향 스위치  $S_a$ 의 턴온 듀티비이다. 또한 순시 인덕터 전압  $v_{Lo}(t)$ 와 순시 출력전압  $v_o(t)$ 는 각각 다음의 식으로 표현된다.

$$v_{Lo}(t) = L \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \quad (4)$$

$$v_o(t) = i_o(t)Z_o \quad (5)$$

여기서  $i_{Lo}(t)$ 와  $i_o(t)$ 는 각각 순시 인덕터 전류와 출력전류이고,  $Z_o$ 는 전원주파수  $f$ 에서  $C_o$ - $R_o$ 의 병렬 등가 출력 임피던스이다. 또한  $T_s$  동안의 순시 출력전류  $i_o(t)$ 와 순시 인덕터 전류  $i_{Lo}(t)$  및 순시 입력전류  $i_{in}(t)$ 는 평균 근사적으로 다음의 관계가 성립된다.

$$i_o(t) = i_{Lo}(t) \quad (6)$$

$$i_{in}(t) = Di_{Lo}(t) \quad (7)$$

그리하여 식 (3)-(7)로부터 다음의 식이 도출된다.

$$Dv_{in}(t) = L \frac{di_o(t)}{dt} + Z_o i_o(t) \quad (8)$$

그림 4는 식 (8)에 의해 도시한 그림 1(b)의 교류-교류 전력변환기의 교류해석 등가회로이다. 이로부터 임출력전압의 전달함수  $V_o(s)/V_{in}(s)$ 가 다음과 같이 유도된다.

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{DR_o}{s^2 L_o C_o R_o + s L_o + R_o} \quad (9)$$

### III. 제안한 교류 저전압보상기의 제어

#### 3.1 저전압보상의 제어방식

그림 5는 제안한 교류 저전압보상기의 전체 구성과 제어방식을 보이는 전체 시스템 블록다이어그램이다.

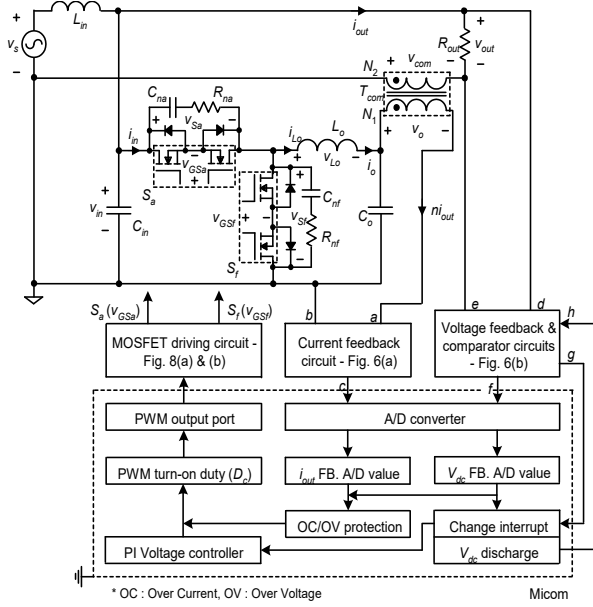


그림 5. 제안한 교류 저전압보상기의 전체 시스템 블록 다이어그램

Fig. 5. Overall system block-diagram of proposed AC low-voltage compensator

그런데 교류 저전압 상태란, 전원전압  $v_s$  또는 교류부하 입력단 전압  $v_{out}$ 의 실효치가 전원전압의 공칭전압(Nominal voltage) 실효치인  $V_{nom}$ 보다 작을 때를 의미한다. 즉 제안한 교류 저전압보상기의 제어목적은 전원전압  $v_s$  또는 교류부하 입력단 전압  $v_{out}$ 에 저전압이 발생할 때, 이를 보상하여 교류부하 입력단 전압의 실효치  $V_{out}$ 을 공칭전압 실효치  $V_{nom}$ 과 같게 하는 것이다( $V_{out} = V_{nom}$ ).

PWM 교류-교류 전력변환기의 출력전압  $v_o$ 는 스위칭주기  $T_s$  동안의 인덕터 평균전압이 전압-시간 균형법칙(volt-second balance rule)을 만족하는 사실과 식 (3)으로부터 다음의 식과 같이 계산된다.

$$v_o(t) = D v_{in}(t) \tag{10}$$

여기서  $D$ 는 양방향 스위치  $S_a$ 의 턴온 듀티비로, 교류부하의 입력단 전압  $v_{out}$ 의 제어 또는 보상을 위한 폐루프 전압제어기의 출력에 근거한다.  $D$ 는 교류부하 입력단 전압의 저전압 정도에 따라 변화하며, 이에 의하여 제안한 저전압보상기는 입력전압  $v_{in}(\approx v_s)$ 과 교류부하 입력단 사이에 직렬로 연결된 권선비  $n = N_2/N_1$ 의 보상변압기  $T_{com}$ 을 통하여

전력변환기의 출력전압  $v_o$ 를 보상전압으로 주입함으로써 아래의 식과 같이 교류부하 입력단 전압  $v_{out}$ 의 저전압을 보상한다.

$$v_{out} = v_{in} + v_{com} = v_{in} + n v_o = v_{in} (1 + nD) \tag{11}$$

여기서  $v_{com}$ 은 보상변압기  $T_{com}$ 의 2차전압이다.

그리하여 교류부하 입력단 전압의 실효치  $V_{out}$ 은 제어기의 동작에 의해 결국 전원전압의 공칭전압 실효치  $V_{nom}$ 과 같게 된다( $V_{out} = V_{nom}$ ). 그러면 보상변압기의 권선비  $n$ 은 최저 입력전압  $V_{in,min}$ 과 최저 입력전압 시의 공칭 턴온 듀티비  $D_{nom}$ 의 설계조건으로부터 다음의 식에 의해 정해진다.

$$n = \frac{V_{nom} - V_{in,min}}{D_{nom} V_{in,min}} \tag{12}$$

그래서 주어진 보상변압기의 권선비  $n$ 에 대해 교류부하 입력단의 전압  $v_{out}$ 이 전압제어기에 의해 정확하게 조정되고 나면, 전력변환기 스위치  $S_a$ 의 턴온 듀티비  $D$ 는 결국 다음과 같이 주어진다.

$$D = \frac{V_{nom} - V_{in}}{n V_{in}} \tag{13}$$

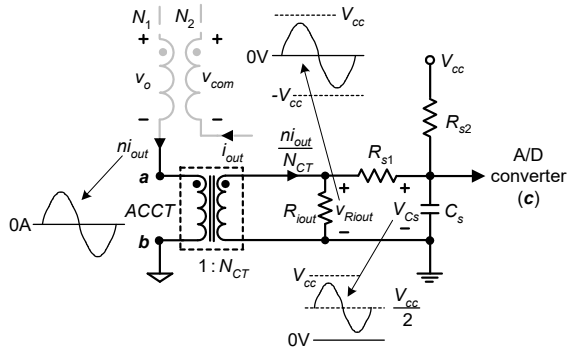
여기서  $V_{in}$ 은 교류 입력전압의 실효치이다.

### 3.2 저전압보상의 제어기법

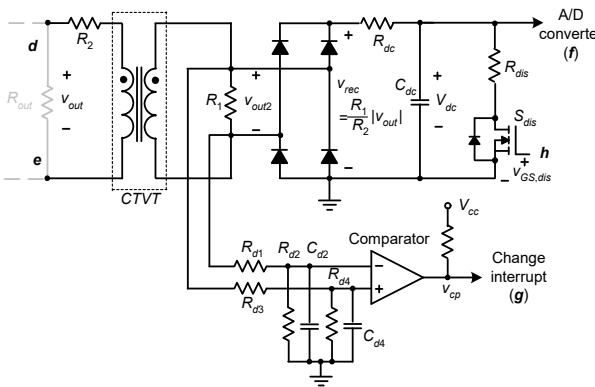
제안한 교류 저전압보상기는 그림 5에서 보듯이, 마이컴을 이용하여 디지털 방식으로 제어된다.

그림 6(a)는 교류부하 입력전류  $i_{out}$ 의 전류검출 회로와 해당 각부의 동작파형을 개념적으로 간략하게 보인다. 여기서 저항  $R_{s1}$ 과  $R_{s2}$ 는 크기가 서로 같으며( $R_{s1} = R_{s2}$ ),  $C_s$ 는 고주파 노이즈 필터 커패시터이다. 그림 6(a)의 회로로부터,  $i_{out}$ 은 다음의 식과 같이, 결국  $V_{cc}/2$ 만큼의 옴셋전압을 가지고 적절한 크기로  $V_{cc}(=5V)$  레벨 내에서 정현파적으로 스윙하는 직류전압  $V_{Cs}$ 로 변환/스케일링 된다[13].

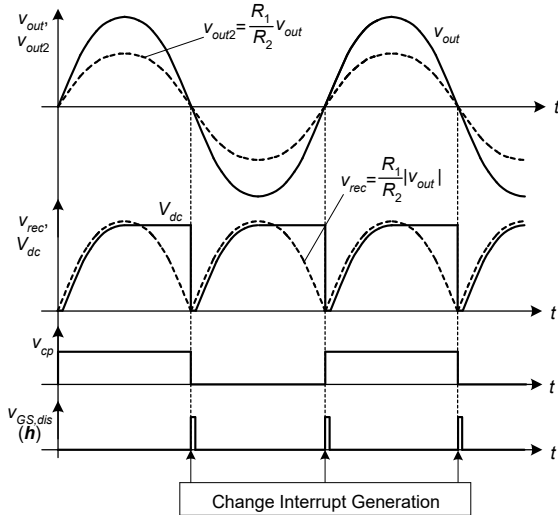
$$V_{Cs} = \frac{1}{2} \left( V_{cc} + R_{iout} \frac{ni_{out}}{N_{CT}} \right) \quad (14)$$



(a) 전류  $i_{out}$   
(a) Current  $i_{out}$



(b) 전압  $V_{out}$   
(b) Voltage  $V_{out}$



(c) 전압 피드백의 이론적 파형

(c) Theoretical waveforms of the voltage feedback

그림 6. 교류부하의 입력전류와 전압의 피드백 기법

Fig. 6. Feedback methods of the input current and voltage of AC-load

여기서  $n = N_2/N_1$ 은 보상변압기의 권선비이고,  $N_{CT}$ 는 교류 전류센서 ACCT(AC current transducer)의 2차 권선수이다.

식 (14)의  $V_{Cs}$ 는 그림 5와 6(a)에서 보듯이, 마이컴의 A/D 변환기로 입력되어 해당 직류레벨의 디지털 수치로 변환된다. 그리고 이 숫자에서 오프셋전압 ( $= V_{cc}/2$ )에 해당하는 A/D 변환 디지털 숫자( $= \text{full-digit-number}/2$ )를 뺀 후, 2의 보수법(2's complement)에 의해 교류부하 입력전류  $i_{out}$ 의 절대치 크기를 간단히 구하고 이를 이용하여 과전류 여부를 체크한다.

그림 6(b)는 제안한 교류 저전압보상기의 최종출력단인 교류부하 입력단의 전압  $v_{out}$ 의 전압 피드백 회로이며, 그림 6(c)는 전압 피드백 회로의 동작을 보이는 이론적 파형이다. 이 회로는 전류형 전압변압기 CTVT(current-type voltage transformer)[14] 및 풀브리지 다이오드 부분과 비교기(comparator) 부분으로 구성된다. 이 회로에서 커패시터  $C_{dc}$ 에는 직류 전압  $V_{dc}$ 가 다음과 같이 생성된다.

$$V_{dc} = \frac{1}{R_{dc}C_{dc}} \int_{\frac{T}{2}} \left[ \frac{R_1}{R_2} |v_{out}| - V_{dc} \right] dt \quad (15)$$

여기서 교류부하 입력단의 전압  $v_{out}$ 의 평균전압  $V_{dc,out}$ 은 그 크기  $\hat{V}_{out}$ 과 다음과 같은 관계가 있다.

$$V_{dc,out} = \frac{2}{\pi} \hat{V}_{out} = \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}} |v_{out}| dt \quad (16)$$

따라서 식 (15)의  $V_{dc}$ 는 교류부하 입력단 전압의 크기  $\hat{V}_{out}$ 을 반영한다.

한편, 그림 6(b)의 커패시터  $C_{dc}$ 의 전압  $V_{dc}$ 는 전원전압의 반주기( $= T/2$ )마다 제안한 저전압보상기의 제어기인 마이컴의 A/D 변환기에서 디지털 수치로 변환된다. 그리고 직류전압  $V_{dc}$ 는  $v_{GS,dis}$  신호에 의해 MOSFET 스위치  $S_{dis}$ 를 짧은 시간 동안 턴온하여 커패시터  $C_{dc}$ 에 병렬로 연결된 저항-MOSFET 직렬회로를 통하여 방전함으로써 리셋된다. 전원전압의 반주기마다 이러한 충전방전 동작을 반복하면서

교류부하 입력단 전압  $v_{out}$ 의 상태를 실시간적으로 계속 피드백한다. 이때 전원전압의 주기 또는 반주기는 그림 6(b)의 비교기 회로를 이용하여 간단하게 실시간적으로 반영한다. 즉 교류부하 입력전압의 크기  $\hat{v}_{out}$ 의 감지와 디지털 수치 환산 및 제어는 비교기의 출력신호  $v_{cp}$ 에 의해 발생하는 마이컴의 변화 인터럽트(change interrupt) 기능을 이용하여 전원전압의 반주기마다의 정확한 시점에 시행한다. 이러한 출력전압 피드백 방식은 교류전압의 크기 또는 평균치를 감지하거나 계산하기 위해 복잡한 피드백 회로나 계산 알고리즘이 필요하지 않고, 또 제어를 위해 제어기의 타이머를 별도로 이용하지 않기 때문에 매우 단순한 장점이 있다. 그리하여 제안한 교류 저전압보상기는 제어기로 저가형 마이컴을 이용한다.

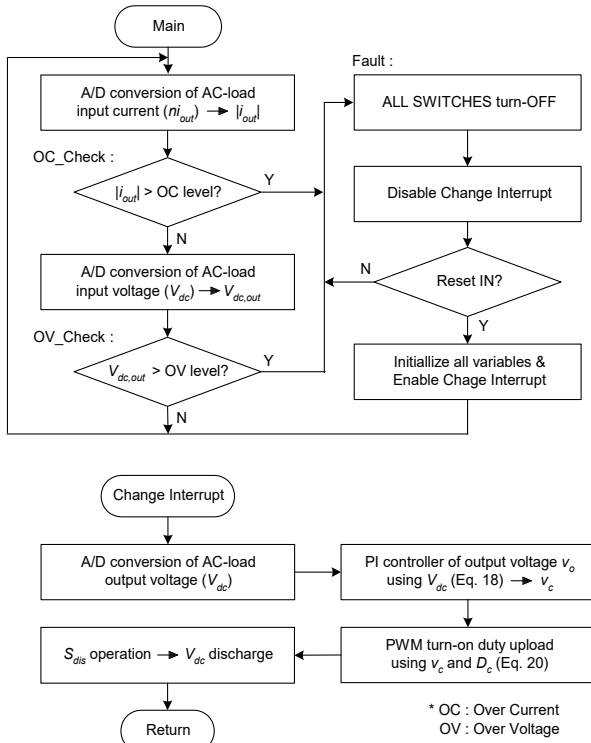


그림 7. 제안한 교류 저전압보상기의 소프트웨어 제어 알고리즘

Fig. 7. Software control algorithm of proposed AC low-voltage compensator

그리고 식 (15)의 전압  $V_{dc}$ 에 의한 교류부하 입력단 전압  $v_{out}$ 의 실효치 전압  $V_{out} = \hat{V}_{out}/\sqrt{2}$ 을 다음과 같은 비례적분(PI; Proportional-Integral)-제어기에 적용하여 제어전압  $v_c$ 를 출력한다.

$$v_c = K_p(V_{out}^* - V_{out}) + K_i \int (V_{out}^* - V_{out}) dt \quad (17)$$

여기서  $K_p$ 와  $K_i$ 는 각각 제어기의 비례와 적분 이득이며,  $V_{out}^*$ 는 교류부하 입력단 전압 실효치의 기준값으로 전원전압  $v_s$ 의 공칭 실효치 전압  $V_{nom}$ 으로 둔다( $V_{out}^* = V_{nom}$ ). 식 (17)의 PI-제어기는 디지털 제어의 사다리꼴법(trapezoidal rule)에 의해 디지털 이산화하여 다음의 식으로 제어기인 마이컴에 적용된다[15]-[16].

$$v_c[(k+1)T_c] = K_p[V_{out}^* - V_{out}(kT_c)] + K_i \cdot x[(k+1)T_c] \quad (18)$$

여기서  $k(=0, 1, 2, \dots)$ 는 디지털 제어 시의 이산정수이고,  $T_c$ 는 제어주기이며,  $x[(k+1)T_c]$ 는 다음과 같다.

$$x[(k+1)T_c] = V_{out}^* T_c - \frac{T_c}{2}[V_{out}(kT_c) + V_{out}[(k-1)T_c]] + x(kT_c) \quad (19)$$

그리고 식 (18)의 제어전압  $v_c$ 를 다음의 식에 적용하여 마이컴의 PWM 턴온 듀티 레지스터 상수  $D_c$ 로 환산한 후 마이컴 상의 PWM 턴온 듀티 레지스터에 업로드한다.

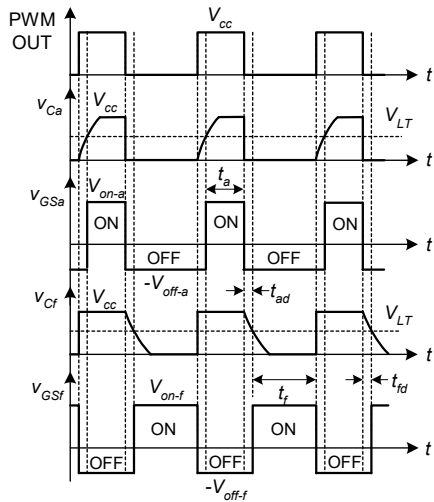
$$D_c = K_c \cdot v_c[(k+1)T_c] \quad (20)$$

여기서  $K_c$ 는 상수  $D_c$ 를 생성하기 위한 환산상수이다. 이렇게 하여 발생된 PWM 펄스는 양방향 스위치  $S_a$ 에 대한 것이며, 이에 의하여 양방향 스위치  $S_a$ 와  $S_f$ 를 각각 상보적으로 제어하고 구동함으로써 제안한 교류 저전압보상기의 최종 출력단인 교류부하 입력단의 전압  $v_{out}$ 을 제어하고 보상한다.

그림 7은 제안한 저전압보상기의 제어기인 저가형 마이컴에 적용된 소프트웨어 제어 알고리즘을 간략히 보인 것이다.

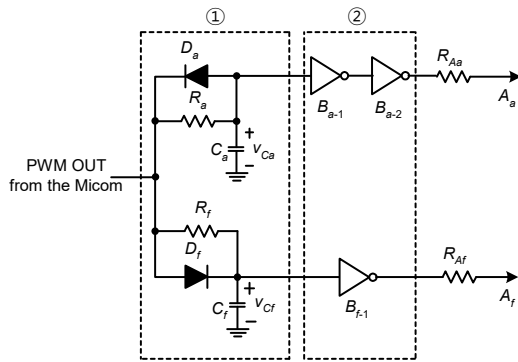


### 3.3 양방향 스위치의 구동



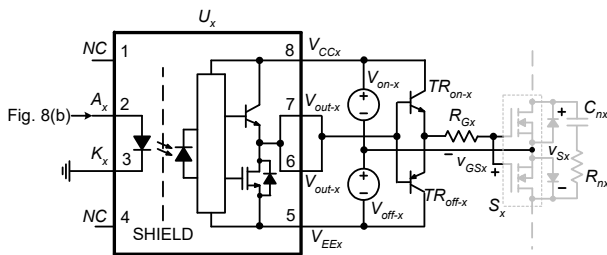
(a) 이론적 동작파형

(a) Theoretical operation waveforms



(b) 상보적 스위칭 신호와 데드타임 생성 회로

(b) Circuit of the complement switching signals and dead-time generation



(c) 스위치 구동회로

(c) Switch driving circuit

그림 8. 제안한 양방향 스위치 구동방식

Fig. 8. Driving method of proposed bi-directional switch

그림 8은 제안한 저전압보상기에 적용된 전력변환기의 양방향 스위치의 구동방식을 보인다. 그림 8(a)는 양방향 스위치 구동회로의 이론적 동작 파형이고, 그림 8(b)는 제어기 마이컴에서 발생하는 양

방향 스위치  $S_a$ 에 대한 PWM 제어신호 1개로 데드타임의 시간 간격을 가진 2개의 상보적 PWM 신호를 발생시키는 회로이다[13].

그림 8(b)의 ①에서는 각 회로 요소를 이용하여 논리 문턱전압(logic threshold-voltage)  $V_{LT}$ 에 대해 데드타임만큼의 지연이 있는 2개의 PWM 펄스를 생성한다. 그리고 이렇게 생성된 2개의 PWM 펄스를 그림 8(b)의 ②에서 반전(NOT) 버퍼 게이트를 이용하여 상보적 PWM 펄스로 변환한다.

그런데 그림 5의 전력회로에서 보듯이, 각 양방향 스위치의 구동 기준 전위 단으로 공통 접속된 MOSFET의 소스 단은 전력변환기 회로의 전체 기준 전위에 대해 플로팅(floating) 되어 있다. 그러므로 각 양방향 MOSFET 스위치의 구동 기준 전위를 레벨시프트(level shift)하여 새롭게 설정할 필요가 있고, 이를 위해 그림 8(c)의 MOSFET 구동 포토커플러  $U_x$ 에 의한 양방향 MOSFET 스위치 구동회로를 이용한다[17]. 또한 그림 8(c)의 회로가 구동하는 양방향 스위치는 역방향으로 직렬 연결된 2개의 MOSFET으로 구성되므로 충분한 구동전류가 필요하다. 그러므로 이를 위하여 NPN과 PNP형의 달링턴 트랜지스터  $TR_{on-x}$ 와  $TR_{off-x}$ 를 이용하여 각 스위치의 구동 전류 이득을 증가시킨다. 여기서 각 회로요소의 아래첨자  $x$ 는 각 양방향 스위치  $S_a$  또는  $S_f$ 의 아래첨자  $a$  또는  $f$ 가 되며, 각 회로요소는 해당 양방향 스위치에 동일한 형태로 접속된다.

### IV. 실험 결과

제안한 디지털 제어 교류 저전압보상기의 구현 타당성과 동작특성을 입증하기 위하여, II~III절의 내용을 근거로 그림 5의 전력변환 회로부의 각 회로 파라미터를 표 1과 같이 선정하여 시제품 저전압보상기의 전력회로를 제작하였다. 그리고 III절의 내용을 근거로 각 피드백 회로와 양방향 스위치의 구동회로를 구현하고, 그림 7의 제어 알고리즘을 저가형 마이컴 상에 소프트웨어적으로 프로그래밍하여 제어기를 구현하였다. 그리고 이렇게 제작된 시제품 저전압보상기를 이용하여 실험을 수행하였다. 본 실험에 사용된 측정장비는 LeCroy사의 디지털 오실로스코프 LT264(350MHz, 1GS/s)이다.

표 1. 시제품 디지털 제어 교류 저전압보상기 전력회로의 각 회로 파라미터

Table 1. Each circuit parameter of the power circuit of prototype digital-controlled AC low-voltage compensator

Circuit parameter	Value
$V_{nom}(V_s)$	220V(176~264V)
$V_{out}$	220V
$P_{out}(R_{out})$	500W(96Ω)
$L_{in}$	200μH
$C_{in}$	10μF
$R_{nx} / C_{nx}$	10kΩ / 0.1μF
$L_o$	200μH
$C_o$	20μF
$S_x$	IRF740
$f=1/T$	60Hz
$f_s=1/T_s$	10kHz
$n$	1/3
$D_{nom}$	0.75

표 1에서  $V_{nom}$ 은 시제품 교류 저전압보상기의 공칭 교류 입력전압이다. 시제품 저전압보상기의 교류전원 전압의 입력범위는 실효치로 공칭 교류 입력전압에 대해 20%의 저전압까지 가능한  $V_s = 176\sim 220V$ 이다. 시제품 저전압보상기의 정격 출력전력  $P_{out}$ 은 500W이고, 이때 출력 부하저항  $R_{out}$ 은 약 96Ω이다. 그리고  $D_{nom}$ 은 전력변환기의 동작 시 안전 여유(margin)를 고려한 양방향 스위치  $S_a$ 의 공칭 설계 턴온 듀티비이다.

그림 9는 제안한 교류 저전압보상기의 정적 동작 특성을 확인하는 저전압보상기 회로 주요부의 실험 파형이다. 이때 저전압보상기의 최종 출력전압인 교류부하 입력단 전압의 기준값은 공칭 교류 입력전압과 같은 값인  $V_{out}^* = V_{nom} = 220V$ 로 설정하였다. 그리고 시제품 저전압보상기의 교류 입력전압은 슬라이더(variable AC autotransformer)를 이용하여 최소 사양인  $V_s = 176V$ 로 입력하였다. 각 파형으로부터 제안한 저전압보상기가 II~III절에서 설명한 대로, 교류 저전압보상 동작을 정확하게 수행하고 있음을 확인할 수 있으며, 시제품 저전압보상기의 최종 출력전압도 설정 기준값인  $V_{out} = 220V$ 로 정확하게 출력되고 있음도 확인할 수 있다.

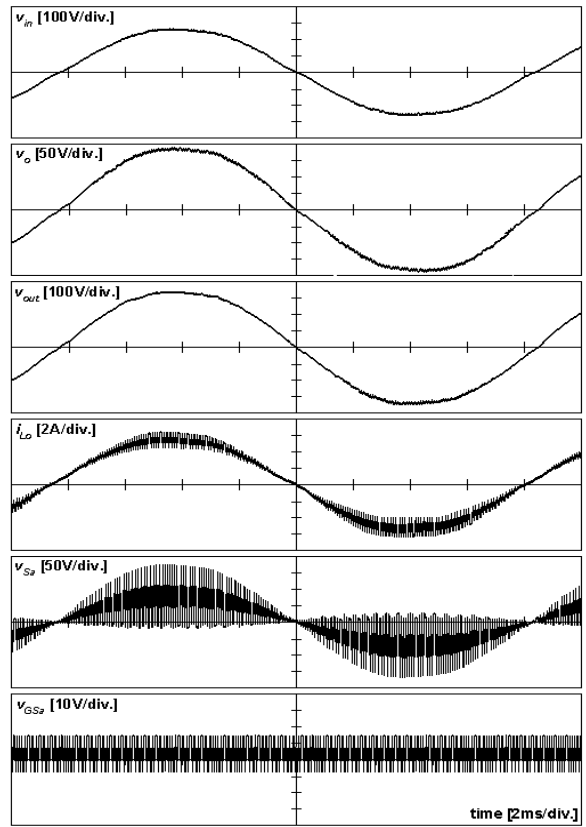


그림 9. 제안한 저전압보상기의 정적 동작 특성  
Fig. 9. Static operation characteristic of proposed AC low-voltage compensator

그림 10은 제안한 저전압보상기의 교류부하 입력단 전압  $v_{out}$ 의 동적 응답 특성을 보이는 실험파형이다. 이 실험에서 기준 교류부하 입력전압은 그림 9의 실험에서와 마찬가지로, 공칭 교류 입력전압과 같은 값인  $V_{out}^* = V_{nom} = 220V$ 로 설정하였으며, 전원전압  $v_s$ 는 프로그래머블 교류전원(programmable AC source)을 이용하여 시간 구간별로 순간적으로 두 번 변화시켰다. 그림 10에서 시간 구간별 저전압 상태는 실험파형의 아랫부분에 표시한 것과 같다. 제안한 저전압보상기는 전원전압의 약한 저전압 조건에서도 양호하게 동작하며, 전원전압의 급격한 변동과 함께 발생한 최악의 저전압 조건에서도 약 1/2 전원전압 주기 정도( $\approx T/2$ )의 시간 내에 입력전압을 신속하게 보상하여 교류부하측으로 공칭 교류 입력전압의 레벨인  $V_{out} = 220V$ 를 양호하게 출력한다. 따라서 그림 10으로부터 제안한 저전압보상기가 빠른 동적 응답특성을 가지며 각 상황 조건에 맞게 정확하게 동작함을 확인할 수 있다.

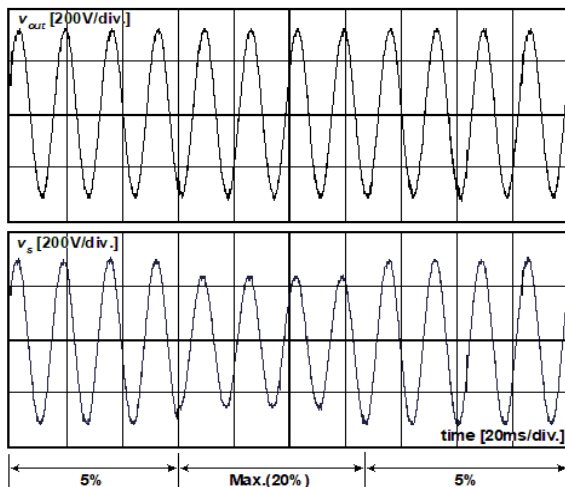


그림 10. 제안한 교류 저전압보상기의 동적 응답 특성  
 Fig. 10. Dynamic response characteristic of proposed AC low-voltage compensator

그림 11은 제안한 교류 저전압보상기의 시제품의 사진을 보인다. 이 시제품은 제안한 교류 저전압보상기와 이것을 교류 입력전원단에 적용한 직류 전원공급장치와 병합하여 구현한 것이다.

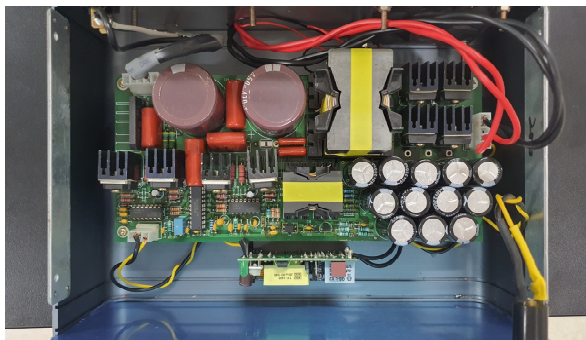


그림 11. 제안한 교류 저전압보상기의 시제품 사진  
 Fig. 11. Prototype photograph of proposed AC low-voltage compensator

## V. 결 론

본 논문에서는 전압 직렬보상 방식의 디지털 제어 교류 저전압보상기를 제안하였다. 제안한 교류 저전압보상기의 전압 직렬보상 전력회로 구조는 PWM 방식으로 동작하는 강압형 교류-교류 전력변환기와 보상변압기로 구성된다. 제안한 저전압보상기는 이러한 구조를 이용하여 최종 출력단 즉 교류 부하 입력단의 전압의 크기를 보상하고 원하는 레

벨로 제어하고 유지한다. 최종 출력전압은 전류형 전압변압기와 다이오드 풀브리지 정류기 및 저항/커패시터로 이루어진 간단한 회로를 이용하여 피드백한다. 그리고 마이크로에서 이 피드백 전압을 디지털 수치화하여 최종 출력전압을 제어하는데 이용한다. 따라서 제안한 저전압보상기는 전압의 피드백 방식과 제어 알고리즘이 매우 간단하므로 저가형 마이크로를 이용하여 전체 시스템을 간편하게 제어한다. 본 논문에서는 먼저, 제안한 저전압보상기에 적용된 전력회로의 동작원리를 간략하게 설명하고 저전압보상의 제어방식과 출력전압의 피드백 방식을 설명한 후, 양방향 스위치의 구동방식을 설명하였다. 그리고 시제품의 실험결과를 통하여 제안한 저전압보상기의 구현의 타당성과 양호한 동작특성을 보였다.

## References

- [1] P. B. Steciuk and J. R. Redmon, "Voltage Sag Analysis Peaks Customer Service", IEEE Computer Applications in Power, Vol. 9, pp. 48-51, Oct. 1996. <https://doi.org/10.1109/67.539847>.
- [2] M. H. J. Bollen, "Characterization of Voltage Sags Experienced by Three-Phase Adjustable-Speed Drives", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, pp. 1666-1671, Oct. 1997. <https://doi.org/10.1109/61.634188>.
- [3] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, pp. 960-971, Oct. 1999. <https://doi.org/10.1109/41.793345>
- [4] A. Ghosh and G. Ledwich, "Power Quality Enhancement using Custom Power Devices", Springer, 2002. <https://doi.org/10.1007/978-1-4615-1153-3>.
- [5] B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.

50, No. 5, pp. 962-981, Oct. 2003. <https://doi.org/10.1109/tie.2003.817609>.

[6] P. Wang; and M. Chen, "Analysis and Design of Series Voltage Compensator for Differential Power Processing", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 10, No. 6, pp. 7890-7903, Dec. 2022. <https://doi.org/10.1109/jestpe.2021.3116091>.

[7] D. Divan, P. Sutherland, and T. Grant, "Dynamic Sag Corrector: A New Concept in Power Conditioning", Power Quality Assurance, pp. 42-48, Sep. 1998.

[8] N. Kutkut, R. Schneider, T. Grant, and D. Divan, "AC Voltage Regulation Technologies", Power Quality Assurance, pp. 92-97, Jul. 1997.

[9] M. E. Balci, and M. H. Hocaoglu. "Effects of Source Voltage Harmonic Distortion on Power Factor Compensation in Triac Controlled AC Chopper Circuits", International Conference on PEDS, Vol. 2, pp. 1199-1204, Nov. 2005. <https://doi.org/10.1109/peds.2005.1619870>.

[10] F. Shinichiro, U. Akiteru, and T. Akihiro, "Analysis of a Three-Phase Buck-Boost AC Chopper Controlled in Two Phases", Power Conversion Conference, pp. 824-830, Apr. 2007. <https://doi.org/10.1109/pccn.2007.373062>.

[11] N. A. Ahmed, K. Anei, and M. Sakui, "A New Configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, pp. 942-952, Oct. 1999. <https://doi.org/10.1109/41.793343>.

[12] S. M. Hietpas and M. Naden, "Automatic Voltage Regulator Using an AC Voltage-Voltage Converter", IEEE Transactions On Industry Applications Vol. 36, No. 1, pp. 33-38, Jan. 2000. <https://doi.org/10.1109/28.821793>.

[13] G. Y. Jeong, "Automatic AC Voltage Regulator using the Single-Stage AC Power Converter", Journal of KIIT, Vol. 20, No. 11, pp. 73-83, Nov. 2022. <http://dx.doi.org/10.14801/jkiit.2022.20.11.73>.

[14] [www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com), ZMPT101B Datasheet. [accessed: Feb. 02, 2023]

[15] B. C. Kuo, "Digital Control Systems", Saunders College Publishing/A Harcourt Brace Jovanovic College Publisher, pp. 694-696, 1995.

[16] [www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com), PIC16C7X Datasheet. [accessed: Feb. 01, 2023]

[17] [www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com), HCPL3120 Datasheet. [accessed: Mar. 15, 2023]

### 저자소개

#### 정 강 루 (Gang-Youl Jeong)



1999년 2월 : POSTECH  
전자전기공학(공학석사)  
2002년 8월 : POSTECH  
전자전기공학(공학박사)  
2003년 2월 : POSTECH  
전자전기공학(BK21 박사후  
연구원)

2003년 3월 ~ 현재 : 순천향대학교 전자정보공학과 교수  
관심분야 : 전력변환시스템, 전동기제어, 전력품질제어