

# 멀티-레벨 H-Bridge 인버터를 이용한 Line-Interactive DVR

강대욱, 우성민, 김태진, 최창호\*, 현동석  
 한양대학교, 포스콘기술연구소\*

## Line-Interactive DVR Using Multi-Level H-Bridge Inverter

Dae-Wook Kang, Sung-Min Woo, Tae-Jin Kim, Chang-Ho Choi\*, and Dong-Seok Hyun  
 Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ.,  
 R&D Center, POSCON Co. Ltd.\*

### ABSTRACT

Recently, the interest on power quality has been hot issue. The equipments cause voltage disturbance and has become more sensitive to the voltage disturbance. This paper deals with 5-Level H-Bridge Line-Interactive Dynamic Voltage Restorer(LIDVR) system. The LIDVR has following advantages in comparison with the DVR with series injection transformer. It has the power factor near to unity under 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 a voltage controller is proposed to get sinusoidal load voltage with constant amplitude. To find PWM method suitable for H-Bridge converter, two PWM methods are compared and analyzed. Finally, simulation results verify the proposed 5-level H-Bridge LIDVR system.

정확한 보상시점 감지의 어려움, 역률제어의 난이성등의 문제점을 가지고 있다.<sup>[1]-[4]</sup>

본 논문에서는 전력의 용량과 품질을 향상하기 위해 멀티-레벨 H-Bridge를 이용하여 Line-Interactive DVR(LIDVR) 시스템을 사용하였다. 이 시스템은 직렬주입변압기를 사용한 DVR에 비해 시스템 용량은 증가하지만 단일 전력변환장치를 사용하여 정상상태시 자동적으로 역률제어를 수행하며 고조파 전류를 보상하고 순간 정전까지도 보상할 수 있다. 또한 보상속도가 빠르므로 일정한 정현전압을 부하에 공급할 수 있는 장점을 가진다.

이러한 멀티-레벨 H-Bridge LIDVR 시스템의 구성부와 동작원리 및 모델링을 설명하고 PCC단에 일정전압을 공급하도록 동기좌표계상에서의 전압제어방식을 제안한다. 그리고 멀티-레벨 H-Bridge 컨버터의 PWM방법들을 스위칭주파수, 소자의 이용율, 출력전압의 고조파성분 측면에서 비교, 분석하여 사용된 Carrier Redistribution (CR) PWM방법이 적합한 것을 증명한다.<sup>[5][6]</sup>

마지막으로 시뮬레이션 결과를 통해 제안된 방법을 사용한 멀티-레벨 H-Bridge LIDVR 시스템의 성능을 검토한다.

### 1. 서 론

계통상의 사고 혹은 비선형특성을 가진 부하들로 인하여 PCC(Point of Common Coupling)단 전압변동 및 고조파 전류 발생등의 문제점이 나타나며 이는 다른 부하나 전원측의 효율을 감소시키게 된다. 또한 모터와 같이 부하 변동이 빈번한 기기를 사용할 때 부하 증가시 공급전압의 순간적인 전압강하현상이 발생되어 제어전원의 다운 혹은 감소된 입력전압으로 인해 제품의 품질저하등의 손실이 발생된다. 이러한 이유등으로 최근 전력의 용량뿐만 아니라 품질에 대한 관심이 점차 대두되고 있다.

이러한 순간적인 전압강하에 대처하기 위한 기기로는 순간전압보상기(DVR)와 무정전전원공급장치(UPS)가 있다. DVR은 순간적인 전압강하성분만을 직렬주입변압기와 인버터를 사용하여 보상하는 기기로서 UPS에 비해 가격이 저렴하다는 장점을 가지고 있다. 그러나 직렬주입변압기의 사용으로 인해 1차측 단락사고시 DVR의 보호,

### 2. 5-Level H-Bridge Line-Interactive DVR(LIDVR) System

#### 2.1 시스템 구조

그림 1은 5-레벨 H-Bridge LIDVR 시스템의 회로도를 나타낸다. LIDVR 시스템은 컨버터부, 출력필터부, 리액터부로 나누어진다. 5-레벨 H-Bridge로 구성된 컨버터부는 정상상태시와 전압변동시 DC-링크를 일정전압으로 유지시키면서 PCC단 출력전압을 일정하게 제어하는 기능을 한다. 출력필터부는 LC필터로 구성되어 PWM된 컨버터출력전압을 정현적으로 만들어 주며 리액터부는 전원전압과 PCC단의 전압차를 감당하는 역할을 하며 다음절의 동작원리에서 설명된다.

#### 2.2 LIDVR의 수학적 모델링

그림 1의 LIDVR에서 3상 전압방정식과 전류방정식은 다음과 같다.

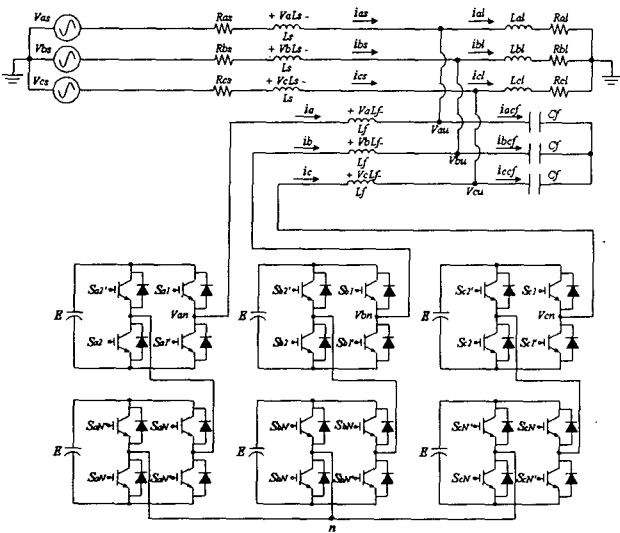


그림 1 5-레벨 H-Bridge LIDVR 시스템의 회로도  
Fig. 1 A circuit of 5-Level H-Bridge LIDVR system

$$V_{abcLf} = V_{abc} - V_{abcu} \quad (1)$$

$$I_{abcCf} = I_{abc} - I_{abcI} \quad (2)$$

$$\text{단, } V_{abcu} = \begin{bmatrix} V_{au} \\ V_{bu} \\ V_{cu} \end{bmatrix}, \dots\dots$$

식 (1)에서  $V_{abc}$ 는 부하중성점기준 전압으로 환산된 컨버터출력전압이다. 위의 두 식을 식 (3)을 이용하여 동기 좌표계상으로 정리하면 다음 식 (4)와 식 (5)같이 나타내어진다.

$$X_{dqo} = T(\theta) X_{abc} \quad (3)$$

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

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} + L_f \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^e \\ V_q^e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{du}^e \\ V_{qu}^e \end{bmatrix} \quad (4)$$

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

식 (4)와 식 (5)를 컨버터 출력전압과 전류로 정리하면 다음과 같은 식으로 모델링 할 수 있다.

$$V_d^e = L_f \frac{d}{dt} i_d^e - \omega L_f i_q^e + V_{du}^e \quad (6)$$

$$V_q^e = L_f \frac{d}{dt} i_q^e + \omega L_f i_d^e + V_{qu}^e \quad (7)$$

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

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

### 2.3 LIDVR의 동작원리

그림 2는 LIDVR의 간략화된 회로도를 나타낸다. LIDVR은 전원전압의 상태에 따라 세가지 모드로 분류할 수 있다.

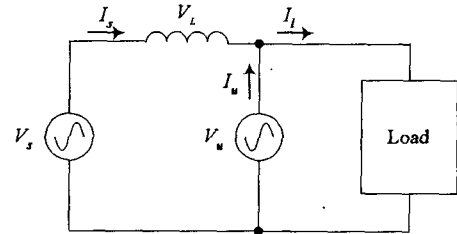


그림 2 간략화된 LIDVR회로도  
Fig. 2 A circuit of simplified LIDVR

#### 2.3.1 Mode I

그림 3은 전원전압이 정상적인 모드로 LIDVR은 DC 링크전압을 충전하면서 부하에 일정전압을 공급한다. 이때 자동적으로 역률을 거의 1에 가깝게 만들기 때문에 역률제어의 효과도 얻게된다. 여기서  $\alpha$ 는 전원전압과 컨버터출력전압과의 위상차를 나타내며  $\beta$ 는 부하역률을 나타낸다.

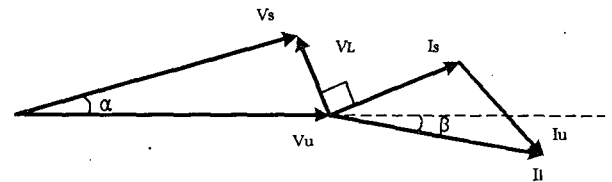


그림 3 전원전압이 정상일 경우(Mode I)의 벡터도  
Fig. 3 A vector diagram in case of normal source voltage(Mode I)

#### 2.3.2 Mode II

그림 4는 전원전압에 전압강하가 발생했을 경우로 LIDVR은 DC 링크전압을 유지하면서 부하에 일정전압을 공급한다. 이때  $\alpha$  값은 정상상태보다 큰 값을 갖게되며 전압의 전원전류가 흐르게 된다.

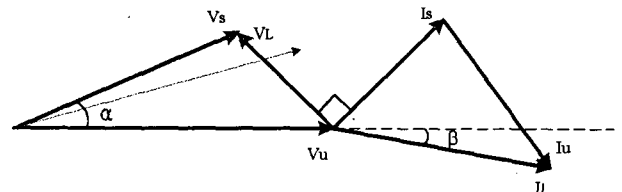


그림 4 전원전압이 감소한 경우(Mode II)의 벡터도  
Fig. 4 A vector diagram in case of decreased source voltage(Mode II)

### 2.3.3 Mode III

그림 5는 전원전압에 전압상승이 발생했을 경우로 다른 모드와 같은 기능을 수행한다. 이때  $\alpha$  값은 정상상태보다 작은 값을 갖게되며 지상의 전원전류가 흐르게 된다.

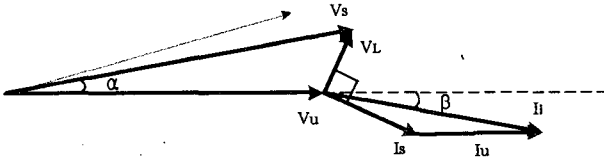


그림 5 .전원전압이 증가한 경우(Mode III)의 벡터도  
Fig. 5 A vector diagram in case of increased source voltage(Mode III)

## 3. LIDVR의 제어

### 3.1 DC-링크 전압제어

그림 6은 DC-링크 전압제어기의 블록도를 나타낸다. 전압제어기는 PI제어기를 사용하였으며 제어기의 출력은 전원전압에 대한 PCC단의 위상차인  $\alpha$ 가 된다. 동기좌표계상에서 전원전압의 유효축(d축)성분을  $V_{max}^*$ 라하면 부하에 일정한 전압을 공급하기 위해서는 그림 7(a)에서 처럼 유효축 지령값은  $V_{max}^*$ 가 아닌  $V_{max}^* \cos \alpha$ 로 주어야 한다. 부하는 전원전압이 아닌 PCC단의 전압을 공급받기 때문에 감소된 유효축 지령값이 필요하기 때문이다. 그렇지 않고  $V_{max}^*$ 로 주게되면 그림 7(b)에서의 외부원처럼  $\alpha$  값의 크기에 따라 증가된 전압이 부하에 공급되며  $\alpha$  값 변동시 출력전압이 같이 흔들리게 된다.

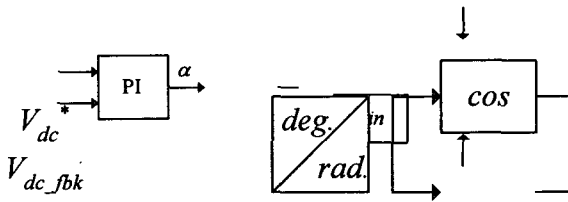


그림 6 DC-링크 전압제어기 블록도  
Fig. 6 A block diagram of DC-link voltage controller

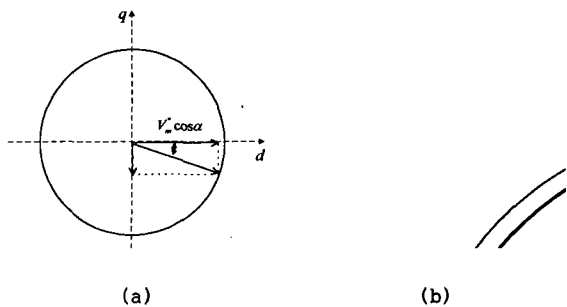


그림 7  $\alpha$  값과 PCC단 지령전압  
Fig. 7 The relation between  $\alpha$  and voltage of PCC

### 3.2 출력전압제어

앞절에서 구한 식 (6)부터 식 (9)까지를 이용하여 LDVR의 전압 및 전류제어기를 구성하면 다음과 같다.

$$i_d^{e*} = (K_p + \frac{K_I}{s})(V_{du}^{e*} - V_{du}^e) - \omega C_f V_{qu}^e + i_{dl}^e \quad (10)$$

$$i_q^{e*} = (K_p + \frac{K_I}{s})(V_{qu}^{e*} - V_{qu}^e) + \omega C_f V_{du}^e + i_{ql}^e \quad (11)$$

$$V_d^{e*} = (K_p + \frac{K_I}{s})(i_{du}^{e*} - i_{du}^e) - \omega L_f i_{qu}^e + V_{du}^e \quad (12)$$

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

식 (10)부터 식 (13)을 이용하면 그림 8과 같이 전압 및 전류제어기블럭도를 나타낼 수 있다. 그림에서 전압지령값은 DC-링크 전압제어기의 출력값이 된다.

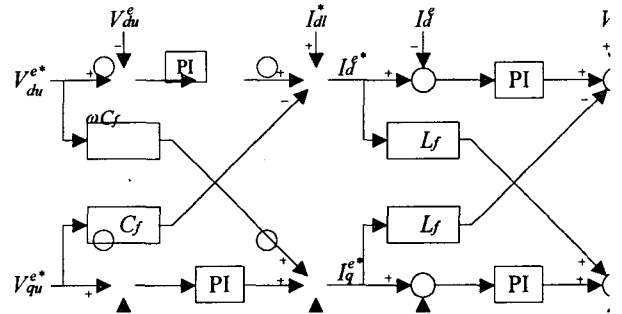


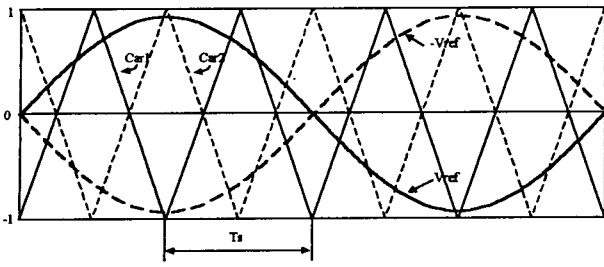
그림 8 LIDVR 시스템의 전압 및 전류제어기 블럭도  
Fig. 8 A block diagram of voltage and current controller in LIDVR system

## 4. PWM방법

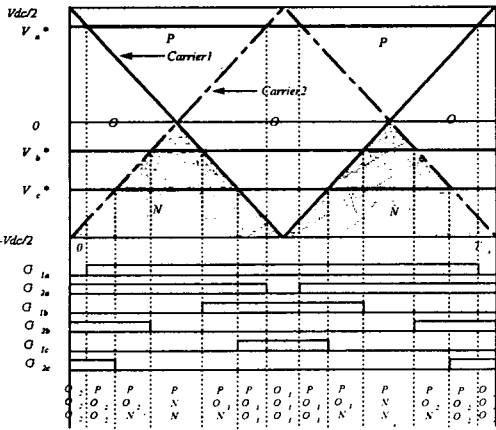
5-레벨 H-Bridge 컨버터는 두 개의 Full-Bridge 인버터가 cascade 형태로 연결되어 있다. 본 논문에서는 두가지 PWM방법에 대해 특성을 비교 설명한다.

### 4.1 Phase-shift Unipolar(PSU) PWM방법

그림 9(a)는 PSU방법을 나타낸 것으로  $0.5T_s$ 의 위상차를 갖는 2개의 carrier와  $180^\circ$  위상차를 갖는 기준전압을 가지고 4개의 게이팅 신호를 얻게 된다. 샘플링 시간인  $T_s$ 동안 4개의 소자 모두 한번씩 턴-온과 턴-오프를 하기 때문에 개별소자의 스위칭주파수는  $1/T_s$ 이 된다. 이는 2-레벨 컨버터와 같은 스위칭주파수이다. 벡터해석을 간단하게 하기위해 그림 9(b)에 3-레벨에 대한 PSU방법의 기준전압과 이에따른 스위칭상태 그리고 선택되는 전압벡터를 나타내었다. 기준전압은 섹터 I의 2영역에 위치한다고 가정하였다. 이 그림에서  $T_s$ 동안  $O_2$ 와  $O_1$ 상태가 사용됨으로 스위치가 고르게 이용되고 있음을 알 수 있다. 그림 9(c)는 9(b)의 각 상의 기준전압과 carrier에 의해 만들어진 벡터들을 공간벡터도에 표시한 것으로 PSU방법은 기준전압을 인접한 세 벡터와 인접하지 않은 하나의 벡터들로 구성되는 것을 보여준다.

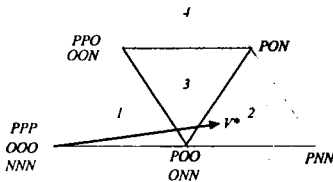


(a) 5-Level H-Bridge의 PWM 방법



(b) 3-Level에서의 기준전압, 스위칭상태와 전압벡터

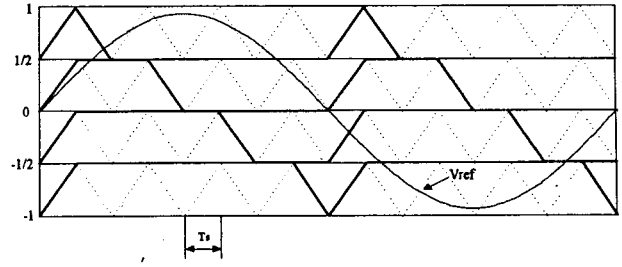
PPN



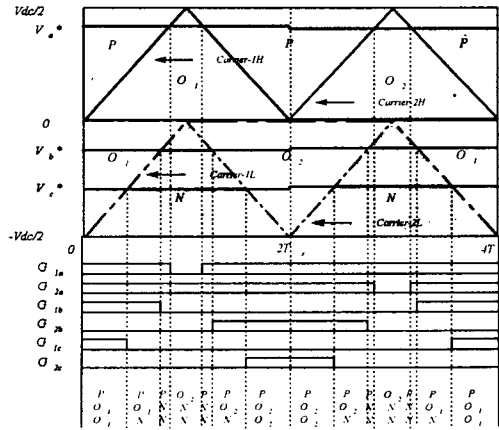
(c) 공간전압벡터도

그림 9 PSU PWM 기법

Fig. 9 PSU PWM scheme

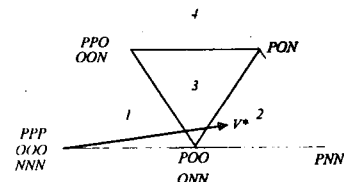


(a) 5-Level H-Bridge의 PWM 방법



(b) 3-Level에서의 기준전압, 스위칭상태와 전압벡터

PPN



(c) 공간전압벡터도

그림 10 CR PWM 기법

Fig. 10 CR PWM scheme

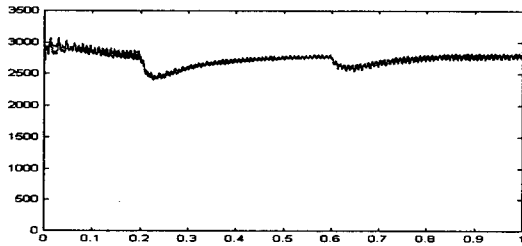
#### 4.2 Carrier Redistribution(CR) PWM방법

그림 10(a)는 CR방법을 나타낸 것으로 하나의 기준전압에 대해 각 기준전압의 크기에 따라서 같은 스위칭주파수와 고른 redundancy상태를 갖도록 기존의 삼각파 carrier를 재분배한 방법이다. 그림에서 굵은 실선은 스위치 하나에 대한 carrier를 나타내고 있으며 다른 스위치들은  $2T_s$ 만큼씩 각각 이동시키면 된다. 각 스위치는  $2(N-1)T_s$ 마다 한번씩 턴-온과 턴-오프를 하므로 스위칭주파수는  $1/2(N-1)T_s$ 이 된다. 이는 멀티-레벨 컨버터의 장점중의 하나로 같은 출력을 얻을 때 스위칭주파수를 감소시킬 수 있다. 예를 들어 5-레벨의 경우  $125 \mu s$ 의 제어주기를 사용한다면 CR방법은  $1kHz$ 의 스위칭주파수를 갖게 되고 PSU방법은  $8kHz$ 를 갖게 된다. 그림 10(b)는 3-레벨에 대한 CR방법의 기준전압과 이에 따른 스위칭상태 그리고 선택되는 전압벡터를 나타낸다. PSU방법과 유사하게  $O_2$ 와  $O_1$ 상태가 사용됨으로 스위치가 고르게 이용되고 있다. 그림 10(c)에서는 PSU방법과 다르게 기준전압을 인접한 벡터들로만 구성하는 것을 알 수 있고 따라서 PSU방법보다 출력전압의 고조파성분이 적게 된다.

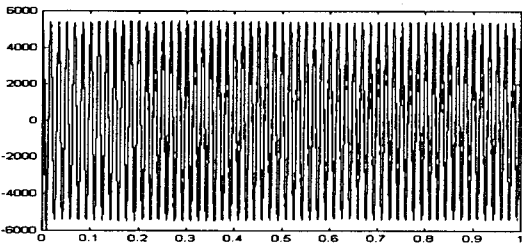
#### 5. 시뮬레이션 결과

LIDVR의 제어 및 PWM방법을 검증하기 위해 MATLAB을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 5-레벨 H-Bridge LIDVR에 대해 CR PWM방법을 사용하였으며 전원전압은  $6600V$ , 전체 DC전압은  $11200V$ , 샘플링 주기는  $125 \mu s$ , 각 모듈의 커패시턴스는  $2500 \mu F$ , LC필터는  $2.5mH$ ,  $70 \mu F$ 를 사용하였다. 부하는  $1MW$ 의  $RL$ 로 모델링하였다.  $0.2$ 초까지는 무부하시이고  $0.2$ 초부터 부하가 인가되며  $0.6$ 초에 전원전압에 30%의 강하를 발생시켰다. 그림 11(a)는 a상의 각 모듈전압을 나타내고 있고 11(b)는 시뮬레이션 수행시간동안의 전원전압과 PCC단 전압을 나타낸다. 앞에서 설명한 DC-링크 전압제어기의 출력을 기준전압으로 사용함으로써 PCC단 전압이 일정하게 유지되고 있음을 알 수 있다. 그림 11(c)와 11(d), 11(e)는 11(b)의 파형을 확대한 것으로 각각 정상상태시, 전압강하발생시, 전압강하지속시의 전원전압(점선)과 PCC단 전압(실선)을 나타낸다. 제안된 방법에 의해 PCC

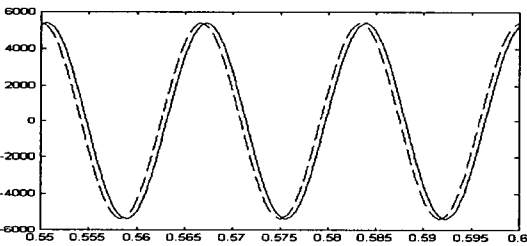
단 출력전압이 잘 제어되고 있음을 알 수 있다. 그림 11(f)는 정상상태시 전원전압(점선)과 전원전류×10배(실선)를 나타낸 것으로 자동적으로 역률제어의 효과를 얻음을 보여주고 있고 그림 11(g)는 전압강하발생시 전압의 전류가 흐름으로서 입력역률이 저하되는 것을 보여준다.



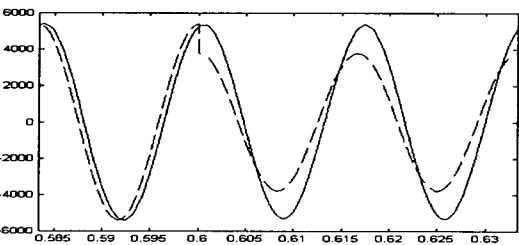
(a) a상의 각 커패시터전압



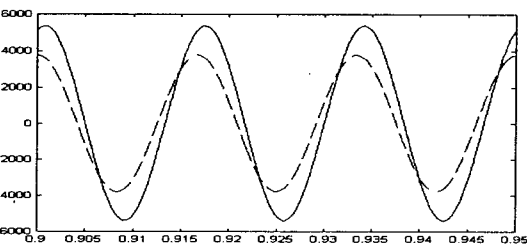
(b) 전원전압과 PCC단전압



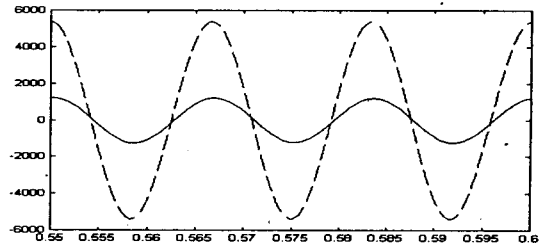
(c) 전원전압과 PCC단전압(정상상태시)



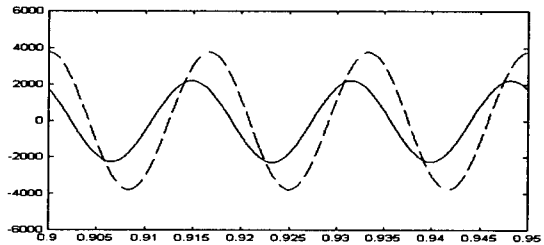
(d) 전원전압과 PCC단전압(전압강하시)



(e) 전원전압과 PCC단전압(전압강하지속시)



(f) 전원전압과 전원전류(정상상태시)



(g) 전원전압과 전원전류(전압강하시)

그림 12 5-레벨 H-bridge LIDVR의 시뮬레이션 결과  
Fig. 12 The simulation result of 5-level H-bridge LIDVR system

## 6. 결 론

본 논문에서는 5-레벨 H-bridge LIDVR 시스템에 대한 연구를 수행하였다. 제안된 방법은 무효축 성분으로 DC-링크를 충전하게 되며 PCC단에 일정전압을 공급하기 위해서 유효축 성분의 지령값을 감소시켰다. 멀티-레벨 H-bridge 컨버터에 사용되는 PWM방법들을 스위칭 주파수와 소자의 이용률 그리고 전압벡터의 합성측면에서 비교하였다. 두 방법 모두 소자를 고르게 이용하지만 스위칭주파수와 출력전압의 고조파성분측면에서는 CR방법이 우수함을 보였다. 또한 제안된 방법의 타당성을 시뮬레이션을 통해 증명하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] T. Kawabata, et al, "Three Phase Parallel Processing UPS Using Multi-Functional Inverter", in *IAS'89*, pp. 982~987, 1989.
- [2] Y. Qin and S. Du, "A DSP Based Active Power Filter for Line Interactive UPS", in *IECON'95*, pp. 884~888, 1995.
- [3] W. J. Ho, et al, "A Line-interactive UPS Structure with Built-in Vector-Controlled Charger and PFC", in *Power Electronics and Drive Systems*, vol. 1, pp. 127~132, 1997.
- [4] S. Karve, "Three of a Kind", *IEE REVIEW*, vol. 46, pp. 27~31, March 2000.
- [5] Y. Liang and C. O. Nwankpa, "A New Type of STATCOM Based on Cascading Voltage-Source Inverters with Phase-Shifted Unipolar SPWM", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 5, pp. 1118~1123, Sep./Oct. 1999.
- [6] D. W. Kang, et al, "An Improved Carrierwave-based SVPWM Method Using Phase Voltage Redundancies for Generalized Cascaded Multilevel Inverter Topology", in *APEC'00*, pp. 542~548, 2000.