

# CIM을 이용한 유지구동전압 반감형 AC PDP용 에너지 회수 구동회로의 영전압 스위칭

林承範<sup>\*</sup>, 鄭大澤<sup>\*</sup>, 洪淳瓚<sup>†</sup>

## CIM Based Zero Voltage Switching of Energy Recovery Sustain Driver for AC PDPs with Reduced Sustain Voltage

Seung-Bum Lim, Dae-Tack Jung and Soon-Chan Hong

### 요 약

AC PDP(Plasma Display Panel)는 소비전력이 크고 유지구동전압이 높다는 단점이 있다. 이런 단점을 개선하기 위하여 에너지 회수회로를 설치하고 유지구동전압을 낮춘 회로가 제안되었다. 그러나 이 회로는 방전유지 구간 시작 시점에서 패널의 전압이 방전유지구동전압보다 낮기 때문에 스위칭소자들이 하드 스위칭 동작을 하는 단점이 있다. 본 논문에서는 CIM(Current Injection Method)을 이용하여 미리 인덕터에 전류를 흘려주어 방전유지 구간 시작 시점에서도 스위칭소자들이 영전압 스위칭동작을 하여 전 구간에서 영전압 스위칭 또는 영전류 스위칭동작을 할 수 있는 새로운 구동방식을 제안한다. 그리고 회로를 해석하여 CIM 구간을 설계하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 유용성을 입증하였다.

### ABSTRACT

AC PDP has disadvantages that power consumption and sustain voltage are high. An energy recovery circuit for AC PDPs with reduced sustain voltage was proposed to solve these disadvantages. However, the circuit has disadvantage that the switching elements are performed hard switching at the start point of discharge and sustaining region. The reason is that the panel voltage is lower than sustain voltage at that point. In this paper, we propose the improved driving method that switching devices are operated with ZVS by using CIM(Current Injection Method) also at that point. CIM region is designed by theoretical circuit analysis. Finally, the validity of the proposed driving method is verified by the simulations and experimentation.

**Key Words** : PDP(Plasma Display Panel), Energy recovery circuit, CIM(Current Injection Method)

### 1. 서 론

AC PDP(Plasma Display Panel)는 소비전력이 크고 구동전압이 높다는 단점이 있다<sup>[1]</sup>. 최근 이러한 단점을

개선하기 위하여 PDP의 유지구동전압을 반감시키고 에너지를 회수할 수 있는 새로운 회로가 제안되었다<sup>[2]</sup>. 그러나 이 회로는 에너지 회수 및 투여시 스위칭소자의 순방향 전압강하 및 회로에서의 손실로 인하여 패널의 전압이 방전유지구동전압보다 작은 전압이 되어 방전유지구간에서 스위칭소자들이 턴온시 하드 스위칭 동작을 하는 단점이 있다.

본 논문에서는 CIM(Current Injection Method)을 이용하여 인덕터에 미리 전류를 흘려줌으로써 에너지 회

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 단국대 전기공학전공 교수

E-mail : schong@dku.edu

<sup>\*</sup>학생회원, 단국대 대학원 박사과정

접수일자 : 2007. 7. 30

1차 심사 : 2007. 8. 24

심사완료 : 2007. 8. 27

수 및 투여 구간에서 패널의 전압을 유지구동전압과 같은 전압으로 만들어 방전유지 구간에서 스위칭소자들이 턴온시에도 영전압 스위칭동작을 할 수 있는 구동방식을 제안하고자 한다.

## 2. 유지구동전압 반감형 에너지 회수회로

유지구동전압을 낮추면 스위칭소자의 정격전압 역시 낮출 수 있기 때문에 소자의 가격이 낮아져 경제성이 높아진다. 또한 정격전압이 낮아지면 주파수 특성이 좋아지므로 PDP 구동회로의 성능을 향상시킬 수 있다.

유지구동전압 반감형 에너지 회수회로는 그림 1과 같이 좌우에 구동회로를 설치하고 상하에 에너지 회수 회로를 설치한 구조이며,  $L_1 = L_2 = L$ 이다<sup>[2]</sup>. 회로에 가해지는 스위칭 신호와 패널 커패시터 양단전압 파형 및 인터터 전류의 개형은 그림 2와 같다.

유지구동전압 반감형 에너지 회수회로는 주기 당 4개의 모드로 동작한다.

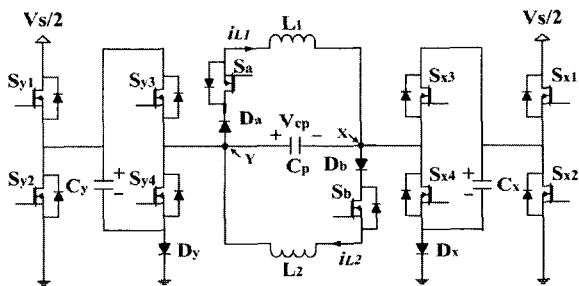


그림 1 기존회로  
Fig. 1 Conventional circuit

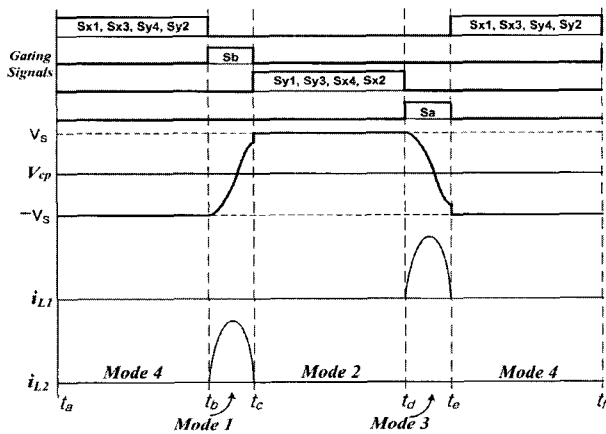


그림 2 기존회로의 게이팅 신호와 파형  
Fig. 2 Gating signals and waveforms in conventional circuit

초기 조건인 모드 4에서 패널의 전압은  $-V_s$ 이다.

모드 4에서 도통중이던 스위칭소자들을 모두 턴오프시키고 에너지 회수회로의  $S_b$ 를 턴온시키면 모드 1 ( $t_b \sim t_c$ , 에너지 회수 및 투여 구간)이 시작된다. 이때  $L_2$ 와  $C_p$ 가 LC공진하면서 패널 커패시터의 에너지 회수와 반대 극성으로의 투여가 이루어진다. 따라서 X전극과 Y전극의 극성이 서로 바뀌게 된다. 공진 반주기가 되어  $i_{L2}$ 가 0이 되는 순간  $S_b$ 를 턴오프시키면 모드 1이 종료된다. 따라서  $S_b$ 는 턴온시와 턴오프시 모두 ZCS동작을 한다. 모드 1이 종료되면 패널의 전압이  $+V_s$ 로 정확히 바뀌어야 하나 스위칭소자 및 회로에서의 손실과 다이오드의 순방향 전압강하로 인하여  $+V_s$ 보다 작은 크기의 전압으로 바뀌게 된다.

모드 2( $t_c \sim t_d$ , 방전유지 구간)는 스위칭소자  $S_{y1}$ ,  $S_{y3}$ ,  $S_{x4}$ ,  $S_{x2}$ 를 턴온시키면서 시작된다. 스위칭소자들은 선행모드에서 패널의 전압 크기가  $+V_s$ 보다 작은 전압이므로 턴온시점인  $t_c$ 에서 ZVS동작을 못하고 하드 스위칭동작을 한다. 모드 2가 시작되면 Y전극의 전위는  $+V_s/2$ 가 되고 동시에 보조 커패시터  $C_y$ 를  $+V_s/2$ 로 충전시킨다. 그리고 X전극의 전위는  $-V_s/2$ 가 된다. 따라서 패널 커패시터에는  $+V_s$ 가 인가된다. 전원이 인가되면 방전이 시작되며, 패널 전압은  $v_{cp} = +V_s$ 이다.

모드 2에서 도통중이던 스위칭소자들을 턴오프시키고  $S_a$ 를 턴온시키면 모드 3( $t_d \sim t_e$ , 에너지 회수 및 투여 구간)이 시작된다. 모드 3은 모드 1과 대칭적인 동작을 하여 패널의 전압을  $+V_s$ 에서  $-V_s$ 로 바꿔주어야 하나 실제로는  $-V_s$ 보다 작은 크기의 전압으로 바뀐다.

모드 4( $t_e \sim t_f$ , 방전유지 구간)은 모드 2와 대칭적인 동작을 하여 패널 커패시터에  $-V_s$ 가 인가된다. 모드 4에서도 모드 2와 같이 턴온시점인  $t_e$ 에서 스위칭소자들이 하드 스위칭을 한다.

이 회로는 유지구동전압을 반으로 줄였음에도 패널 커패시터 양단전압이  $\pm V_s$ 를 유지하고 에너지를 회수하는 장점이 있다. 그러나 에너지 회수시 스위칭소자 및 회로에서의 손실과 다이오드의 순방향 전압강하로 인하여  $v_{cp}$ 의 크기가  $\pm V_s$ 보다 작은 전압으로 바뀌어 모드 1과 모드 3의 시작 시점에서 스위칭소자들이 턴온할 때 ZVS동작을 못하고 하드 스위칭동작을 하는 단점이 있다.

이 회로는 유지구동전압을 반으로 줄였기 때문에 좌우에 있는 구동회로에 사용되는 스위칭소자 8개의 정

격전압도 절반으로 낮출 수 있다. 그러나 상하의 에너지 회수회로에 사용된 스위칭소자  $S_a$  및  $S_b$ 에 걸리는 전압은 유지구동전압 반감형 에너지 회수회로가 아닌 일반적인 에너지 회수회로에서와 마찬가지로  $V_s$ 이므로 스위칭소자의 정격전압을 낮출 수 없다.

### 3. CIM을 이용한 ZVS 동작

LC공진을 이용하여 에너지를 회수하는 기존 회로는 회수가 시작되는 시점에서 인덕터의 초기 전류값이 0이며, 스위칭소자와 다이오드의 순방향 전압강하와 회로에서의 손실로 인하여 반주기 공진을 마치면 패널 커패시터 양단전압이 목표값보다 작은 전압이 된다.

이러한 단점을 개선하기 위하여 인덕터에 전류를 흘려서 인덕터에 미리 에너지를 저장하는 방법인 CIM<sup>[3]</sup>을 이용할 수 있다. 인덕터에 에너지가 미리 저장되어 있으므로 에너지 회수 및 투여가 시작되는 시점에서 인덕터의 초기 전류값이 0이 아니므로, 에너지 회수 및 투여 구간을 마치면 패널 커패시터 양단전압은 초기 전류값이 0일 때보다 크게 된다. 그러므로 초기 전류값을 적당히 조절하면 패널의 전압을 정확하게 목표값이 되도록 할 수 있다.

본 논문에서 제안한 구동방식은 주기 당 6개의 모드로 동작하며 첫 반주기 3개 모드와 다음 반주기 3개 모드가 대칭적으로 동작한다. 그림 3은 제안한 구동방식의 스위칭 신호와 패널 커패시터 양단전압 및 인덕터 전류의 개형도이다. 각 모드별 동작은 다음과 같다.

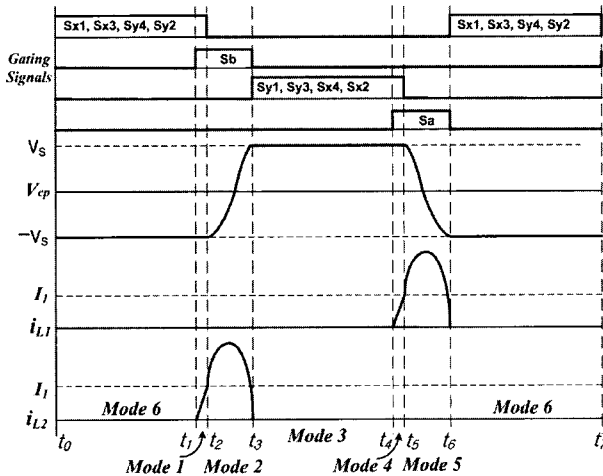


그림 3 제안한 구동방식의 게이팅 신호와 파형  
Fig. 3 Gating signals and waveforms in proposed driving method

#### 모드 1 ( $t_1 \sim t_2$ , CIM 구간) :

패널의 전압이  $-V_s$ 이고 스위칭 소자  $S_{x1}$ ,  $S_{x3}$ ,  $S_{y4}$ ,  $S_{y2}$ 가 도통되어 있는 상태인  $t = t_1$ 에서  $S_b$ 를 턴온시키면 모드 1이 시작되며, 전류의 경로는 그림 4(a)와 같다.  $S_b$ 가 턴온되면 인덕터에 흐르는 전류  $i_{L2}$ 가  $V_s/L_2$ 의 기울기로 선형적으로 증가하여 인덕터에 에너지를 저장한다. 모드 1에서  $S_b$ 는 턴온시 영전류 스위칭 동작을 한다.

#### 모드 2 ( $t_2 \sim t_3$ , 에너지 회수 및 투여 구간) :

$S_{x1}$ ,  $S_{x3}$ ,  $S_{y2}$ ,  $S_{y4}$ 가 턴오프되면서 모드 2가 시작되며, 전류의 경로는 그림 4(b)와 같다. 이때 턴오프되는 스위칭소자들은  $v_{cp} = -V_s$ 이므로 모두 영전압 스위칭동작을 한다. 4개의 스위칭소자가 턴오프되면  $L_2$ 와  $C_p$  사이에 LC공진이 시작되며,  $i_{L2}$ 가 다시 0이 되면  $S_b$ 를 턴오프시켜 모드 2를 마치게 된다. 따라서  $S_b$ 는 턴오프시 영전류 스위칭동작을 한다.

모드 1의 기간을 적절히 조정하면 모드 2의 종료시점에서 패널의 전압을  $+V_s$ 로 정확히 바꿔줄 수 있다.

#### 모드 3 ( $t_3 \sim t_4$ , $+V_s$ 방전유지 구간) :

$S_b$ 를 턴오프시킴과 동시에  $S_{y1}$ ,  $S_{y3}$ 와  $S_{x4}$ ,  $S_{x2}$ 를 턴온시키면 모드 3이 시작되며, 전류의 경로는 그림 4(c)와 같다. 모드 3에서 Y전극의 전위는  $+V_s/2$ 가 되며 동시에  $C_y$ 를  $+V_s/2$ 로 충전시킨다. 이때 X전극은 선행 모드에서  $+V_s/2$ 로 충전되어 있던  $C_x$ 의 (+)단자가  $S_{x2}$ 를 통해 접지되고 (-)단자는  $S_{x4}$ 를 통해 X전극에 연결되므로 X전극의 전위는  $-V_s/2$ 가 된다. 따라서 패널 커패시터에는  $+V_s$ 가 인가된다. 전원이 인가되면 방전이 시작되며,  $S_{x2}$ 가 도통상태이므로  $D_x$ 는  $C_x$ 의 전압극성에 의해 오프상태를 유지한다.

모드 1에서 CIM을 이용하여 모드 2의 종료시점에서 패널의 전압이  $+V_s$ 가 되도록 하였으므로 기존의 회로와는 달리 모드 3의 시작 시점에서 턴온되는 4개의 스위칭소자는 모두 ZVS동작을 한다.

#### 모드 4 ( $t_4 \sim t_5$ , CIM 구간) :

모드 3에서 동작하는 스위칭소자들이 도통중인 상태에서  $S_a$ 를 턴온시키면 모드 4가 시작되며, 전류의 경로는 그림 4(d)와 같다. 이때  $S_a$ 는 턴온시 ZCS동작을 한다. 모드 4는 모드 1과 대칭적인 동작을 하며 인덕터

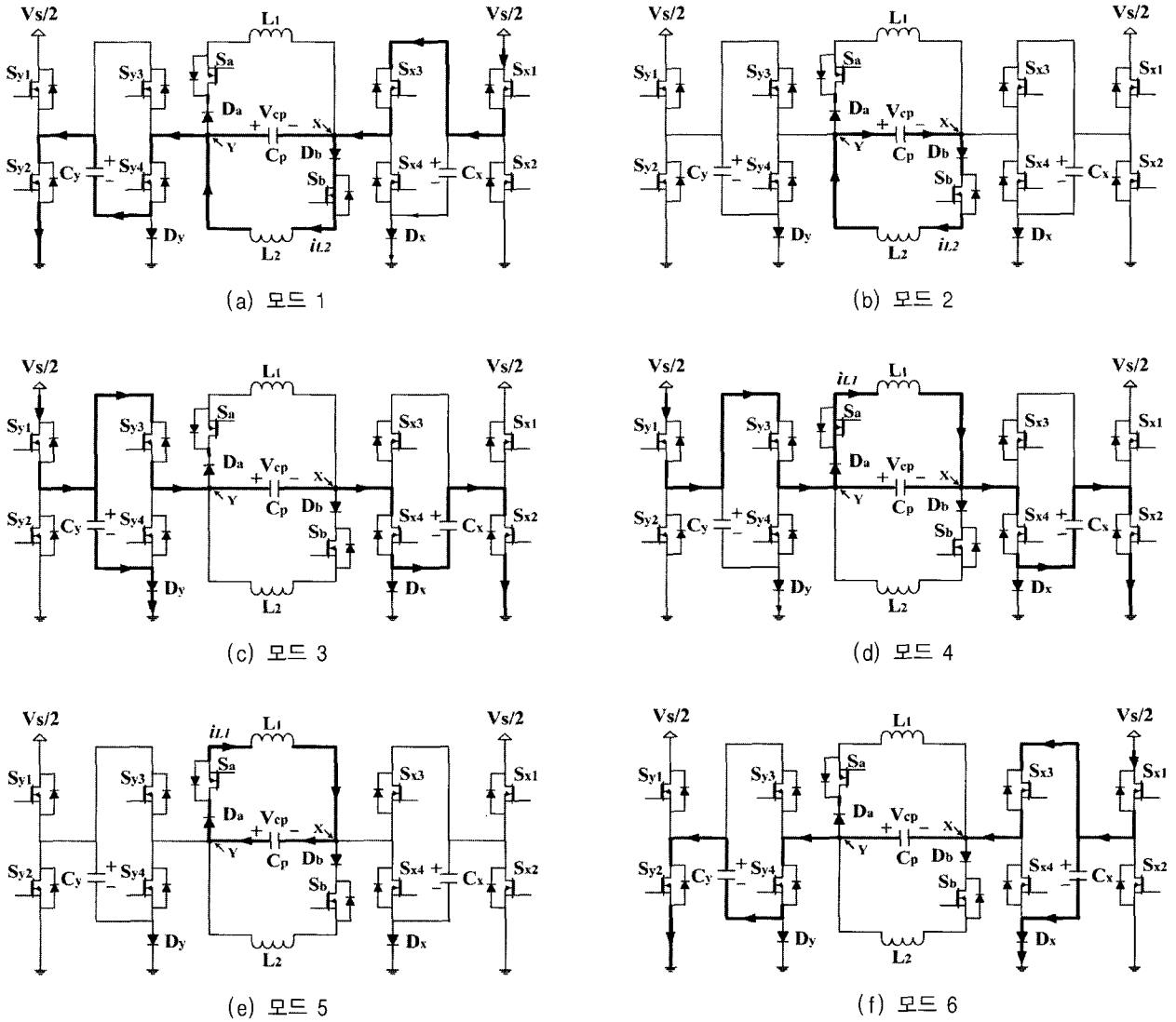


그림 4 제안한 구동방식의 모드별 동작  
 Fig. 4 Operation in proposed driving method for each mode

$L_1$ 에 에너지를 저장하게 되는데 모드 4의 기간을 적절히 조정하면 모드 5의 종료시점에서 패널의 전압이  $-V_s$ 가 될 수 있다.

**모드 5 ( $t_5 \sim t_6$ , 에너지 회수 및 투여 구간) :**

$S_a$ 가 턴온되어 있는 상태에서  $S_{y1}$ ,  $S_{y3}$ 와  $S_{x4}$ ,  $S_{x2}$ 를 턴오프시키면 모드 5가 시작되며, 턴오프되는 스위칭소자들은 ZVS동작을 한다. 모드 5에서의 전류의 경로는 그림 4(e)와 같으며, 모드 2와 대칭적인 동작을 하여 패널의 전압을  $+V_s$ 에서  $-V_s$ 로 바꿔준다.  $i_{L1}$

값이 다시 0이 되었을 때  $S_a$ 를 턴오프시키면 모드 5가 종료되며, 턴오프되는  $S_a$ 는 ZCS동작을 한다.

**모드 6 ( $t_6 \sim t_7$ ,  $-V_s$  방전유지 구간) :**

$S_a$ 를 턴오프시키고 동시에  $S_{x1}$ ,  $S_{x3}$ 와  $S_{y4}$ ,  $S_{y2}$ 를 턴온시키면 모드 6이 시작된다. 모드 5의 종료시점에서 패널의 전압이  $-V_s$ 가 되었으므로 기존의 회로와는 달리 모드 6의 시작 시점인  $t_6$ 에서 턴온되는 스위칭소자들은 ZVS동작을 한다. 이때 전류의 경로는 그림 4(f)와 같고 전원에 의해 패널 커패시터에  $-V_s$ 가 인가되

면서 패널이 방전한다.

제안한 구동방식은 이상과 같이 모두 6개의 모드로 동작하여 한주기 동작을 마치게 된다.

기존 구동방식 적용시의 파형을 나타낸 그림 2를 살펴보면 에너지 회수 및 투여 구간이 시작되는 시점인  $t=t_b$ 에서의  $i_{L2}$  값이 0이다. 그리고 공진 반주기가 되어 모드 1이 종료되는 시점에서  $v_{cp}$ 의 크기가  $V_s$ 가 되지 않는다. 이에 따라 모드 2가 시작되는 시점에서 턴온되는 스위칭소자들이 하드 스위칭된다.

그러나 본 논문에서 제안한 구동방식은 그림 3과 같이 CIM 구간을 두었으므로 에너지 회수 및 투여 구간이 시작되는  $t=t_2$ 에서  $i_{L2}$ 의 값이 0이 아니다. 또한  $i_{L2}$ 가 공진하여 다시 0이 되는 시점인  $t=t_3$ 에서  $v_{cp}$ 의 크기가 기존 방식보다 커지게 된다. 그러므로 그림 3에서  $I_1$ 을 적절히 조정하면 모드 2가 끝나는 시점에서  $v_{cp}$ 의 크기가  $+V_s$ 가 되도록 할 수 있다.

이렇게 하면 모드 5가 끝나는 시점에서  $v_{cp}$ 의 크기가  $-V_s$ 가 되도록 할 수 있다. 그러므로 본 논문에서 제안한 구동방식을 적용하면 모드 3과 모드 6이 시작되는 시점에서도 턴온되는 스위칭소자들이 ZVS로 동작하게 된다. 따라서 CIM 구간을 적절하게 설계할 필요가 있다.

#### 4. CIM 구간의 설계

그림 5는 에너지 회수 및 투여 구간을 등가화한 회로이다. 스위칭소자와 회로에서의 손실을 등가 저항 R로 표시하고 다이오드의 순방향 전압강하를 직류전압원  $V_d$ 로 등가화할 수 있다<sup>[3]</sup>.

그림 5에서 이상적인 경우라면 R과  $V_d$ 를 무시할 수 있다. 그리고 초기 조건이  $i_{L2}(0)=0, v_{cp}(0)=-V_s$ 이더라도  $i_{L2}$ 와  $v_{cp}$ 가 식 (1) 및 식 (2)와 같으므로 공진 반주기가 되어  $i_{L2}$  값이 0이 될 때  $v_{cp}$  값이  $+V_s$ 가 되어 하드 스위칭이 발생하지 않는다.

$$i_{L2}(t) = \frac{V_s}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \quad (1)$$

$$v_{cp}(t) = -V_s \cos \omega_0 t \quad (2)$$

여기서  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_p}$

그러나 이상적이 아닌 경우에는 R과  $V_d$ 를 고려해야

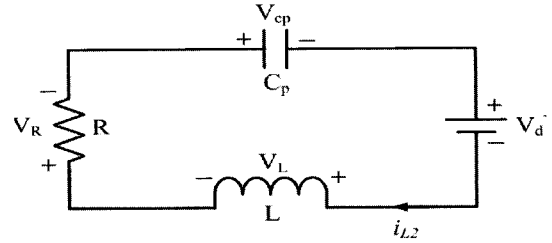


그림 5 에너지 회수 및 투여구간의 등가회로  
Fig. 5 Equivalent circuit for energy recovery and supply region

한다. R과  $V_d$ 를 고려하고 기존의 구동방식처럼 초기 조건이  $i_{L2}(0)=0, v_{cp}(0)=-V_s$ 라면 공진 반주기를 마치는 시점에서  $v_{cp}$ 가  $+V_s$ 로 바뀌지 못하고  $+V_s$ 보다 작은 크기의 전압으로 바뀐다. 이에 따라 방전유지 구간이 시작되는 시점에서 턴온되는 스위칭소자들이 영전압 스위칭동작을 못하고 하드 스위칭동작을 하는 단점이 있다.

그림 6은 제안한 구동방식의 전류파형으로서 그림 3의  $i_{L2}$ 에 대응되는 파형이다. CIM을 사용하여 인덕터에 미리 에너지를 저장하므로 에너지 회수 및 투여 구간의 시작 시점에서 전류 및 전압의 초기 값은  $i_{L2}(0)=I_1$ 이고  $v_{cp}(0)=-V_s$ 이다. 이때의  $i_{L2}$ 와  $v_{cp}$ 는 다음과 같다.

$$i_{L2}(t) = e^{-\alpha t} \left( I_1 \cos \omega t + \frac{K_1}{\omega L} \sin \omega t \right) \quad (3)$$

$$v_{cp}(t) = -V_d - e^{-\alpha t} (K_2 \cos \omega t + K_3 \sin \omega t) \quad (4)$$

여기서  $\alpha = \frac{R}{2L}, \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, I_1 = \frac{V_s}{L} t_{CIM}$

$$K_1 = V_s - \frac{RI_1}{2} - V_d, K_2 = V_s - V_d,$$

$$K_3 = \frac{\alpha K_1}{\omega} - \omega L I_1$$

전류  $i_{L2}$ 의 값이 다시 0이 되는 시점  $t_{pro}$ 에서 모드 2가 종료되며, 이때 턴오프되는 스위칭소자는 영전류 스위칭동작을 한다.

식 (3)에서  $i_{L2}$  값이 다시 0이 되는 시점  $t_{pro}$ 를 첫 공진 반주기 범위인  $0 < t < \pi/\omega$ 에서 구하면 다음과 같다.

$$t_{pro} = \frac{1}{\omega} \left\{ \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\omega L I_1}{K_1} \right) \right\} \quad (5)$$

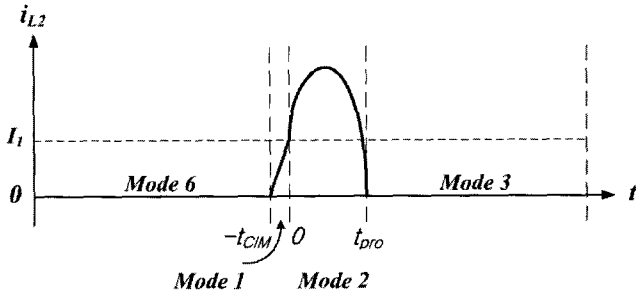


그림 6 제안한 구동방식의 전류파형  
Fig. 6 Current waveform in proposed driving method

$+V_s$  방전유지구간인 모드 3이 시작되는  $t = t_{pro}$ 에서 턴온되는 스위칭소자들이 영전압 스위칭을 하려면 식 (4)에서 다음 식이 성립하여야 한다.

$$v_{cp}(t_{pro}) = +V_s$$

$$= -V_d - e^{-\alpha t_{pro}}(K_2 \cos \omega t_{pro} + K_3 \sin \omega t_{pro}) \quad (6)$$

식 (6)에서  $t_{pro}$ 와  $K_3$ 가  $I_1$ 의 함수이며, 식 (6)을 수치해석적으로 풀이하면  $I_1$ 값을 산출할 수 있다. CIM 구간에서 전류  $i_{L2}$ 가  $V_s/L$ 의 기울기를 가지고 직선적으로 증가한다. 따라서 식 (6)을 만족하는  $I_1$ 값을 결정하면 CIM 구간인  $t_{CIM}$ 을 다음과 같다.

$$t_{CIM} = \frac{L}{V_s} I_1 \quad (7)$$

이와 같이 CIM구간인  $t_{CIM}$ 을 설계하면 에너지 회수 및 투여 구간이 종료되는 시점에서 패널 커패시터의 전압이 목표값이 되어 방전유지 구간 시작 시점에서 턴온되는 스위칭소자들이 ZVS동작을 한다.

### 5. 시뮬레이션

제안한 구동회로의 유용성을 입증하기 위하여 기존 구동방식과 제안한 구동방식을 적용한 회로를 PSpice를 이용하여 시뮬레이션하였다.

그림 7은 기존 구동방식의 시뮬레이션 결과로서 위에서부터 인덕터에 흐르는 전류  $i_{L1}$  및  $i_{L2}$ , 패널 커패시터의 양단전압  $v_{cp}$  파형이다. 전류 파형을 보면 전류가 공진 반주기 동안만 흐르는 것을 알 수 있고,  $v_{cp}$  파형을 보면 공진 반주기가 지난 뒤에  $\pm V_s$ 보다 작은 크기의 전압으로 바뀌는 것을 알 수 있다.

그림 8도 기존 구동방식에서의 파형으로서 위에서부터 방전유지 구간인 모드 2에서 동작하는  $S_{y3}$ 의 드레인-소스 전압 파형  $v_{sy3}$ , 모드 4에서 동작하는  $S_{y4}$ 의 드레인-소스 전압 파형  $v_{sy4}$ 와  $C_p$ 의 전압파형  $v_{cp}$ 이다. 에너지 회수 및 투여 구간의 종료시점에서 패널전압  $v_{vp}$ 가  $\pm V_s$ 보다 작은 전압이기 때문에  $S_{y3}$ 와  $S_{y4}$ 가 하드 스위칭동작을 하게 된다.

그림 9는 제안한 구동방식을 적용했을 때의 시뮬레이션 결과로서 위에서부터  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $v_{cp}$  파형이다.  $i_{L1}$ 과  $i_{L2}$  파형을 보면 CIM 구간에서 전류가 선형적으로 증가하다 에너지 회수 및 투여 구간에서 공진 전류가 흐름을 알 수 있다.  $v_{cp}$  파형을 보면 CIM 구간



그림 7 기존 구동방식의 시뮬레이션 결과  
Fig. 7 Simulation results in conventional driving method

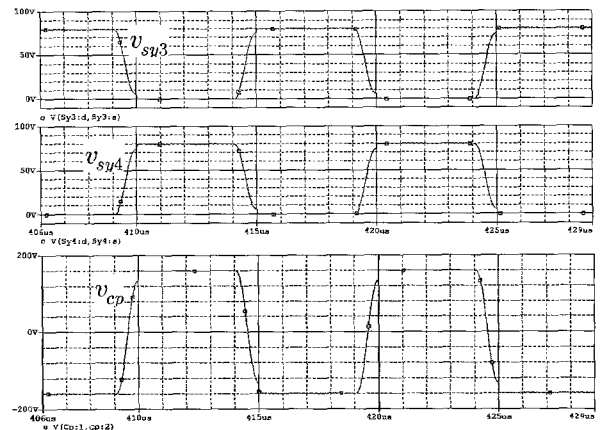


그림 8 기존 구동방식의 스위칭소자 드레인-소스 전압파형과 패널 커패시터 전압 파형  
Fig. 8 The drain-source voltage of switching element and the voltage of panel capacitor in conventional driving method

에서 미리 인덕터에 에너지를 저장함으로써 LC공진을 마치면 정확히  $\pm V_s$ 로 바뀌었음을 알 수 있다.

그림 10도 제안한 구동방식을 적용했을 때의 시뮬레이션 파형으로서 위로부터 방전유지구간인 모드 3에서 동작하는  $S_{y3}$ 의 드레인-소스 전압 파형  $v_{sy3}$ , 모드 6에서 동작하는  $S_{y4}$ 의 드레인-소스 전압 파형  $v_{sy4}$ 와  $C_p$ 의 양단전압 파형  $v_{cp}$ 이다. 에너지 회수 및 투여 구간의 종료시점에서  $v_{cp}$ 가  $\pm V_s$ 로 정확히 바뀌기 때문에 스위칭소자들이 영전압 스위칭동작을 하게 된다.

그림 7과 그림 9에서 인덕터 전류 파형을 살펴보면 링잉전류(Ringing Current)가 흐르고 있음을 알 수 있다. 이 링잉전류로 인하여 소자의 전압스트레스가 커

질 경우에는 클램프 회로를 추가할 필요가 있다.

### 6. 실험 결과

본 논문에서 제안한 구동방식의 유용성을 입증하기 위하여 시스템을 구성하고 실험하였다.

그림 11은 제안한 구동방식의 게이팅 신호 파형으로서 위로부터  $S_{x1}$ 의 게이팅 신호,  $S_b$ 의 게이팅 신호,  $S_{y1}$ 의 게이팅 신호, 그리고  $S_a$ 의 게이팅 신호로서 그림 3과 같이  $S_{x1}$ ,  $S_{y1}$ 이 턴오프되기 전에  $S_b$ ,  $S_a$ 가 턴온되고 있음을 알 수 있다.

그림 12는 위로부터 패널 커패시터 양단전압  $v_{cp}$ 와 인덕터  $L_2$ 에 흐르는 전류  $i_{L2}$ 의 파형으로서 방전유지구간이 종료되기 전에 CIM 구간에서  $i_{L2}$ 가 흐르기 시



그림 9 제안한 구동방식의 시뮬레이션 결과  
Fig. 9 Simulation results in proposed driving method

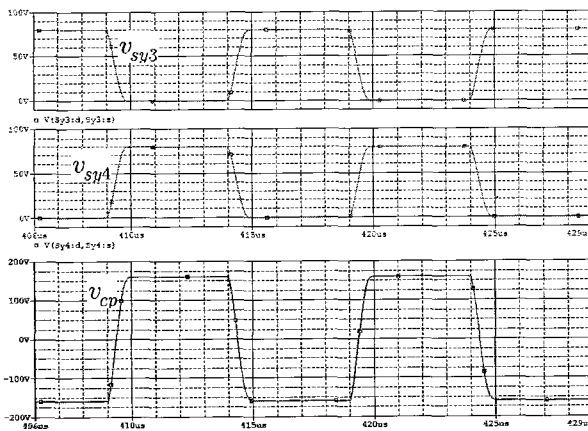


그림 10 제안한 구동방식의 스위칭소자 드레인-소스 전압파형과 패널 커패시터 전압 파형  
Fig. 10 The drain-source voltage of switching element and the voltage of panel capacitor in proposed driving method

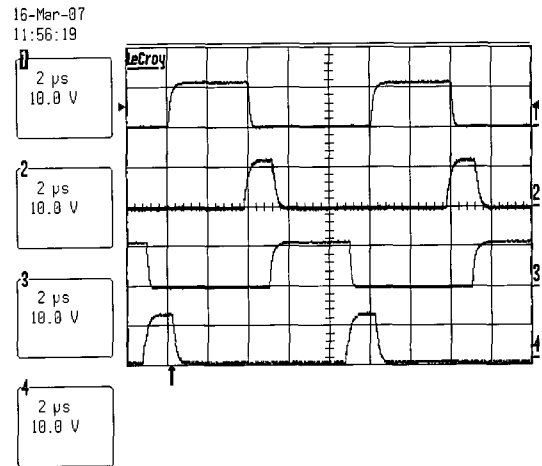


그림 11 제안한 구동방식의 게이트 신호 파형  
Fig. 11 Gating signal waveforms in proposed method

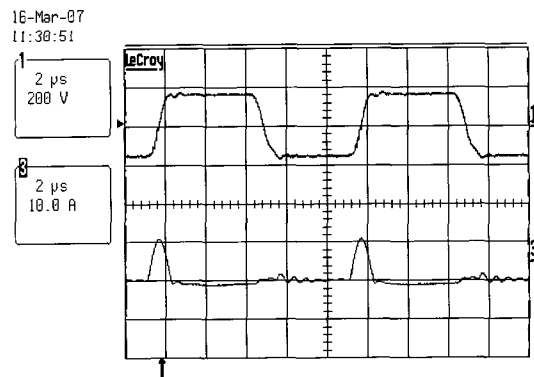


그림 12 제안한 구동방식의  $v_{cp}$  및  $i_{L2}$   
Fig. 12  $v_{cp}$  and  $i_{L2}$  in proposed driving method

작하며, 이로 인하여 에너지 회수 및 투여구간이 종료되는 시점에서  $v_{cp}$ 의 값이  $\pm V_s$ 로 바뀔 수 있다.

그림 13은 위로부터  $v_{cp}$ 와  $S_{y3}$ 의 드레인-소스 전압 파형이다.  $S_{y3}$ 가 턴온되는 시점에서 하드 스위칭이 발생하지 않음을 알 수 있다.

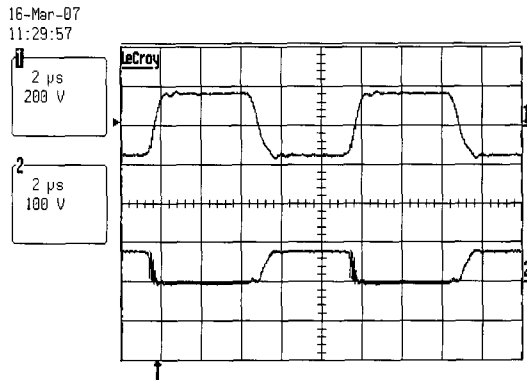


그림 13 제안한 구동방식의  $v_{cp}$  및  $v_{sy3}$   
 Fig. 13  $v_{cp}$  and  $v_{sy3}$  in proposed driving method

### 7. 결 론

본 논문에서는 기존의 유지구동전압 반감형 에너지 회수회로의 단점을 개선할 수 있는 새로운 구동방식을 제안하였다.

제안한 구동방식은 CIM을 이용하여 방전유지 구간이 시작되는 시점에서도 스위칭소자들이 턴온시 영전압 스위칭동작을 하게 한다. 따라서 제안한 구동방식을 적용하면 모든 스위칭소자들이 턴온시와 턴오프시 전 구간에서 영전압 스위칭 또는 영전류 스위칭동작을 한다. 그리고 이러한 동작을 하기 위한 CIM 구간을 설계하였다.

시뮬레이션을 통하여 CIM구간인 모드 1과 모드 4에서 전류가 선형적으로 증가하여 인덕터에 에너지를 미리 저장하므로 에너지 회수 및 투여 구간인 모드 2와 모드 5가 종료되는 시점에서 패널 커패시터의 전압이  $+V_s$ 와  $-V_s$ 로 정확히 바뀌어서 방전유지 구간인 모드 3과 모드 6의 시작 시점에서 스위칭소자들이 턴온시 하드 스위칭 없이 영전압 스위칭동작을 하는 것을 확인하였다.

끝으로 제안한 구동방식을 적용한 회로를 실험하여 그 결과가 시뮬레이션 결과와 같음을 확인하였다.

이 연구는 2006학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

### 참 고 문 헌

- [1] 유종걸, 홍순찬, "AC PDP용 NPC 타입 멀티레벨 에너지 회수회로에 관한 연구", *전력전자학회 논문지*, 제10권, 제2호, pp. 194-202, 2005. 4.
- [2] 홍순찬, 임승범, "새로운 유지구동전압 저감형 AC PDP용 에너지 회수회로", *전력전자학회 논문지*, 제11권, 제6호, pp. 494-501, 2006.
- [3] Jun-Young Lee, Jin-Sung Kim, Nam-Sung Jung, and Bo-Hyung Cho, "The Current Injection Method for AC Plasma Display Panel Sustainer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 3, pp. 615-624, 2004, June.

### 저 자 소 개



#### 임승범(林承範)

1979년 2월 11일생. 2004년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



#### 정대택(鄭大澤)

1969년 1월 3일생. 1992년~2004년 (주)엘리코파워 연구소장. 2001년 숭실대 정보통신전자공학부 졸업. 2003년 한양대 공학대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 단국대 대학원 전기공학과 박사과정.



#### 홍순찬(洪淳瓚)

1973년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학실 전임강사. 1978년~현재 단국대 전기공학전공 교수. 1986년~1987년 미국

텍사스 A&M 대학교 방문교수. 1997년~2000년 대한전기학회 이사. 2002년 당 학회 회장. 2002년~2005년 단국대 공과대학 학장.