

# 7-레벨 H-Bridge 인버터를 이용한 Line-Interactive DVR의 전압제어

論 文  
56-4-10

## A Voltage Control Technique of Line-Interactive DVR Using 7-Level H-Bridge Inverter

姜 岱 旭\* · 李 雨 哲\* · 玄 東 石\*\*  
(Dae-Wook Kang · Woo-Cheol Lee · Dong-Seok Hyun)

**Abstract** - Recently, the interest on power quality has been hot issue because the equipments cause voltage disturbance and have become more sensitive to the voltage disturbance. Additionally, the reseach on power electronic equipments applying to the high power has been increased. This paper deals with Line-Interactive Dynamic Voltage Restorer(LIDVR) system using 7-Level H-Bridge inverter, which is one of the solutions to compensate the voltage disturbance and to increase the power of equipments. The LIDVR has the following advantages comparing to the DVR with the series injection transformer. It has the power factor near to unity under the condition of normal source voltage, can compensate the harmonic current of the load and the instant interruption, and has the fast response. First, the construction, the operation mode and algebraic modeling of LIDVR are reviewed. And then the voltage control algorithm is proposed to get the sinusoidal load voltage with constant amplitude. Finally, simulation and experiment results verify the proposed LIDVR system.

**Key Words** : Voltage Control, Line-Interactive, Dynamic Voltage Restorer, 7-level H-Bridge Inverter, Carrier Redistribution Pulse Width Modulation

### 1. 서 론

현재 산업용 공장이나 정보를 처리하는 상업용 빌딩 등에서 고품질과 대용량의 전력이 대한 요구가 증가하고 있다. 이는 전원부에 수주기의 전압 강하나 왜곡에 의해 생산품의 품질에 악영향을 미치며 제어시스템의 셋-다운을 야기하여 막대한 경제적인 손실을 야기하기 때문이다. 이에 따라 전력 전자기술을 이용하여 배전 계통에 효과적인 전력 수급을 위한 연구가 출현되었다[1]-[4]. 전원 측에 발생하는 전원장애에는 정전, 순간전압강하와 상승, 고조파, 임펄스, 서지, 과전압, 부족전압 등이 있다. 이 중에서도 순간전압강하는 낙뢰 등의 원인에 의해 송전선에 고장이 발생하였을 때 고장구간을 정상적인 전력계통에서부터 분리하기 까지 극히 짧은 시간동안 고장점을 중심으로 광범위하게 전력이 저하하는 현상이다. 최근 전력공급설비의 질적 향상과 송전망의 정비에 의해 정전의 발생빈도는 적어지게 되었지만 산업사회의 정보화, 고도화 및 다양화에 의해 전기 의존도가 높아지고 전기설비에 민감한 장비들이 많이 개발되고 사용됨에 따라 순간전압강하는 반드시 고려해야 할 사항으로 대두되었다. 또한 미국의 NPL(National Power Laboratory)이 조사한 자료에 의하면 1990년부터 1995년까지 미국과 캐나다에 걸쳐 235개 지역에서 측정된 전원장애의 데이터를 통해 전압강하

와 부족전압이 전체의 59.6%로 가장 많은 부분을 차지하였으며 전압서지와 과전압이 28.9%, 전압스파이크가 8.1%인 반면 정전은 3.4%로 나타나 있어 전원장애의 대부분이 전원의 순간적인 전압변동에 기인하고 있음을 알 수 있다 [5]-[6].

이러한 전원장애를 보상하기 위한 전력변환기기는 크게 직렬 보상 기기인 UPS(Uninterruptible Power Supply)와 DVR (Dynamic Voltage Restorer), 병렬 보상 기기인 DSTAT-COM(Distribution Static Synchronous Compensator) 그리고 직병렬 보상 기기인 UPQC(Unified Power Quality Conditioner) 등 3가지 형태가 있다 [7]-[10].

이중 UPQC는 컨버터 2대를 사용하여 전압 및 전류 보상을 동시에 수행함으로써 현재 여러 가지 전원장애에 대하여 가장 종합적인 대책방안으로 볼 수 있으나 2대의 컨버터를 사용함으로써 보상기의 운전을 위한 제어가 복잡해지고 보상시스템의 전반적인 운전비용이 상승되는 단점을 수반하게 된다.

UPS는 항상 전원을 공급하는 온라인방식과 사고 시에만 전원을 공급하는 오프라인방식이 있으며, 온라인방식은 손실이 크고 가격이 비싸지만, 전원측의 외란에 매우 우수한 특성을 나타내며, UPS고장 시에는 우회 스위치를 통해 전원에서 직접 에너지를 공급 받는 방식이다. 오프라인방식은 UPS가 항상 대기하다가 사고 시에만 전원을 차단하고 부하에 전력을 공급하는 방식이다. 따라서, 약간의 과도 영향이 있지만 운전비용과 전력 손실이 적게 드는 장점이 있다. 그러나 이러한 UPS는 부하용량과 동일한 설비를 필요로 하므로 전반적으로 설비가 증가하며 온라인방식의 경우 DC-링

† 교신저자, 正會員 : 韓京大學教 電氣工學科 教授 · 工博  
E-mail : woocheol@hnu.hankyong.ac.kr

\* 正會員 : 韓國電氣研究院 先任研究員 · 工博

\*\* 正會員 : 漢陽大學教 電氣制御生體工學部 教授 · 工博  
接受日字 : 2006年 9月 6日  
最終完了 : 2007年 1月 30日

크를 다이오드 정류기로 충전하기 때문에 그 자체가 비선형 부하로 동작하여 전원에 고조파를 제공하게 되는 단점을 가진다 [10]-[11].

DVR의 경우에는 선로에 직렬주입 변압기로 연결되어 있어서 배전 차단기로 선로를 분리할 필요가 없다. 선로 전압을 유지하기 위해 DVR에 공급되는 유효 전력은 평균적으로 짧은 시간동안 부하측의 전체 소요 에너지의 20 ~ 30% 정도만 공급하면 된다. 따라서 직류 에너지 저장장치의 측면에서 배전선의 순간적인 전압의 변동을 줄이는 문제에 있어서 UPS에 비해 경제적이다. 그러나 직렬주입 변압기 형태의 DVR은 역률제어를 할 수 없으며 1/4주기 이내로 전압을 보상해야 하는 어려움을 갖게 된다. 또한 필요한 유효전력은 사고가 없는 정상상태 때에 DVR 내부의 커패시터에 직류 에너지의 형태로 저장시켜야 하며 만약 저장된 에너지를 모두 주입하고 나면 DVR의 보상이 불가능 해지므로 DVR에서 주입하는 에너지의 양의 제어를 필요로 한다[12]-[14].

이에 비해 LIDVR(Line Interactive DVR)은 하나의 전력 변환장치를 사용하여 전원전압 정상시에는 역률제어를 수행하며 순간전압강하 및 상승이 발생시에는 지연없이 전원전압을 보상할 수 있는 장점을 가진다. 전원전압 이상시에도 DC-링크 커패시터는 전원전압의 무효전력으로 충전하면서 부하에 유효전력을 공급하므로 지속적인 전압강하 및 상승시에도 계속적으로 전력을 공급할 수 있는 장점을 가진다 [15]-[16].

이러한 LIDVR의 경우 대부분이 2-레벨 컨버터를 사용하여 제어측면에서 다루어져 왔으며 고압 대응용 전력변환장치인 멀티레벨 시스템을 사용했을 때의 문제점에 대한 연구가 부족하다. 멀티레벨 인버터 방식은 각 스위칭 소자가 직렬연결 구조를 이루면서도 턴-오프시의 균등한차단전압 분배를 이룰 수 있고 인버터 출력전압의 고조파를 같은 스위칭 주파수에서 비교할 때 2-레벨 인버터보다 2배 이상 줄일 수 있으며  $dv/dt$ 의 감소로 EMI현상을 감소시킬 수 있는 장점을 가진다. 현재까지 발표된 멀티레벨 인버터 구조는 크게 H-Bridge 인버터, 플라잉 커패시터 인버터, 다이오드 클램프 인버터 등 3가지 토폴로지가 있다[17]-[19].

이중 H-Bridge 멀티레벨 인버터는 1989년 Marchesoni에 의해 처음 제안되어졌으며 구조적으로 풀 브릿지 인버터를 캐스캐이드 형태로 연결하기때문에 캐스캐이드 인버터라고도 불린다. H-Bridge 인버터는 DC-링크 커패시터를 셀 구조로 가지며 이들을 충전시키기 위해서 독립된 절연 전원을 필요하기때문에 입력측에 멀티탭을 가지는 특수 변압기를 필요로 하는 단점을 가진다. 그러나 컨버터로 사용시에는 이러한 특수변압기가 필요치 않으며 다른 두 형태의 멀티레벨 인버터와는 달리 DC-링크 커패시터간의 전압불균형 문제가 발생하지 않고 풀-브릿지 인버터를 모듈화 할 수 있으며 부가적인 클램핑 다이오드나 플라잉 커패시터를 필요로 하지 않으므로 세 가지 토폴로지중에서 가장 멀티-레벨로의 확장이 용이한 장점을 가진다.

H-Bridge 방식은 인버터로 동작시에는 전압 불균형의 문제가 발생하지 않으나 컨버터로 동작시에는 출력되는 레그 전압의 스위칭 상태에 따라 커패시터간의 불균형의 문제가 발생하게 된다. 커패시터간의 불균형 문제는 전압 여유분을 필요로 하며 출력전압의 고조파 증가라는 악영향을 미치게

되므로 이에 대한 제어가 요구된다. 컨버터의 경우 일반적으로 DC-링크 전압제어를 수행하여 전류 및 전압제어를 통해 PWM을 위한 전압지령값을 발생시킨다. 2-레벨 시스템의 경우 DC-링크 커패시터는 하나만 존재하므로 이를 위해 단일의 DC-링크 전압을 궤환(feedback)한다. 이에 비해 멀티레벨 시스템은 여러 개의 커패시터가 DC-링크를 구성하며 전체 DC-값을 궤환할 경우 전체 DC-링크 전압은 일정하게 제어되어도 개별 커패시터 전압은 다르게 되는 문제점이 발생된다. 따라서 본 논문에서는 7-레벨 H-Bridge 컨버터에서 각 스위치의 스위칭 주파수와 전류의 실효값을 같게 할 뿐 아니라 하나의 커패시터전압을 궤환 받아 제어하더라도 개별 커패시터전압이 일정하게 유지되는 PWM 기법을 제안하였다. 이 방법에 의해 각 커패시터에 충전전되는 상태가 기준전압에 대해 반주기 대칭성을 갖게 되어 개별 커패시터를 동일한 전압 값으로 유지할 수 있게 된다.

또한 LIDVR 시스템에서 DC-링크 커패시터 전압을 일정하게 제어하면서 PCC단에 일정 출력전압을 공급할 수 있는 제어기법을 제안하였다. 기존의 제어방법은 전원전압의 크기에 일정크기의 위상 지연을 갖는 출력전압을 발생시키는 방법으로 위상각의 크기에 따라 PCC단 전압이 변동하는 단점을 가진다. LIDVR의 경우 부하는 전원전압이 아닌 PCC단 전압을 공급 받기 때문에 이를 보상해주어야 한다.

제안된 방식은 DC-링크 전압 제어기출력의 무효성분은 커패시터 전압을 일정하게 유지하기 위한 지령값이 되며 유효성분은 정상시에서는 컨버터 자체의 손실성분을 보상하며 전압강하 및 상승시에는 부하에 유효전력을 공급하게 된다. 따라서 유효성분과 무효성분을 위상각 변동에 대해서도 항상 일정한 값을 가지도록 제어기를 구성하였다.

마지막으로 7-레벨 H-Bridge를 이용하여 순간전압강하 보상용 LIDVR 시스템에 대해 제안된 PWM 기법과 제어 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션 및 실험결과를 통해서 증명하였다.

## 2. 라인인터랙티브 동적전압보상기(LIDVR)

### 2.1 시스템 구조

그림 1은 전원측의 순간전압변동시 전압을 보상하여 부하에 일정한 크기의 전압을 공급하기 위한 순간전압보상시스템의 구성을 보여주고 있다. 보상시스템은 3상 PWM컨버터, 출력필터, 배터리나 커패시터로 구성되는 DC-링크 그리고 입력리액터 등으로 구성된다. 기존의 순간전압보상기와는 달리 직렬 주입 변압기가 없으며 배터리 및 커패시터를 충전하기위한 별도의 충전장치가 필요 없다. 컨버터부는 배전라인과 DC-링크간의 인터페이스 역할을 하는 부분으로 동작모드에 따라 인버터 및 컨버터로 동작하면서 DC-링크를 일정전압으로 유지시키면서 PCC(Point of Common Coupling)단 출력전압을 일정하게 제어하는 기능을 한다. 출력필터부는 출력전압의 정현화를 위한 LC 저역통과필터로 구성되며 리액터부는 전원전압과 PCC단의 전압차를 감당하는 역할을 하며 다음절의 동작원리에서 자세히 설명된다.

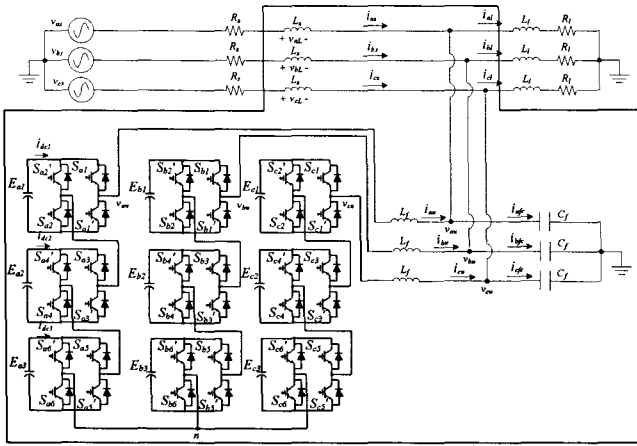


그림 1 라인인터랙티브 순간전압보상기에 대한 회로도.  
Fig. 1 A Circuit for Line-Interactive Dynamic Voltage Restorer.

2.2 LIDVR의 동작원리

그림 2는 LIDVR의 간략화된 회로도를 나타낸다. 그림에서 \$V\_s\$는 전원전압, \$I\_s\$는 전원전류, \$V\_L\$은 리액터전압, \$V\_u\$와 \$I\_u\$는 필터단에서의 컨버터전압과 전류, \$I\_l\$은 부하전류를 나타낸다. LIDVR은 전원전압의 상태에 따라 정상상태(normal), 순간전압강하(sag) 그리고 순간전압상승(swell) 세가지 모드로 분류할 수 있다.

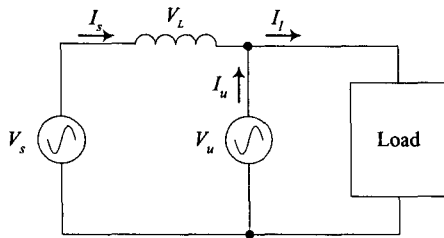


그림 2 간략화된 LIDVR회로도  
Fig. 2 A circuit for the simplified LIDVR.

2.3.1 Mode I - 정상상태

그림 3(a)는 전원전압이 정상적일 때 전압과 전류의 벡터도를 나타낸 그림이다. 여기서 \$\alpha\$는 전원전압과 컨버터출력전압과의 위상차를 나타내며 \$\beta\$는 부하역률을 나타낸다. LIDVR은 전원전압에 대해 \$a\$만큼의 지연을 갖고 출력전압을 발생시키는데 전원전압축을 기준으로 무효축에 해당하는 성분이 DC-링크전압을 충전시키게 된다. Mode I에서 \$a\$는 식(1)로 표현할 수 있으며 수도에 해당하는 값을 가지게 되며 보상기에는 DC-링크 커패시터를 충전 및 유지하기 위한 전류만 흐르기 때문에 부하전류의 대부분을 전원전류가 공급하게 된다. 또한 부하의 역률이 낮을수록 \$\beta\$가 커지게 되며 보상기에 흐르는 전류는 증가하게 된다.

$$\angle(-\alpha) = \frac{|V_s| - \omega L |I_s| \angle(\phi)}{|V_u|} \quad (1)$$

여기서 \$\phi\$는 전원전압과 전원전류와의 위상차이다. \$a\$값이

작을수록 전원전압과 컨버터 출력전압과의 차가 작게되며 전원전류는 이 리액터전압에 대해 수직관계를 갖고 흐르기 때문에 결과적으로 입력역률은 자동적으로 1에 가깝게 된다.

2.3.2 Mode II - 전압강하

그림 3(b)는 전원전압에 전압강하가 발생했을 경우로 \$a\$값은 정상상태보다 큰 값을 갖게 되어 진상의 전원전류가 흐르게 된다. 이는 감소된 전원전압으로부터 DC-링크 커패시터를 유지하기 위해 전력을 공급받으면서 부하전류에 전력을 공급해야 하기 때문이다. 즉 보상기는 전원전압의 감소된 양이 리액터전압에 걸리도록 출력전압을 발생시키며 이와 동시에 DC-링크 커패시터 전압을 일정하게 유지하기 위한 두가지 전압제어를 수행한다. 이로 인해 그림에서처럼 전원전류 및 보상기의 전류가 증가하는 단점이 있지만 일반적으로 전원전압 감소의 지속시간이 적기 때문에 큰 영향은 없게 된다. 기존의 변압기를 직렬주입하는 순간전압보상장치는 전압강하가 지속될 시에는 사실상 보상이 불가능하지만 본 시스템은 전압보상과 동시에 커패시터의 충전이 가능하므로 30%의 순간전압강하가 지속되더라도 보상이 가능한 장점을 가지게 된다.

2.3.3 Mode III - 전압상승

그림 3(c)는 전원전압에 전압상승이 발생했을 경우로 \$a\$값은 전원전압 정상시보다 작은 값을 갖게 되어 지상의 전원전류가 흐른다. 부하역률이 1인 경우 보상기의 전류는 전원전압 감소시와는 동일하지만 위상이 180도 뒤지게 되며 부하역률이 적으면 보상기에서 출력되는 전류의 양은 감소하게 된다. 전원전압의 상승은 빈번하게 발생하는 정도가 작으나 시스템을 보호하는 측면에서 반드시 고려해야 될 사항중의 하나이다. 제안된 시스템에서는 순간적인 전압상승시 커패시터를 통하여 잉여전원을 흡수하여 PCC단의 전압을 일정하게 유지하게 된다.

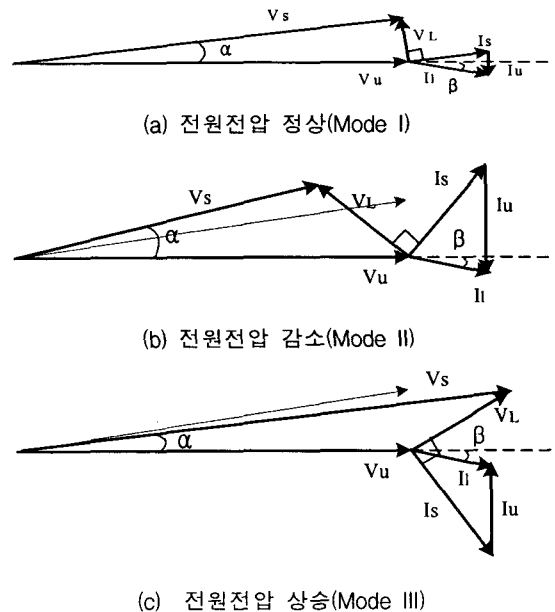


그림 3 3가지 모드에 대한 벡터도  
Fig. 3 The vector diagrams for 3 modes of LIDVR.

### 2.3 LIDVR의 수학적 모델링

그림 2의 LIDVR에서 3상 전압방정식과 전류방정식은 다음과 같다.

$$V_{abcLf} = V_{ABCn} - V_{abcu} \quad (2)$$

$$I_{abcLf} = I_{abc} - I_{abcd} \quad (3)$$

단,  $V_{abcu} = \begin{bmatrix} V_{au} \\ V_{bu} \\ V_{cu} \end{bmatrix}$ ,  $I_{abc} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$ , 등등.....

식(2)에서  $V_{ABCn}$ 은 부하중성점기준 전압으로 환산된 컨버터출력전압이다. 위의 두 식을 식(4)를 이용하여 동기좌표계 상으로 정리하면 다음 식(5)와 식(6)같이 나타내어진다.

$$X_{dqo} = T(\theta)X_{abc} \quad (4)$$

$$\text{단, } T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} + L_f \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^e \\ V_q^e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{du}^e \\ V_{qu}^e \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{du}^e \\ V_{qu}^e \end{bmatrix} + C_f \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{du}^e \\ V_{qu}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{dq}^e \\ i_{ql}^e \end{bmatrix} \quad (6)$$

단, 여기서  $I_{dq}^e = T(\theta) \cdot I_{abc}$   
 $V_{dq}^e = T(\theta) \cdot V_{ABCn}$   
 $V_{dqu}^e = T(\theta) \cdot V_{abcu}$   
 $I_{dql}^e = T(\theta) \cdot I_{abcd}$

식(5)와 식(6)을 컨버터 출력전압과 전류로 정리하면 다음과 같은 식으로 모델링 할 수 있다.

$$V_d^e = L_f \frac{d}{dt} i_{du}^e - \omega L_f i_{qu}^e + V_{du}^e \quad (7)$$

$$V_q^e = L_f \frac{d}{dt} i_{qu}^e + \omega L_f i_{du}^e + V_{qu}^e \quad (8)$$

$$i_d^e = C_f \frac{d}{dt} V_{du}^e - \omega C_f V_{qu}^e + i_{d}^e \quad (9)$$

$$i_q^e = C_f \frac{d}{dt} V_{qu}^e + \omega C_f V_{du}^e + i_{q}^e \quad (10)$$

### 3. LIDVR의 전압제어

#### 3.1 DC-링크 전압제어

그림 4는 DC-링크 전압제어기의 블록도를 나타낸다. DC-링크 기준전압과 저역통과필터를 거친 전압을 비교하여 차이 값이 PI제어기에 입력되며 제어기는 전원전압에 대한

PCC단의 위상차인  $\alpha$ 값을 출력한다. 동기좌표계상에서 전원전압의 유효축( $d$ 축) 성분을  $V_m^*$ 라하면 출력된  $\alpha$ 값으로부터 DC-링크를 일정하게 유지하기 위한 무효축( $q$ 축) 전압지령값  $-V_m^* \sin\alpha$ 를 얻게 된다. 유효축( $d$ 축) 지령값은 부하에 일정한 전압을 공급하기 위해서는 그림 5(a)에서처럼  $V_m^*$ 가 아닌  $V_m^* \cos\alpha$ 로 된다. 왜냐하면 부하는 전원전압이 아닌 PCC단의 전압을 공급받기 때문이다. 즉 DC-링크를 충전시키기 위해 무효축 지령값이 발생했으므로 유효축 지령값이 감소되어야만 부하는 원래의 전원전압과 같은 크기의 전압을 공급받게 된다. 만약 유효축 지령값을  $V_m^*$ 로 주게 되면 그림 5(b)의 외부원처럼  $\alpha$ 값의 크기에 따라 증가된 전압이 부하에 공급되며  $\alpha$ 값 변동시 출력전압 역시 변동하게 되므로 일정전압을 공급할 수 없게 된다. DC-링크 전압제어기의 출력값은 DC-링크를 일정하게 충전시키기 위한 LIDVR의 필터단의 지령전압이며 정전압을 위한 제어는 다음의 출력전압제어에서 수행된다.

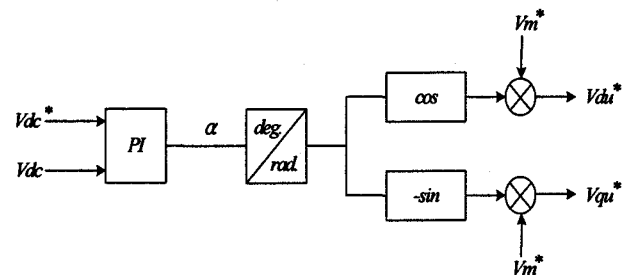


그림 4 DC-링크 전압제어기 블록도  
 Fig. 4 A block diagram of DC-link voltage controller.

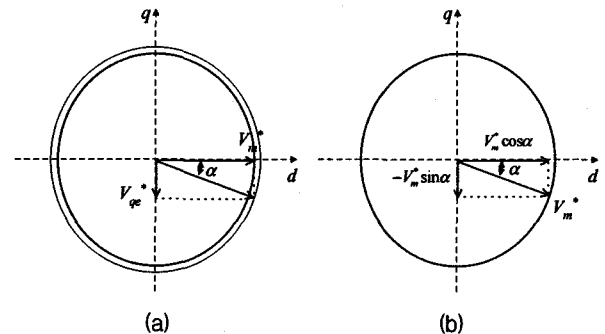


그림 5  $\alpha$ 값과 PCC단 지령전압  
 Fig. 5 The relation between  $\alpha$  and voltage of PCC.

#### 3.2 출력전압제어

보상기의 전체적인 제어는 LC필터를 갖는 UPS의 일반적인 제어방식과 동일한 형태로 이루어 지는데 LC필터를 갖는 UPS의 경우 외부전압제어 루프안에 부하전류의 변동을 보상하고 인버터의 출력전류를 전압제어기 안에 두는 것이 일반적이다. 이와 마찬가지로 여기에서도 전압보상기로 사용되는 3상 PWM 컨버터의 출력전압을 제어하기 위하여 필터 커패시터에 걸리는 전압을 동기좌표축상에서 전압제어하고 컨버터 출력전류를 안정한 범위 이내로 제한하기 위해서 전

압제어 루프 내에 컨버터 출력 전류의 제어루프를 두는 이중 제어구조를 갖도록 한다. 이때 UPS와 마찬가지로 내부 전류제어 루프는 또한 부하변동에 의한 외란을 전향보상하는 효과를 얻도록 해준다. 앞절에서 구한 식(7)부터 식(10)까지를 이용하여 LDVR의 전압 및 전류제어기를 구성하면 다음과 같다.

$$i_d^{e*} = (K_p + \frac{K_f}{s})(V_{du}^{e*} - V_{du}^e) - \omega C_f V_{qu}^e + i_d^e \quad (11)$$

$$i_q^{e*} = (K_p + \frac{K_f}{s})(V_{qu}^{e*} - V_{qu}^e) + \omega C_f V_{du}^e + i_q^e \quad (12)$$

$$V_d^{e*} = (K_p + \frac{K_f}{s})(i_d^{e*} - i_d^e) - \omega L_f i_{qu}^e + V_{du}^e \quad (13)$$

$$V_q^{e*} = (K_p + \frac{K_f}{s})(i_q^{e*} - i_q^e) + \omega L_f i_{du}^e + V_{qu}^e \quad (14)$$

식(11)부터 식(14)를 이용하면 그림 6과 같이 전압 및 전류제어기 블록도를 나타낼 수 있다. 그림에서 전압지령값은 DC-링크 전압제어기의 출력값이 된다.

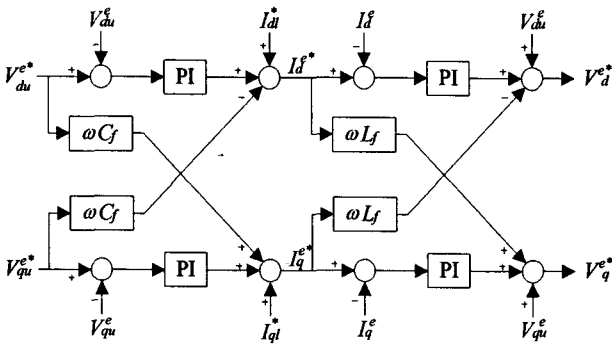


그림 6 LIDVR 시스템의 전압 및 전류제어기 블록도  
Fig. 6 A block diagram of voltage and current controller in LIDVR system.

#### 4. 캐리어 재배치 펄스폭 변조방법 (CRPWM)

##### 4.1 기존의 PWM 방식

캐리어 비교방식의 PWM 방법은 멀티-레벨로 확장이 간편하며 기존의 전압-시간 평균 이론에 바탕을 둔 공간 벡터 PWM방법의 특성을 유지하는 방법이지만 이는 다이오드 클램프 인버터를 중심으로 개발된 PWM 기법이다. 이 방법을 H-Bridge 인버터에 그대로 적용하게 되면 각 스위치의 스위칭 주파수와 전류의 실효값이 다르게 되며 이로 인해 스위칭 손실과 도통 손실이 다르게 되어 소자의 이용률 측면에서 매우 비효율적인 특성을 갖게 되는 단점을 갖게 되므로 이에 대한 개선이 요구된다. 그림 7은 변조 지수 곱형의 한 주기에 대해서 7-레벨 다이오드 클램프 인버터에 적용되는 캐리어 비교방식 공간 벡터 PWM방법을 나타낸 그림이다. 그림에서 가는 실선은 캐리어를 굵은 실선은 유효상전압을 나타내며 6가지의 스위칭 상태를 포함하고 있다. 유효상전압과 캐리어가 만나는 교점에서 스위칭이 일어나며 표 1에서 스위칭 상태가 '6'에서 '5'로 변할 때는 스위치

$S_{a1}$ 에서, '5'에서 '4'로 변할 때는 스위치  $S_{a2}$ 에서, '4'에서 '3'로 변할 때는 스위치  $S_{a3}$ 에서, '3'에서 '2'로 변할 때에는 스위치  $S_{a4}$ 에서, '2'에서 '1'로 변할 때에는 스위치  $S_{a5}$ 에서, '1'에서 '0'로 변할 때에는 스위치  $S_{a6}$ 에서 각각 스위칭이 일어나는 것을 알 수 있다. 따라서 이 그림에서 스위치  $S_{a1}$ 과  $S_{a6}$ 이 다른 스위치보다 더 많은 스위칭 횟수를 가진다. 또한 유효상전압이 캐리어보다 클 때 전류는 도통이 되며 작을 때는 차단이 되므로 스위치  $S_{a1}$ 에서 스위칭이 일어나고 있을 때  $S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}, S_{a5}, S_{a6}$ 은 계속 도통 상태에 있게 되고  $S_{a2}$ 에서 스위칭이 일어나고 있을 때는  $S_{a1}$ 은 차단 상태에  $S_{a3}, S_{a4}, S_{a5}, S_{a6}$ 은 도통 상태에 있게 된다. 따라서  $S_{a6}$  소자쪽으로 갈수록 전류가 흐르는 시간이 증가하게 되므로 소자의 전류 실효값도 커지게 된다.

그림 1에서 각 셀의 전압을  $E_{xy}$  ( $x=a,b,c$  이며  $y=1,2,3$ )로 표시하고 그림처럼 DC 전류가 PCC로 흐른다고 가정했을 경우 한 상의 3개의 셀전압은 스위치 상태에 따라 표 1처럼 나타낼 수 있다. 표에서 C는 충전, D는 방전 그리고 N은 충전방전과 무관한 상태를 각각 표시한다. PWM을 위한 기준전압이 그림 7과 같이 발생했다고 가정했을 경우 기준전압의 한 주기에 대한 스위치 상태는 '3-4-5-6-5-4-3-2-1-0-1-2-3'로 변하게 되며 가운데 셀 전압인  $E_{a2}$ 는 충전상태와 방전상태가 반주기 대칭성을 갖기 때문에 결과적으로 한 주기에 대해 평형을 이룰 수 있으나  $E_{a1}$ 은 기준전압 한 주기에 대해 C-C-N-D-N-C-C-C-C-C-C-C-C와 같은 충전방전 상태를 가지므로 결국 커패시터 전압이 증가되며 반대로  $E_{a3}$ 는 D-D-D-D-D-D-D-D-N-C-N-D-D의 상태로 인해 커패시터 전압이 감소되게 된다. 즉 가운데 셀 전압은 전압균형을 이룰 수 있으나 상단과 하단 커패시터 전압은 각각 충전 및 방전되어 커패시터 전압의 불균형이 발생되며 이는 개별 커패시터 제어기를 사용하더라도 PWM 방법의 구조적인 문제로 인해 상단과 하단의 커패시터 전압을 제어할 수 없게 된다.

다시 말해 다이오드 클램프 인버터에 적용되는 PWM 방법은 상전압 리던던시가 없기 때문에 스위치의 이용률에 대한 문제점과 H-Bridge 컨버터에 사용했을 경우 셀 커패시터 전압의 불균형 문제가 발생된다.

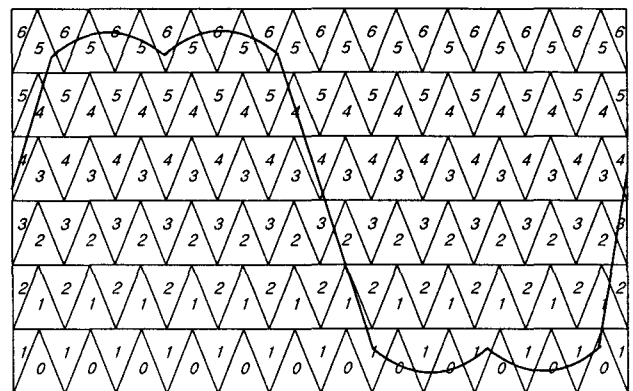


그림 7 다이오드 클램프 인버터에 적용되는 기존의 캐리어 비교방식 PWM방법  
Fig. 7 Conventional carrier-based PWM method for diode clamped inverter.

표 1 기존 PWM 방법의 레그전압, 스위치상태와 스위치 시퀀스 및 셀전압

Table 1 Leg voltages, switch states, switch sequences and cell voltages of the conventional PWM method.

| Output leg voltage( $V_{an}$ ) | Switch State | Switch Sequence |          |          |          |          |          | Cell Voltage |          |          |
|--------------------------------|--------------|-----------------|----------|----------|----------|----------|----------|--------------|----------|----------|
|                                |              | $S_{a1}$        | $S_{a2}$ | $S_{a3}$ | $S_{a4}$ | $S_{a5}$ | $S_{a6}$ | $E_{a1}$     | $E_{a2}$ | $E_{a3}$ |
| $V_{dc}/2$                     | 6            | 1               | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | D            | D        | D        |
| $V_{dc}/3$                     | 5            | 0               | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | N            | D        | D        |
| $V_{dc}/6$                     | 4            | 0               | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | C            | D        | D        |
| 0                              | 3            | 0               | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | C            | N        | D        |
| $-V_{dc}/6$                    | 2            | 0               | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | C            | C        | D        |
| $-V_{dc}/3$                    | 1            | 0               | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | C            | C        | N        |
| $-V_{dc}/2$                    | 0            | 0               | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | C            | C        | C        |

4.2 캐리어 제배치 PWM 방식

그림 8은 7-레벨 H-Bridge 인버터에 대해서 제안한 새로운 캐리어 비교방식 PWM방법에 대한 그림이다. 그림에서 가는 실선은 기존의 캐리어 웨이브를 굵은 실선은 유효 상전압을 나타내며 표 2의 스위치 상태를 사용하였다. 제안한 새로운 캐리어는 한 샘플링 주기동안 한번의 스위칭이 발생해야 하며 출력전압은 같으나 스위칭 시퀀스가 다른 스위칭 상태인 리턴턴시가 고르게 사용되어야 한다는 2가지의 규칙에 의해 표 2와 그림 8에서 유도되어진다. 그림 9는  $S_{a1}$  스위치에 대한 캐리어이며 다른 스위치의 캐리어는 각각  $2T_s$ ,  $4T_s$ ,  $6T_s$ ,  $8T_s$ ,  $10T_s$  씩 쉬프트하여 얻어진다. 따라서 같은 기준전압에 대한 각 스위치의 게이트 펄스는 식 (15)처럼 나타낼 수 있다. 만약 각 스위치의 캐리어를 동일하게 사용하면 식 (15)와 같은 게이트 펄스를 얻기 위해서는 식 (16)과 같은 기준전압이 발생해야 한다. 각 스위치의 전류는 기준전압에 대해 식 (17)처럼 부하에 따른 위상차를 갖고 흐르게 된다. 결국 각 스위치에 흐르는 실효값은 식 (18)처럼 서로 같게 된다.

$$g_{a1}(t) \approx g_{a2}(t-2T_s) \approx \dots \approx g_{a6}(t-10T_s) \quad (15)$$

$$v_{aref1}(t-10T_s) \approx v_{aref2}(t-8T_s) \approx \dots \approx v_{aref6}(t) \quad (16)$$

$$i_{a1}(t-10T_s - \psi) \approx i_{a2}(t-8T_s - \psi) \approx \dots \approx i_{a6}(t - \psi) \quad (17)$$

$$I_{S_{a1}} \approx I_{S_{a2}} \approx \dots \approx I_{S_{a6}} \quad (18)$$

단,  $g_{ax}(x=1\sim6)$ 은  $a$ 상의  $x$ 번 스위치의 게이트 신호이며,  $v_{arefx}(x=1\sim6)$ 은 같은 게이트 신호를 얻기 위한  $a$ 상의  $x$ 번 스위치에 대한 가상의 기준전압이며,  $i_{ax}(x=1\sim6)$ 은  $a$ 상의  $x$ 번 스위치에 대한 전류이며,  $I_{S_{ax}}(x=1\sim6)$ 은  $a$ 상의  $x$ 번 스위치에 대한 실효값을 나타낸다.

그림 1에서 DC 전류가 PCC로 흐른다고 가정했을 경우 한 상의 3개의 셀전압은 스위치 상태에 따라 표 2처럼 나타낼 수 있다. PWM을 위한 기준전압이 그림 8과 같이 발생했다고 가정했을 경우 기준전압의 한 주기에 대한 스위치 상태는 '3x-4x-5x-6-5x-4x-3x-2x-1x-0-1x-2x-3x'로 변하게 된다.

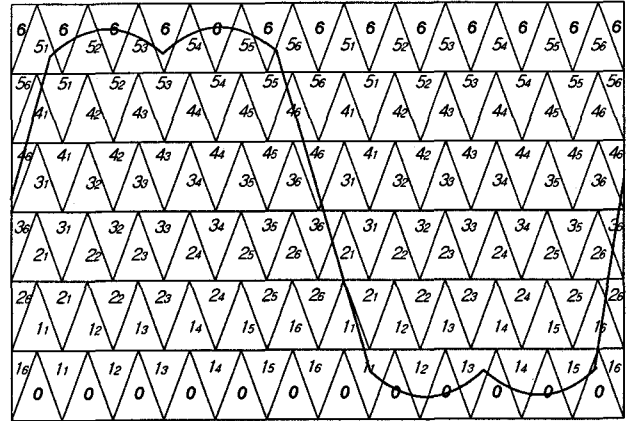


그림 8 H-Bridge 인버터를 위한 제안된 CRPWM 방법  
Fig. 8 The proposed CRPWM method for H-bridge inverter.

표 2 7-레벨 H-Bridge 인버터의 레그 전압, 스위치 상태와 스위치 시퀀스 및 셀전압

Table 2 Leg voltages, switch states, switch sequences and cell voltages of 7-Level H-Bridge inverter.

| Output leg voltage( $V_{an}$ ) | Switch State   | Switch Sequence |          |          |          |          |          | Cell Voltage |          |          |
|--------------------------------|----------------|-----------------|----------|----------|----------|----------|----------|--------------|----------|----------|
|                                |                | $S_{a1}$        | $S_{a2}$ | $S_{a3}$ | $S_{a4}$ | $S_{a5}$ | $S_{a6}$ | $E_{a1}$     | $E_{a2}$ | $E_{a3}$ |
| $V_{dc}/2$                     | 6              | 1               | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | D            | D        | D        |
|                                | 5 <sub>1</sub> | 0               | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | N            | D        | D        |
|                                | 5 <sub>2</sub> | 1               | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | N            | D        | D        |
|                                | 5 <sub>3</sub> | 1               | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        | D            | N        | D        |
|                                | 5 <sub>4</sub> | 1               | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        | D            | N        | D        |
|                                | 5 <sub>5</sub> | 1               | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        | D            | D        | N        |
| $V_{dc}/6$                     | 4 <sub>1</sub> | 0               | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | N            | D        | N        |
|                                | 4 <sub>2</sub> | 0               | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | C            | D        | D        |
|                                | 4 <sub>3</sub> | 1               | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | N            | N        | D        |
|                                | 4 <sub>4</sub> | 1               | 1        | 0        | 0        | 1        | 1        | D            | C        | D        |
|                                | 4 <sub>5</sub> | 1               | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | D            | N        | N        |
|                                | 4 <sub>6</sub> | 1               | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | D            | D        | C        |
| 0                              | 3 <sub>1</sub> | 0               | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | N            | D        | C        |
|                                | 3 <sub>2</sub> | 0               | 0        | 1        | 1        | 1        | 0        | C            | D        | N        |
|                                | 3 <sub>3</sub> | 0               | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | C            | N        | D        |
|                                | 3 <sub>4</sub> | 1               | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | N            | C        | D        |
|                                | 3 <sub>5</sub> | 1               | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | D            | C        | N        |
|                                | 3 <sub>6</sub> | 1               | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | D            | N        | C        |
| $-V_{dc}/6$                    | 2 <sub>1</sub> | 0               | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | N            | N        | C        |
|                                | 2 <sub>2</sub> | 0               | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | C            | D        | C        |
|                                | 2 <sub>3</sub> | 0               | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | C            | N        | N        |
|                                | 2 <sub>4</sub> | 0               | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | C            | C        | D        |
|                                | 2 <sub>5</sub> | 1               | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | N            | C        | N        |
|                                | 2 <sub>6</sub> | 1               | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | D            | C        | C        |
| $-V_{dc}/3$                    | 1 <sub>1</sub> | 0               | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | N            | C        | C        |
|                                | 1 <sub>2</sub> | 0               | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | C            | N        | C        |
|                                | 1 <sub>3</sub> | 0               | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | C            | N        | C        |
|                                | 1 <sub>4</sub> | 0               | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | C            | C        | N        |
|                                | 1 <sub>5</sub> | 0               | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | C            | C        | N        |
|                                | 1 <sub>6</sub> | 1               | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | N            | C        | C        |
| $-V_{dc}/2$                    | 0              | 0               | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | C            | C        | C        |

$E_{a1}$ 에서 각 상태에 대한 충전전 상태의 개수를 나타내면 C2D2-C1D3-D4-D-D4-C1D3-C2D2-C3D1-C4-C-C4-C3D1-C2D2로 표시할 수 있으며 기준전압 반주기에 대해 충전전이 대칭성을 가지게 되어 결과적으로 한 주기에 대해 커패시터 전압의 균형을 이룰 수 있다. 또한 다른 셀전압인  $E_{a2}$ 와  $E_{a3}$ 에 대해서도 각 스위치 상태에 대한 충전전 상태가 '3x'상태를 기준으로 대칭성을 갖기 때문에  $E_{a1}$ 과 동일하게 기준전압의 반주기에 대해 충전전이 대칭성을 가지게 될 수 있다. 물론 그림 8에서와 같이 기준전압이 선형적으로 증가하거나 감소하는 각 60도에 해당하는 부분에서는 어느 특정 리턴턴시를 갖는 상태가 선택될 수 있으며 이로 인해 커패시터 전압의 미세한 불균형이 발생될 수 있지만 그림 4의 DC-링크 전압제어기에서 이를 보상하기 위한 PWM 기준전압을 발생시키게 되며 각 셀 전압은 대칭성으로 인해 1개의 커패시터 전압을 궤환 받더라도 개별 전압을 동시에 증가 혹은 감소시켜 전압 균형을 이루게 된다.

따라서 캐리어 재배치 PWM 방식은 개별 스위치의 스위칭 주파수와 전류의 실효값을 같게 할 수 있으며 컨버터로 사용 시에도 개별 커패시터 전압 균형을 이룰 수 있는 장점을 갖게 된다.

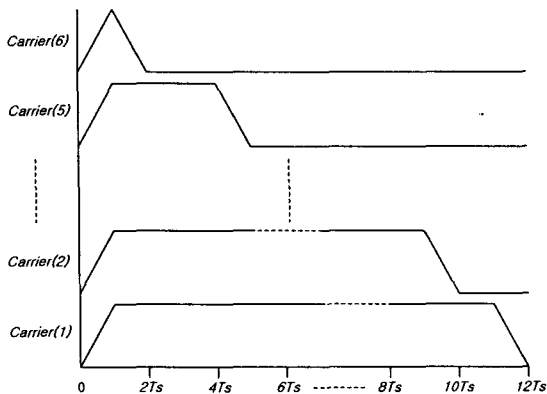


그림 9 7-레벨에 대한 스위치 Sa1에 대한 새로운 캐리어  
Fig. 9 New carrier of the switch Sa1 for 7-Level.

### 5. 시스템의 성능결과

#### 5.1 시뮬레이션 결과

제안된 DC-링크 전압제어 및 정현파 출력전압제어 그리고 시스템의 동작특성을 분석하기 위하여 Matlab을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 회로도도 그림 1과 같으며 전체적인 시뮬레이션 시나리오는 그림 10과 같다.

0.4초에 부하를 인가하였고 1초에 순간전압강하 30%를 발생시켜 이를 0.6초 동안 지속시켰다. 1.6초에 전원전압을 회복시켰으며 2초에 모든 시뮬레이션을 마치게 된다.

표 3은 시뮬레이션 수행시 사용된 파라미터로서 부하로는 선형 부하인 저항부하를 사용하였다. 총 DC-링크 전압이 420V 이므로 7-레벨 H-Bridge 인버터를 구성하는 개별 모듈 전압은 70V가 된다.

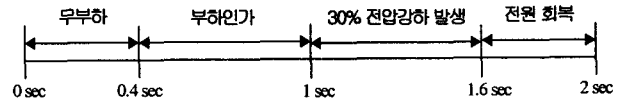


그림 10 시뮬레이션 시나리오  
Fig. 10 Simulation Scenario.

표 3 시스템 파라미터  
Table 3 System Parameters.

|            |                   |
|------------|-------------------|
| 입력 선간전압    | 220 [V]           |
| 총 DC-링크 전압 | 420 [V]           |
| 샘플링 주기     | 120 [μsec]        |
| 입력 및 출력주파수 | 60 [Hz]           |
| LC 필터      | 60 [μH], 120 [μF] |
| 선로 리액터     | 20 [mH]           |
| DC-링크 정전용량 | 3300 [μF]         |
| 선형부하       | 48 [Ω]            |

그림 11은 a상에 대한 3개의 DC 모듈 전압의 출력 파형으로써 부하 인가 및 순간전압강하 발생 그리고 전원 회복 시에 각 모듈의 DC 전압은 과도상태를 거쳐 일정하게 제어 가 잘 이루어지고 있음을 보여준다. 이는 제안된 CRPWM 방법에 의해 하나의 DC 전압을 궤환 받아 제어하더라도 커패시터를 충전 및 방전시키는 전류가 같아지기 때문이다.

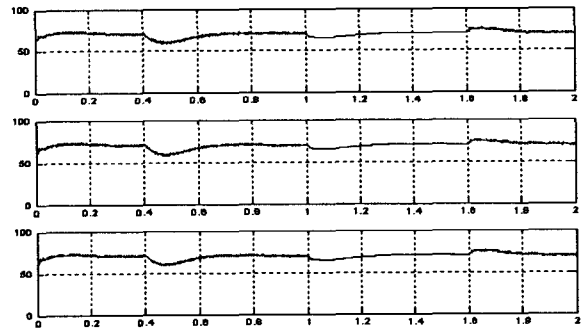


그림 11 a상의 DC 모듈 전압( $E_{a1}$ ,  $E_{a2}$ ,  $E_{a3}$ )  
Fig. 11 DC module voltages( $E_{a1}$ ,  $E_{a2}$ ,  $E_{a3}$ ) of a-phase.

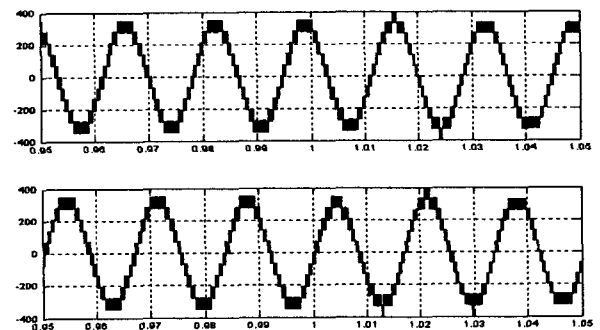


그림 12 필터링 전의 LIDVR 출력 선간전압( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ )  
Fig. 12 Output line-to-line voltage( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ) of LIDVR before filtering.

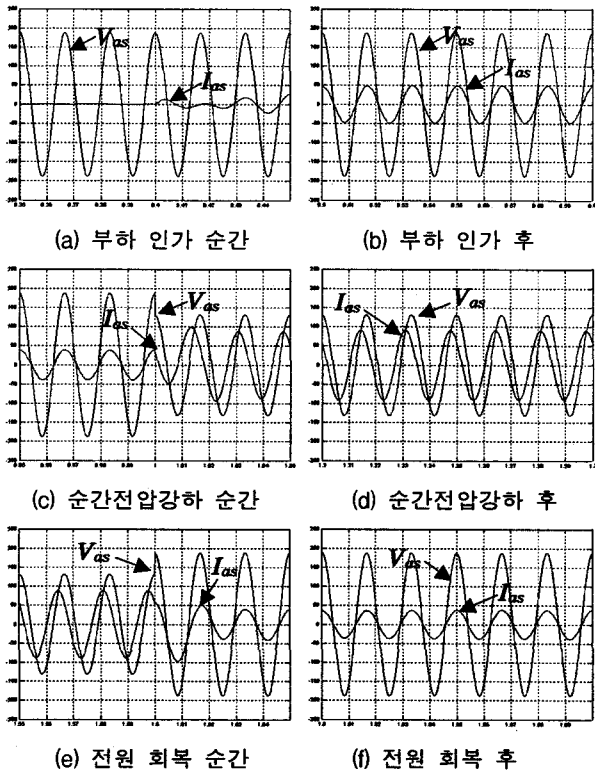


그림 13 a상의 전원상전압( $V_{as}$ )과 전원상전류( $I_{as}$ )  
 Fig. 13 Source phase voltage( $V_{as}$ ) and current( $I_{as}$ ) of a-phase.

그림 12는 순간전압발생 순간에 필터 전단의 LIDVR 출력 선간전압 파형으로써 7-레벨 H-Bridge 컨버터에서 CRPWM을 사용하였을 경우의 출력파형이다. 멀티레벨 컨버터를 사용하여 PWM을 할 경우 출력파형은 정현파에 가까운 모양을 가지므로 고조파가 적게 포함되어 있으므로 출력필터의 크기를 작게 할 수 있는 장점을 가지며 CRPWM을 사용했을 경우 다른 PWM방법보다도 더 적은 고조파를 가지게 된다.

그림 13은 시뮬레이션 동안의  $\alpha$ 상의 전원상전압( $V_{as}$ )과 전원상전류( $I_{as}$ )를 나타내며 (a)는 부하 인가시, (b)는 부하 인가후, (c)는 30% 전압강하 발생 순간, (d)는 30% 전압강하 발생 지속시, (e)는 전원 회복 순간, (f)는 전원 회복 후의 파형으로서 앞서 동작원리에서 살펴본 바와 같이 정상상태에서는 역률 1의 전류가 흐르며 전압강하시에는 전압의 전류가 흐름을 알 수 있다. 여기서 전원전류는 실제값보다 10배를 하여 측정하였다. 전원전압이 정상인 경우에는 자동적으로 역률제어가 수행됨으로 부하의 고조파로 인한 손실을 줄일 수 있는 장점을 가진다. 순간전압강하가 발생하였을 경우에는 역률제어를 수행하지 않고 감소된 전압을 보상하여 부하에 일정한 전압을 공급할 수 있도록 동작한다.

그림 14는 각 상태에서  $\alpha$ 상의 전원상전압( $V_{as}$ )과 필터 후단의 LIDVR 출력 전압( $V_{au}$ ) 파형으로서 그림 14(a)의 부하 인가 순간과 그림 14(c)의 순간전압강하 발생시에도 출력전압이 지연없이 정현적으로 제어가 잘 이루어짐을 보여준다. 또한 전원전압에 대해 출력전압은  $\alpha$ 의 위상차를 가지며 부하시에는 위상차가 작지만 전압강하시에는 위상차가 증가하여 보조 배터리 회로 없이도 DC-링크 커패시터를 충전시키면서 지속적으로 전압강하를 보상하게 된다.

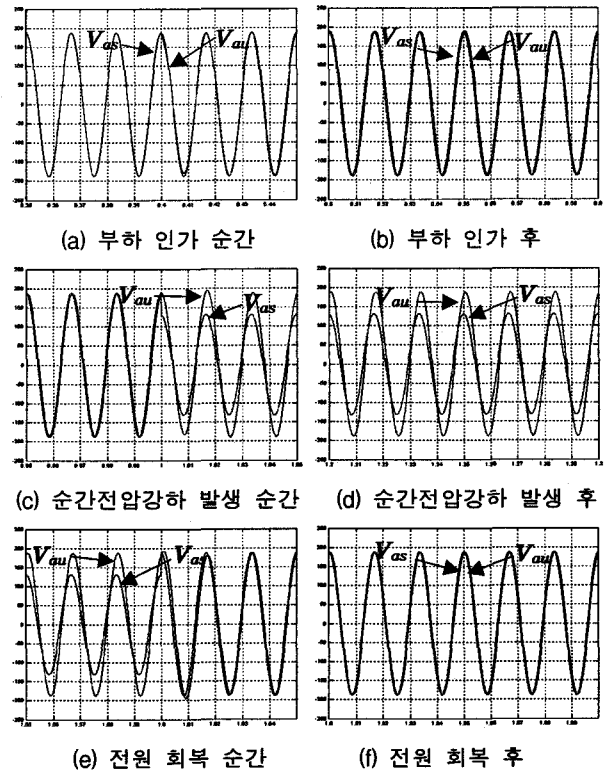


그림 14 전원상전압( $V_{as}$ )과 필터 후단의 출력전압( $V_{au}$ )  
 Fig. 14 Source phase voltage( $V_{as}$ ) and output phase voltage( $V_{au}$ ) after filtering at PCC.

5.2 실험 결과

그림 1의 회로도를 토대로 실험장치를 구성하였고 그림 15에 이를 나타내었다. 그림 15의 좌측 그림은 실험장치의 정면도로 DSP(TMS320C31)를 사용한 제어보드, 파워 서플라이, 시퀀스 동작을 위한 MC, 전류센서, 퓨즈 및 멀티레벨 PWM을 위한 게이팅부 들로 구성된다. 그림 15의 우측 그림은 실험장치의 측면도로 위의 3단은 3상에 대한 스택으로 각 단은 IGBT들로 3개의 모듈로 구성된다. 4번째 단은 입력 전압을 측정하기 위한 변압기와 제어전원 인터페이스부로 구성되며 마지막 단은 필터 및 리액터로 구성하였다. 표 3의 시뮬레이션 조건과 동일하게 실험장치의 파라미터를 선정하였다.

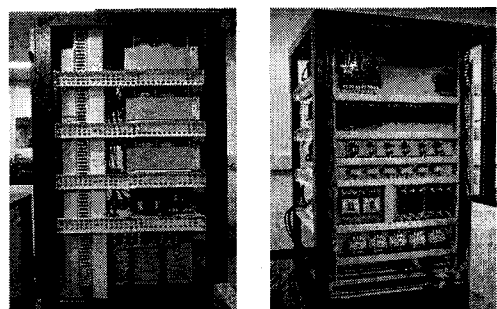


그림 15 7-레벨 H-Bridge 인버터로 구성된 LIDVR 시스템  
 Fig. 15 LIDVR system using 7-level H-Bridge inverter.



그림 16은 제안된 CRPWM 방법에 의해 생성된 한 모듈에 대한 게이팅 펄스를 나타낸 파형이다. H-Bridge 한 모듈은 4개의 스위치로 되어있으며 2개의 스위치는 암쇼트 방지를 위해 상보적인 동작을 하므로 PWM을 결정하는 스위치는 2개이며 그림 16은 이들에 대한 파형이다. 그림에서 두 개의 스위치는 스위칭 횟수가 같으며 두 스위치의 게이팅 펄스가  $2T_s$ 의 위상차를 가짐을 보여주며 이 특성으로 인해 모든 스위치에 흐르는 실효값은 같게 된다.

그림 17은 7-레벨 H-Bridge 컨버터의 9개의 DC 커패시터 전압 중 위로부터 a상의 첫 번째와 b상의 두번째 그리고 c상의 3번째에 해당하는 커패시터 전압에 대한 파형이다. 각 파형은 -20V의 오프셋 전압을 설정하였기 때문에 모듈전압은 70V가 되며 제안된 CRPWM 방법과 제어 알고리즘에 의해 일정하게 유지되고 있음을 보여준다.

그림 18은 LIDVR 출력단에 있는 LC 필터를 통과하기 이전의 PWM된 선간전압에 대한 파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 7-레벨 H-Bridge 컨버터에서 출력되는 파형들은 2-레벨 시스템에 비해 보다 정현파에 가깝기 때문에 출력필터의 크기를 감소시킬 수 있는 장점을 가지게 된다.

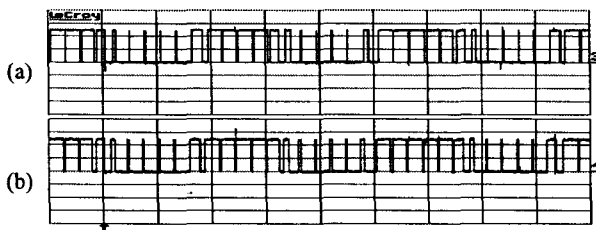


그림 16 CRPWM방법에 의한 게이팅 전압  
Fig. 16 Gating pulses by CRPWM method.

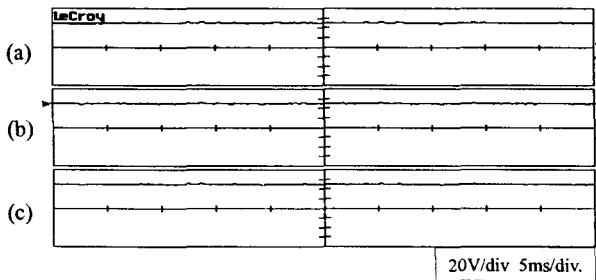


그림 17 각 모듈의 DC-링크 전압 (오프셋 = -20V)  
Fig. 17 DC-link voltages of each module (offset = -20V).

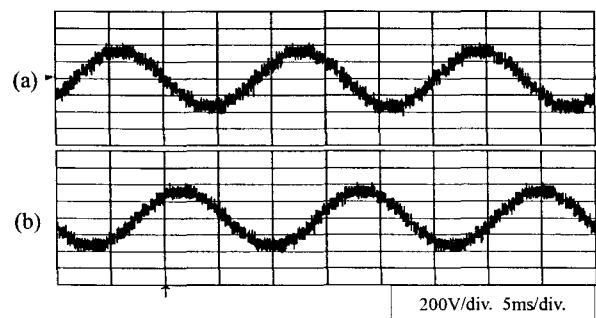


그림 18 필터링 전의 DVR 출력 선간전압  
Fig. 18 Output line-to-line voltages of LIDVR before filtering.

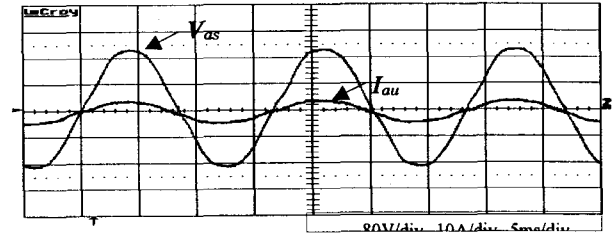


그림 19 전원 상전압과 전원 상전류 (전원전압 정상시)  
Fig. 19 Source phase voltage and source phase current when source voltage is normal.

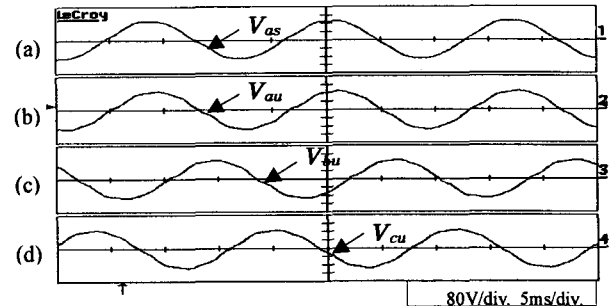


그림 20 전원 상전압과 필터링 후의 DVR 출력 상전압 (전원전압 정상시)  
Fig. 20 Source phase voltage and output phase voltage after filtering when source voltage is normal.

그림 19는 전원전압이 정상일 경우 전원상전압( $V_{as}$ )과 전원상전류( $I_{as}$ )를 나타낸 파형이다. 앞서 설명한 바와 같이 전원전압이 정상일 경우에 자동적으로 역률이 1이 되고 있음을 보여준다. 그림 20은 전원상전압( $V_{as}$ )과 필터링 후의 DVR 출력 상전압( $V_{au}$ ,  $V_{bu}$ ,  $V_{cu}$ )을 나타낸 파형이다. 이 그림에서 전원상전압과 출력상전압은 a의 위상차를 갖고 있음을 알 수 있고 출력전압이 정현적으로 제어되고 있음을 알 수 있다.

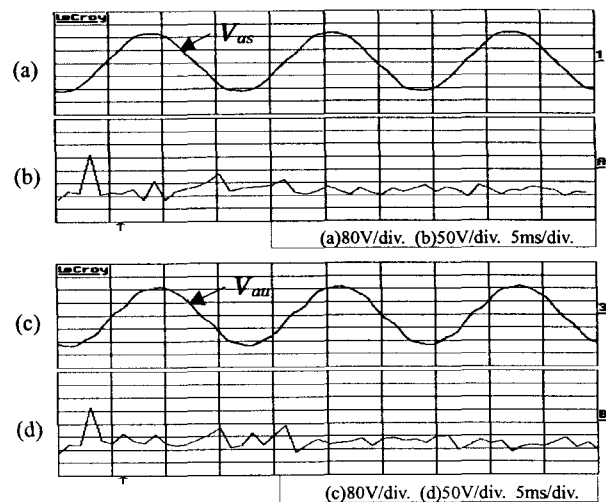


그림 21 전원전압 정상시에 전원 상전압(a)와 FFT(b), 필터링 후의 PCC단 상전압(c)와 FFT(d)  
Fig. 21 Source phase voltage(a), its FFT(b), Output phase voltage at PCC after filtering(c), and its FFT(d) when source voltage is normal.

그림 21은 각각 전원상전압과 출력상전압을 FFT한 결과를 나타낸다. 그림에서 전원상전압에 5차와 7차 고조파가 함유되고 있음을 보여주며 이로 인해 출력상전압에도 이들 고조파가 함유되고 있음을 보여준다. LIDVR 시스템은 전원전압의 고조파를 보상하는 기능이 없으므로 이들을 제거하기 위해서는 능동전력필터와 같은 다른 전력변환장치가 요구된다.

그림 22는 전원전압에 30%의 순간전압강하가 발생하였을 경우(상)와 30%의 순간전압상승이 발생하였을 경우(하)에 대한 전원상전압( $V_{as}$ )과 출력상전압( $V_{au}$ )에 대한 파형이다. 전원전압에 순간적인 전압강하를 발생시키는 방법의 어려움으로 인해 전원전압은 그대로 유지하면서 순간적으로 출력전압의 크기를 30%증가시켜 상대적으로 전원전압에 순간전압강하가 발생하였다고 설정하였고 반대로 순간전압상승은 출력전압을 30%를 감소시켰다. 그림에서 30%의 순간전압강하 및 순간전압상승이 발생하여도 출력상전압이 일정하게 유지되고 있음을 보여주며 직렬주입 변압기를 사용한 순간전압강하 보상기와는 다르게 전압강하나 상승이 지속되어도 일정전압제어 알고리즘에서 전원전압에 대해 출력전압이 위상변위를 가지도록 제어가 되기 때문에 지속적인 보상이 가능하게 된다.

그림 23은 전원상전압( $V_{as}$ )과 전원상전류( $I_{as}$ )를 나타낸 파형으로 순간전압강하시(좌)에는 전원전압에 대해 진상의 전류가 흐르며 순간전압상승시(우)에는 지상의 전류가 흐름을 나타낸다. 시스템 동작에서 고찰한 바와 같이 순간전압강하 및 순간전압상승이 발생하였을 경우에 LIDVR시스템은 역률 제어를 하지 않고 일정전압을 유지하기 위한 제어를 수행하고 있음을 보여준다.

그림 24는 순간전압강하(좌) 및 순간전압상승(우)이 발생한 순간의 과도상태에 대한 전원상전압( $V_{as}$ )과 출력상전압( $V_{au}$ )을 나타낸 파형이다. 순간전압강하시에는 출력전압이 정상상태보다 증가하기 때문에 지연이 발생되고 있음을 나타내고 있으나 순간전압상승시에는 출력전압이 정상상태보다 감소하므로 빠르게 보상되고 있음을 보여준다. 순간전압상승시에는 출력전압이 감소하게 되어 컨버터의 변조비수가 감소하게 되며 이에 따라 출력되는 전압 레벨이 감소하여 필터 후의 전압에 정상상태보다 고조파가 많이 포함되고 있음을 보여주고 있으나 전압 보상은 원활이 이뤄지고 있음을 나타낸다.

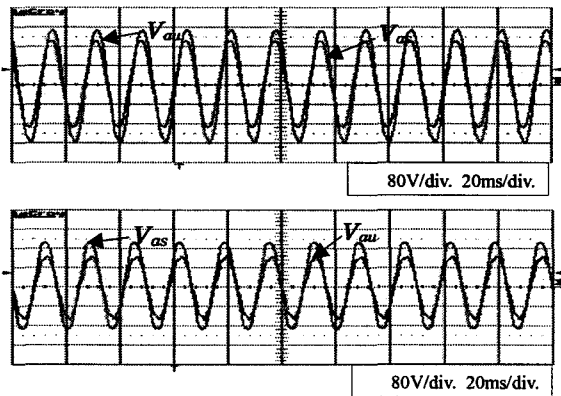


그림 22 전원 상전압( $V_{as}$ )과 필터링 후의 PCC단 출력 상전압( $V_{au}$ ) (상: 30% Sag시, 하: 30% Swell시)  
 Fig. 22 Source phase voltage( $V_{as}$ ) and output phase voltage( $V_{au}$ ) (Top: 30% sag, Bottom: 30% swell).

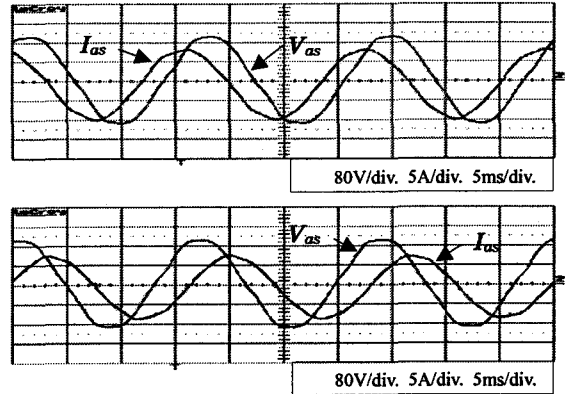


그림 23 전원 상전압( $V_{as}$ )과 전원 상전류( $I_{as}$ ) (상: 30% Sag시, 하: 30% Swell시)  
 Fig. 23 Source phase voltage( $V_{as}$ ) and source phase current( $I_{as}$ ) (Top: 30% sag, Bottom: 30% swell).

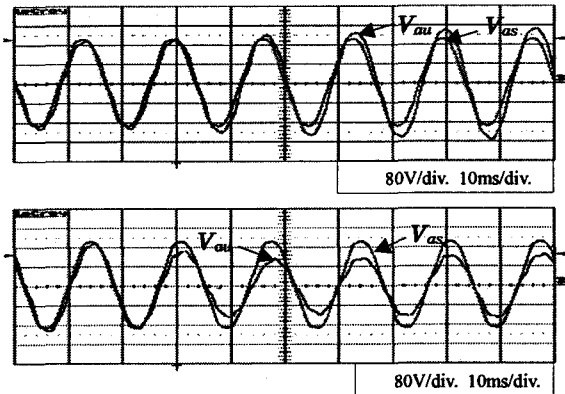


그림 24 과도상태시의 전원 상전압( $V_{as}$ )과 필터링 후의 PCC단 출력 상전압( $V_{au}$ ) (상: 30% Sag시, 하: 30% Swell시)  
 Fig. 24 Source phase voltage( $V_{as}$ ) and output phase voltage( $V_{au}$ ) for the transient state(Top: 30% sag, Bottom: 30% swell).

## 6. 결 론

본 논문에서는 7-레벨 H-Bridge 인버터를 적용한 라인 인터랙티브 동적전압보상기에 대해 CRPWM 방법을 적용하여 멀티레벨 컨버터 사용시 각 모듈의 커패시터 전압과 출력전압을 일정하게 유지하기 위한 제어 방법에 대한 알고리즘을 제안하였다. 또한 제안된 방법을 시뮬레이션을 통하여 분석하였고 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

제안된 시스템은 일반적인 보상기와는 달리 직렬주입형 변압기를 사용하지 않으므로 기존 보상기가 갖고 있는 문제점인 응답속도가 느리며 1차측 단락사고시 보상기의 보호 문제, 정확한 보상시점의 감지의 어려움, 역률제어의 난이성, 별도의 충전장치 등에 대한 대안을 제시하였다. 또한 순간전압강하가 지속될 경우 기존의 보상기의 용량 범위 안에서 보상시간이 결정되나 제안된 보상기는 DC-링크 전압제어 알고리즘에 의해 전압강하가 지속되더라도 충전하면서 동시에 효과적인 보상이 가능함을 제시하였다. 향후 전원 전압 비대칭과 부하 불평형에 대한 연구가 수행되어야 될 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

[1] N.G. Hingorani, "Introducing custom power," IEEE spectrum, vol.32, pp. 41- 48, June 1995.

[2] Hingorani N.G., "Flexible AC Transmission System", IEEE Spectrum, pp.40-45, Apr. 1993.

[3] 박종근, 한병문, 문승일, "송전용 FACTS 기기 개발 동향 UPFC의 개념과 송전계통 적용 현황," 대한전기학회지, 제 47권, 3호, pp.25-31, 1998.

[4] 노대석, 김용상, 김재연, "배전계통기술의 신조류," 대한전기학회지, 제49권, 4호, pp.31-39, 2000.

[5] Math H. J. Bollen, Understanding Power Quality Problems, IEEE Press, 2000.

[6] Arindam Ghosh and Gerard Ledwich, Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices, Kluwer Academic Publishers, 2002.

[7] F. Z. Peng, J. W. McKeever and D. J. Adams, "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 6, pp. 1293-1298, Nov./Dec. 1998.

[8] F. Z. Peng, "Application Issues of Active Power Filters," IEEE Industry Application Magazine, pp.21-30, Sept./Oct. 1998.

[9] J.G. Nielsen, F. Blaabjerg, "Comparison of system Topologies for dynamic voltage restorers," IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, 2397-2403, 2001.

[10] S Karve, "Three of a Kind," IEE Review, vol. 46, pp.27-31, March 2000.

[11] Soren Rathmann, Henry A. Warner, "New generation ups technology, The delta conversion principle," IEEE IAS Conf. Rec., vol. 4, pp.2389-2395, 1996.

[12] Weissbach et al, "A combined uninterruptible power supply and dynamic voltage compensator using a flywheel energy storage system," IEEE Trans. on Power Delivery, vol.16, pp.265-270, April 2001.

[13] N.H. Woodley, L. Morgan, A. Sundaram, "Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer," IEEE Trans. on Power Delivery, vol.14, no.3, pp.1181-1186, July 1999.

[14] S.S. Choi, B.H. Li, D.M. Vilathgamuwa, "Dynamic voltage restoration with minimum energy injection," IEEE Trans. on Power Systems, vol.15, no.1, pp.51-57, Feb. 2000.

[15] Y. Qin and S. Du, "A DSP Based Active Power Filter for Line Interactive UPS," IEEE IECON Conf. Rec., pp.884-888, 1995.

[16] Sergio Augusto Oliveira da Silva et al., "A Comparative Analysis of Control Algorithms for Three Phase Line Interactive UPS Systems with Series Parallel Active Power Line Conditioning Using SRF Method," IEEE PESC Conf. Rec., vol.2,

pp.1023-1028, 2000.

[17] A. Nabae I, Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverters," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, 1981.

[18] H. Foch et al., "Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters," IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 397-403, 1992.

[19] M. Marchesoni, "High Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High Power Voltage Source Inverters," IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 672-683, 1989.

저 자 소 개



강대욱 (姜岱旭)

1970년 6월 4일생. 1998년 한양대학교 전기공학과 졸업(학사). 2000년 동 대학원 졸업(석사). 2004년 동대학원 졸업(공학박). 2004년~현재 한국전기연구원 전동력연구그룹 선임연구원  
Tel : (055)280-1417  
Fax : (055)280-1547  
E-mail : dwkang@keri.re.kr



이우철 (李雨哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업(학사). 1989년 동 대학원 졸업(석사). 2001년 동대학원 졸업(공학박). 1988년~1998년 효성중공업(주) 기술연구소 근무. 2002년~현재 한경대학교 전기공학과 조교수  
Tel : (031)670-5323  
Fax : (031)670-5329  
E-mail : woocheol@hnu.hankyong.ac.kr



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 토 레도대학 교환교수. 1988년~1989년 민헨공과대학 교환교수. 현재 한양대학교 전기제어생체공학부 교수.  
Tel : (02)2290-0345  
Fax : (02)2290-0532  
E-mail : dshyun@hanyang.ac.kr