

에너지저장 커패시터의 최적 충전을 위한 직렬공진형 컨버터의 운용 모드 비교

논 문
61-3-7

Comparative Analysis of Charging Modes of Series Resonant Converter for an Energy Storage Capacitor

이 병 하* · 강 태 섭** · 차 한 주†
(Byungha Lee · Taesub Kang · Hanju Cha)

Abstract - In this paper, charging modes of series resonant converter for a high voltage energy storage capacitor are compared in terms of charging time, peak resonant current, normalized peak resonant current and voltage in each operation mode. Operating principles of the full bridge series resonant converter with capacitor load are explained and analyzed in discontinuous and continuous operation mode. Based on the analysis and simulation result, $0.6\omega_r < \omega_s < 0.75\omega_r$ and $1.3\omega_r < \omega_s < 1.4\omega_r$ are evaluated to the best range of switching frequency for charging of an high voltage energy storage capacitor. 1.8 kJ/s SRC prototype is assembled with TI 28335 DSP controller and 40 kJ, 7 kV energy storage capacitor. Design rules based on the comparative analysis are verified by experiment.

Key Words : Series Resonant Converter(SRC), Capacitor Charging Power Supply(CCPS), Energy storage capacitor

1. 서 론

전자기력을 이용한 탄체가속기(Electromagnetic Launcher ; EML) 또는 전자력포(Electromagnetic Gun ; EMG)를 구동하기 위한 군수용 펄스파워 시스템에서는 운용성, 경제성, 용량확장, 펄스성형 및 유지보수 측면에서 유리한 커패시터 뱅크가 에너지 저장장치로 널리 사용되고 있다[1]. 커패시터 뱅크형 펄스파워 시스템에서 커패시터를 충전하는 전원장치(Capacitor Charging Power Supply ; CCPS)의 성능은 펄스파워 시스템에서 중요한 역할을 차지하며, 동작주파수, 충전 시간, 입출력 효율, EMC적합성 등을 고려하여 설계하여야 한다. CCPS는 부하에 정전력을 공급하는 PWM방식에 비하여 단락 및 개방과 같은 다양한 부하조건에서 강인하게 동작하는 공진 방식이 유리하므로 직렬공진, 병렬공진, 직병렬공진 방식이 사용되어 왔다. 그 중 회로 및 제어의 간결성, 단락조건 및 정전류 특성에 유리하며 특히 광범위한 부하 커패시턴스에 대하여 일정한 특성 임피던스 및 공진주파수를 갖는 직렬공진방식이 많이 사용되고 있다[2][3]. 직렬공진 방식의 CCPS를 불연속 모드(Discontinuous Conduction Mode ; DCM)에서 운용하면 스위칭 주파수와 충전시간과의 함수가 선형적인 특성을 가지므로 설계가 용이하고, 소프트스위칭 특성에 의해 스위칭 손실이 최소화 되므로 불연속 모드로 운용하는 많은 사례들을 볼 수 있다[4]~[7]. 반면 동일한 특성임피던스일 경우 평균 충전전류량이 연속모드

(Continuous Conduction Mode ; CCM)에 비해 상대적으로 적으므로 충전시간이 증가하게 된다. EML용 펄스파워 시스템과 같이 수백 kJ에서 MJ 단위의 큰 커패시터 뱅크를 충전하는 응용분야에서는 동일한 토폴로지에서도 충전시간의 개선이 전체시스템 성능 향상에 기여할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 직렬공진형 CCPS에 대하여 3가지 운용영역의 주파수로 동작 시켰을 때 충전특성을 비교하여 최적충전을 위한 동작주파수 영역을 도출하고자 한다. 커패시터 부하를 갖는 직렬공진형 컨버터의 동작원리 및 충전시간에 영향을 미치는 충전전류를 불연속 운용모드와 연속운용모드에서 각각 해석하였다. 부하 커패시터로의 충전 시 운용모드별 충전특성을 최대공진전류, 최대공진전압 및 충전시간 측면에서 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 40kJ 커패시터 충전용 1.8 kJ/s 프로토타입 CCPS를 설계하고, 실험을 통해 운용모드별 비교해석 결과를 검증하였다.

2. 커패시터 부하를 갖는 직렬공진형 컨버터의 해석

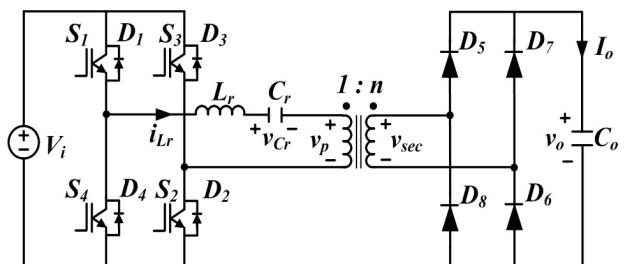


그림 1 커패시터 부하를 갖는 직렬공진형 컨버터
Fig. 1 Series Resonant Converter with capacitor load

* 정 회 원 : 국방과학연구소 선임연구원

** 정 회 원 : 브이씨텍 연구원

† 교신저자, 정회원 : 충남대 전기공학과 부교수

E-mail : hjcha@cnu.ac.kr

접수일자 : 2011년 9월 14일

최종완료 : 2012년 2월 13일

그림 1은 커패시터 부하를 갖는 직렬공진형 컨버터로 모든 저항요소를 무시하고, 스위치, 다이오드 및 변압기가 이상적이라고 가정한 회로이다. 이 컨버터는 공진주파수와 스위칭주파수의 비율에 따라 $\omega_s < 0.5\omega_r$ 인 불연속 운용, $0.5\omega_r < \omega_s < \omega_r$ 인 연속운용, $\omega_s > \omega_r$ 인 연속운용의 3가지 운용모드에서 동작시킬 수 있다. 각 운용모드는 다시 $S_1 \sim S_4$ 와 $D_1 \sim D_4$ 의 도통 순서에 따라 4개의 동작모드를 가지며, 불연속 운용에서는 모든 스위치와 모든 다이오드가 도통하지 않는 불연속 동작모드가 추가되는 특성을 갖는다. 그림 2는 4개의 동작모드별 동작회로를 나타내며, 그림 3은 3가지 운용모드에 대한 동작파형을 나타내고 있다.

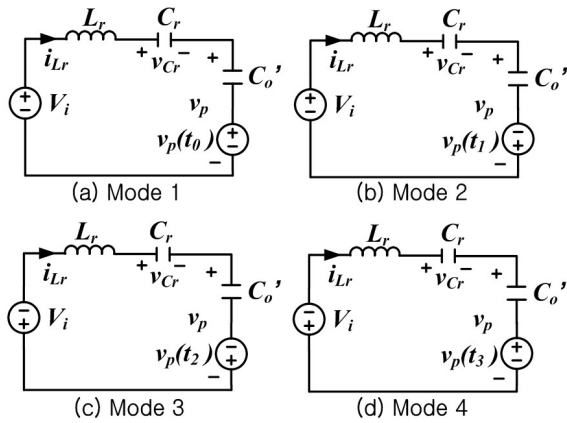


그림 2 모드별 동작회로
Fig. 2 Equivalent circuit at mode1~4

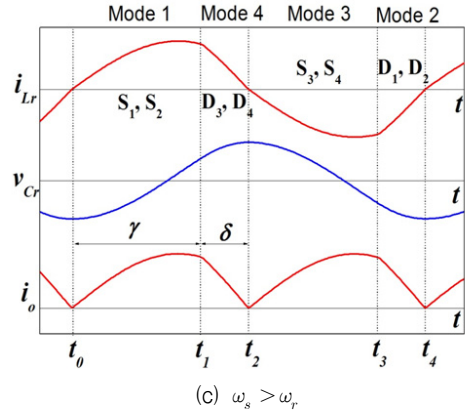
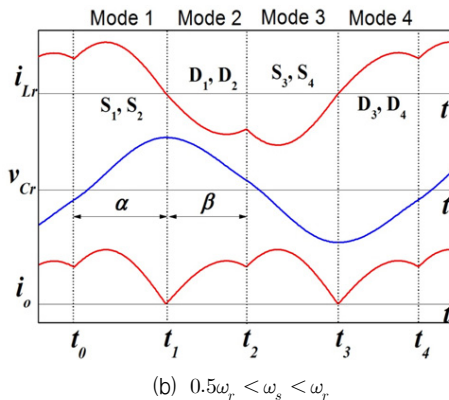
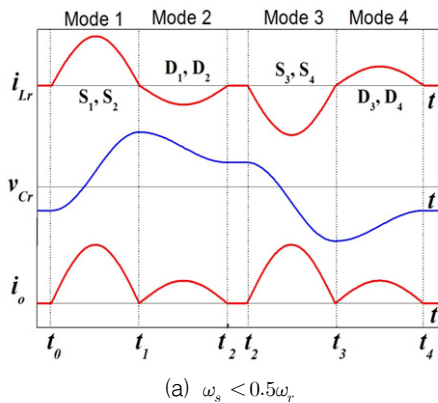


그림 3 운용모드별 동작파형
Fig. 3 Waveform of each operation mode

Mode 1에서 S_1, S_2 가 도통되어 양의 i_{Lr} 전류가 흐르며, 출력 커패시터는 1차측으로 투영되어 C_o' 으로 나타난다. $v_p(t_0)$ 는 이 모드의 부하 커패시터의 초기전압을 나타낸다. Mode 2에서 i_{Lr} 은 역전되어 D_1, D_2 가 도통한다. 2차측 정류기의 D_7, D_8 이 도통하므로 그림 2의 (b)의 동작회로에서 v_p 의 극성이 Mode 1과 반대이다. Mode 3에서 S_3, S_4 가 도통되어 음의 i_{Lr} 가 흐른다. Mode 4에서 D_3, D_4 가 도통될 때 i_{Lr} 은 양의 값을 가지므로 그림 2의 (d)와 같이 v_p 는 양의 값을 갖는다. 출력전압을 일정하게 제어하는 직렬공진형 컨버터는 정상상태에서 변압기, 2차측 정류기 및 출력전압이 각 모드에 대하여 일정하게 동작하지만, 본 응용에서의 직렬공진형 컨버터는 과도상태의 특성을 가지므로, 커패시터가 충전됨에 따라 출력전압이 변하고, 모드변화에 따라 각 부분의 전압 및 전류가 계속 변하는 특성을 가지므로 표준 회로해석을 적용해야 한다[8]. 그림 2의 Mode 1에 키르히호프의 전압방정식을 적용하면 공진전류를 (1)식과 같이 도출할 수 있다[9].

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) + i_{Lr}(t_0) \cos\omega_r(t - t_0) \quad (1)$$

$(t_0 < t < t_1)$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

여기에서 Z_r 은 특성 임피던스이며, C 는 C_o' 와 C_r 직렬 값을, L 은 공진 인덕터 L_r 과 변압기 등가누설인덕턴스의 합이다. 식(1)을 이용하여 공진커패시터 전압과 투영된 커패시터 전압을 각각 도출할 수 있다.

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_0) + \frac{1}{\omega_r C_r} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t - t_0)) + i_{Lr}(t_0) \sin\omega_r(t - t_0) \right] \quad (3)$$

$$v_p(t) = v_p(t_0) + \frac{1}{\omega_r C_o'} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t - t_0)) + i_{Lr}(t_0) \sin\omega_r(t - t_0) \right] \quad (4)$$

Mode 2, 3, 4에서의 공진전류, 공진커패시터 전압, 투영된 커패시턴스 전압도 각 모드의 초기값을 이용하여 도출할 수 있으며, 입력 전압 V_i 와 변압기 1차측 전압 초기값 $v_p(t_x)$ 의 극성만 변동된 유사한 결과를 얻을 수 있다. 표 1에 한주기 동안의 각 운용모드의 동작모드별 해석결과를 나타내었다.

3. 충전 특성 해석

CCPS의 평균충전전력량은 충전하고자 하는 부하 커패시턴스 C_o 와 최대충전전압 V_o 에 의한 정전에너지와 목표로 하는 충전시간 t_c 에 의해 정의되며, 충전 전하량 Q_c , 충전시간 t_c 및 평균충전전류 I_o 에 대한 관계에 의해 (5)식과 같이, 충전 말기 최대전력량은 (6)식과 같이 정의된다. (5)(6)식으로부터 CCPS의 충전시간 t_c 는 (7)식과 같이 정해진 부하 커패시턴스 C_o 와 목표로 하는 최대충전전압 V_o 에 대하여 평균충전전류 I_o 에 의해 결정됨을 알 수 있다. 평균충전전류 I_o 에 변압기 턴수비(n)를 곱하여 1차측으로 환산된 평균충전전류 I'_o 으로 다시 표현할 수 있다.

$$P_{AV} = \frac{E_o}{t_c} = \frac{0.5C_o V_o^2}{t_c} = 0.5V_o I_o \quad (5)$$

$$P_{PK} = 2P_{AV} = V_o I_o = C_o V_o^2 / t_c \quad (6)$$

$$t_c = \frac{C_o V_o}{I_o} = \frac{nC_o V_o}{I'_o} \quad (7)$$

3.1 $\omega_s < 0.5\omega_r$ 운용모드의 환산평균전류

그림 3의 (a)와 표 1로부터 불연속 운용 시 공진전류의 초기값이 $i_{Lr}(t_0) = i_{Lr}(t_1) = i_{Lr}(t_2) = i_{Lr}(t_3) = 0$ 임을 반영하고

표 1 동작모드별 해석결과

Table 1 Analysis result at each operation mode

모드	해석결과	비고
Mode 1	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $i_{Lr}(t) = \frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} \sin\omega_r(t-t_0) + i_{Lr}(t_0)\cos\omega_r(t-t_0)$ ▪ $v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_0) + \frac{1}{\omega_r C_r} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_0)) + i_{Lr}(t_0)\sin\omega_r(t-t_0) \right]$ ▪ $v_p(t) = v_p(t_0) + \frac{1}{\omega_r C_o} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_0)) + i_{Lr}(t_0)\sin\omega_r(t-t_0) \right]$ 	
Mode 2	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $i_{Lr}(t) = \frac{V_i - v_{Cr}(t_1) + v_p(t_1)}{Z_r} \sin\omega_r(t-t_1) + i_{Lr}(t_1)\cos\omega_r(t-t_1)$ ▪ $v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_1) + \frac{1}{\omega_r C_r} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_1) + v_p(t_1)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_1)) + i_{Lr}(t_1)\sin\omega_r(t-t_1) \right]$ ▪ $v_p(t) = -v_p(t_1) + \frac{1}{\omega_r C_o} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_1) + v_p(t_1)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_1)) + i_{Lr}(t_1)\sin\omega_r(t-t_1) \right]$ 	$\omega_s > \omega_r$ 일 때 t_1 을 t_3 로
Mode 3	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $i_{Lr}(t) = \frac{-V_i - v_{Cr}(t_2) + v_p(t_2)}{Z_r} \sin\omega_r(t-t_2) + i_{Lr}(t_2)\cos\omega_r(t-t_2)$ ▪ $v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_2) + \frac{1}{\omega_r C_r} \left[\frac{-V_i - v_{Cr}(t_2) + v_p(t_2)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_2)) + i_{Lr}(t_2)\sin\omega_r(t-t_2) \right]$ ▪ $v_p(t) = -v_p(t_2) + \frac{1}{\omega_r C_o} \left[\frac{-V_i - v_{Cr}(t_2) + v_p(t_2)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_2)) + i_{Lr}(t_2)\sin\omega_r(t-t_2) \right]$ 	
Mode 4	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $i_{Lr}(t) = \frac{-V_i - v_{Cr}(t_3) - v_p(t_3)}{Z_r} \sin\omega_r(t-t_3) + i_{Lr}(t_3)\cos\omega_r(t-t_3)$ ▪ $v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_3) + \frac{1}{\omega_r C_r} \left[\frac{-V_i - v_{Cr}(t_3) - v_p(t_3)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_3)) + i_{Lr}(t_3)\sin\omega_r(t-t_3) \right]$ ▪ $v_p(t) = v_p(t_3) + \frac{1}{\omega_r C_o} \left[\frac{-V_i - v_{Cr}(t_3) - v_p(t_3)}{Z_r} (1 - \cos\omega_r(t-t_3)) + i_{Lr}(t_3)\sin\omega_r(t-t_3) \right]$ 	$\omega_s > \omega_r$ 일 때 t_3 를 t_1 으로

절대값을 적분하면 한주기에 대한 1차측 환산전류 I'_o 을 (8)식과 같이 나타낼 수 있다.

$$I'_o = \frac{1}{T_s \omega_r Z_r} [-2v_{Cr}(t_0) - 2v_p(t_0) + 2v_{Cr}(t_1) - 2v_p(t_1) + 2v_{Cr}(t_2) - 2v_p(t_2) - 2v_{Cr}(t_3) - 2v_p(t_3)] \quad (8)$$

여기에서 $v_{Cr}(t_0) = -2v_p(t_0)$, $v_{Cr}(t_1) = 2V_i$, $v_{Cr}(t_2) = 2v_p(t_2)$, $v_{Cr}(t_3) = -2V_i$ 이고, $v_p(t_0) = v_p(t_1) = v_p(t_2) = v_p(t_3) = V_p$ 로 간략화 하면 (9)식이 도출된다.

$$I'_o = \frac{8V_i}{T_s \omega_r Z_r} = 8f_s V_i C \quad (9)$$

3.2 $0.5\omega_r < \omega_s < \omega_r$ 운용모드의 환산평균전류

그림 3의 (b)와 표 1로부터 연속($0.5\omega_r < \omega_s < \omega_r$) 운용 시 공진전류의 초기값이 $i_{Lr}(t_1) = i_{Lr}(t_3) = 0$ 임을 반영하고, 절대값을 적분하여 간략화 하면 한주기에 대한 1차측 환산전류 I'_o 을 (10)식과 같이 나타낼 수 있다.

$$I'_o = \frac{m_s}{\pi} \left[\frac{V_p + v_{Cr}(t_0) - V_i}{Z_r} \cos\alpha + \frac{V_i - v_{Cr}(t_1) + V_p}{Z_r} \cos\beta + i_{Lr}(t_0)\sin\alpha - \frac{v_{Cr}(t_0) - v_{Cr}(t_1) + 2V_p}{Z_r} \right] \quad (10)$$

여기에서 $m_s = \omega_s / \omega_r$, $\alpha = \omega_r t_{01} = \pi - \tan^{-1} \left(\frac{I_{r0} Z_r}{V_i - v_{Cr}(t_0) - V_p} \right)$ [rad], $\beta = \omega_r t_{12} = (\pi / m_s) - \alpha$ [rad] 이며 그림 2의 (b)에 α 와 β 의 구간을 나타내었다.

3.3 $\omega_s > \omega_r$ 운용모드의 환산평균전류

그림 3의 (c)와 표 1로부터 연속($\omega_s > \omega_r$) 운용 시 공진전류의 초기값이 $i_{Lr}(t_0) = i_{Lr}(t_2) = 0$ 임을 반영하고, 절대값을 적분하여 간략화 하면 한주기에 대한 1차측 환산전류 I_o' 을 (11)식과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_o' = \frac{m_s}{\pi} \left[\frac{V_p + v_{Cr}(t_0) - V_i}{Z_r} \cos\gamma + \frac{V_i + V_{Cr}(t_1) + V_p}{Z_r} \cos\delta + i_{Lr}(t_1) \sin\delta - \frac{v_{Cr}(t_0) + v_{Cr}(t_1) + 2V_p}{Z_r} \right] \quad (11)$$

여기에서 $m_s = \omega_s / \omega_r$, $\delta = \omega_r t_{12} = \tan^{-1} \left(\frac{i_r(t_1) Z_r}{V_i + v_{Cr}(t_1) + V_p} \right)$ [rad], $\gamma = \omega_r t_{01} = (\pi / m_s) - \delta$ [rad]이며 그림 2의 (c)에 γ 와 δ 의 구간을 나타내었다. (9)식에서 불연속 운용 시 1차측 환산전류는 입력전압, 스위칭주파수 및 특성 임피던스 값으로 간략화 되며, 그 값이 일정하므로 (7)식을 이용하여 충전시간을 쉽게 산출할 수 있는 반면, (10)(11)식과 같이 연속운용 시에는 커패시터가 충전되어 출력전압이 증가함에 따라 V_p 와 $v_{Cr}(t)$ 및 $i_{Lr}(t)$ 의 초기값이 변하여 1차측 환산전류가 일정하지 않으므로 (7)식을 이용한 충전시간 도출이 어렵다.

4. CCPS 설계

입력전압 V_i , 최대충전전압 V_o , 부하 커패시턴스 C_o 및 충전시간 t_c 가 주어지면 CCPS의 평균 출력용량은 (5)식과 같으며, V_i 값과 V_o 값을 고려하여 산출된 변압기 턴수 비 ($n = N_2 / N_1$)에 의해 1차측으로 환산된 평균충전전류를 각 운용모드에 대해 (7)식을 통해 산출할 수 있다. $\omega_s < 0.5\omega_r$ 인 불연속 운용시 1차측 환산전류는 (9)식과 같이 일정한 특성을 가지므로, 이를 이용하여 합성 커패시턴스 값을 (12)식과 같이 도출할 수 있으며, 스위칭소자의 스트레스를 고려하여 선택한 스위칭 주파수가 결정되면 (2)식을 통해 L 과 Z_r 값을 산출할 수 있다.

$$C = \frac{\pi I_o'}{4\omega_s V_i} \quad (12)$$

반면, $0.5\omega_r < \omega_s < \omega_r$ 및 $\omega_s > \omega_r$ 인 연속운용 시 1차측 환산전류는 각각 (10)(11)식과 같이 평균충전전류가 변하는 특성을 가지므로 충전시간을 만족하는 공진요소값을 시뮬레이션을 반복적으로 수행하여 산출해 낼 수 있다.

표 2 40 kJ 커패시터용 CCPS의 설계 사양
Table 2 Design specification of CCPS for 40 kJ capacitor

V_i	DC 300V	V_o	DC 3.3 kV
C_o	1640 μ F	t_c	5 sec
f_r	40 kHz	f_s	16~60 kHz

표 2는 40 kJ (7kV, 1640 μ F) 커패시터용 CCPS의 설계 사양을 나타내고 있으며, $\omega_s = 0.5\omega_r$ 일 때 설계 사례는 다음과 같다.

- Step1. $P_{AV} = 0.5C_o V_o^2 / t_c [= 0.5V_o I_o] \quad J/s = 1.785 \text{ kJ/s}$
($Q_c = C_o V_o = 5.412C$, $I_o = Q_c / t_c = 1.1 \text{ A}$)
- Step2. $n = V_o / V_i = 11$
- Step3. $I_o' = nC_o V_o / t_c = nI_o = 11.9 \text{ A}$
- Step4. $C = \pi I_o' / 4\omega_s V_i = 0.248 \mu\text{F}$
 $C_o' = n^2 C_o = 198.44 \text{ mF}$
 $C_r = CC_o' / C_o' - C = 0.248 \mu\text{F}$
- Step5. $L = 1 / \omega_r^2 C = 63.7 \mu\text{H}$
- Step6. $Z_r = \sqrt{L/C} = 16 \Omega$

5. 충전특성 시뮬레이션

직렬공진형 CCPS는 부하 커패시턴스가 1차측으로 투영되어 공진 커패시턴스와 직렬 접속되므로 광범위한 C_o 에 대하여 동일한 등가 커패시턴스와 특성 임피던스를 가지므로 설계된 C_r 에 대하여 C_o 가 축소되어도 C 값이 거의 변하지 않는다. 4장에서 $\omega_s = 0.5\omega_r$ 일 때 설계한 CCPS에 대하여 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 4에 충전전 구간동안 각부 전압 및 전류 파형을, 그림 5에 그림 4에 대해 확대한 파형을 나타내었다.

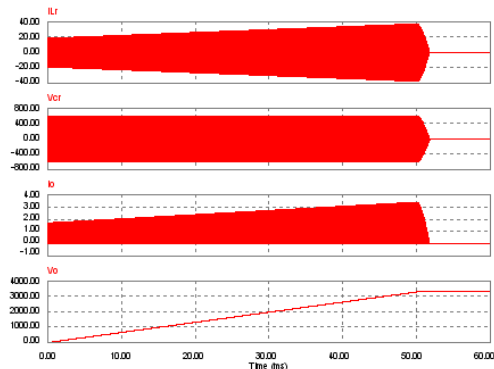


그림 4 각부 전압, 전류 파형 ($\omega_s = 0.5\omega_r$ 일때)

Fig. 4 Waveform of i_{Lr} , v_{Cr} , i_o , v_o at $\omega_s = 0.5\omega_r$

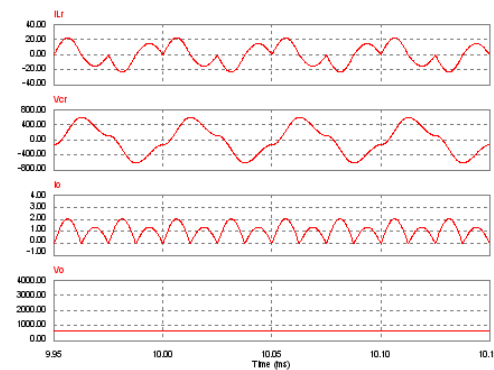


그림 5 전압 전류 확대파형 ($\omega_s = 0.5\omega_r$ 일때)

Fig. 5 Detailed waveform of i_{Lr} , v_{Cr} , i_o , v_o at $\omega_s = 0.5\omega_r$

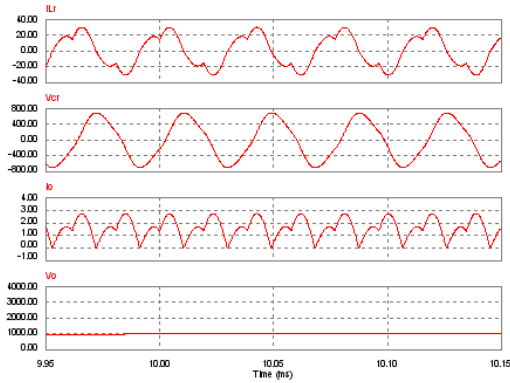


그림 6 전압 전류 확대파형($\omega_s = 0.65\omega_r$ 일때)
 Fig. 6 Detailed waveform of i_{Lr} , v_{Cr} , i_o , v_o at $\omega_s = 0.65\omega_r$

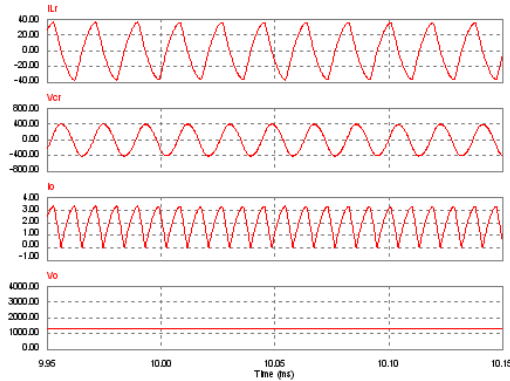


그림 7 전압 전류 확대파형($\omega_s = 1.35\omega_r$ 일때)
 Fig. 7 Detailed waveform of i_{Lr} , v_{Cr} , i_o , v_o at $\omega_s = 1.35\omega_r$

시뮬레이션 수행 시 부하 커패시턴스를 16.4 μ F로 1/100 축소 설정하여 계산 시간을 단축하였다. 그림 6은 $\omega_s = 0.5\omega_r$ 로 설계된 특성 임피던스에 대하여 $\omega_s = 0.65\omega_r$ 일 때 동작파형을 그림 7은 $\omega_s = 1.35\omega_r$ 일 때 동작파형을 나타내었다.

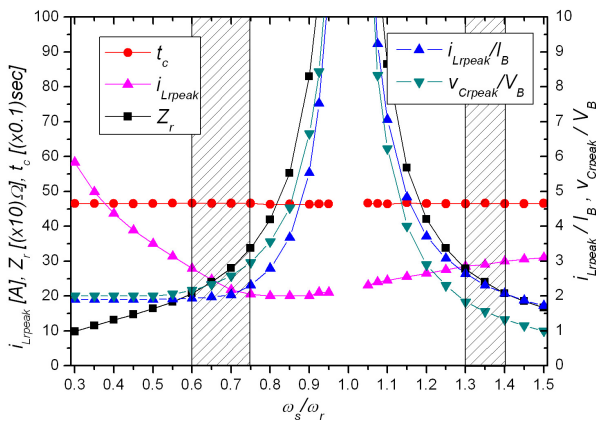


그림 8 스위칭 주파수 변화에 따른 충전시간, 특성임피던스, 피크공진전류 및 기저 환산된 피크공진전류 및 전압 (동일한 충전시간 및 평균전력 조건)
 Fig. 8 t_c , Z_r , i_{Lrpeak} , I_{PN} , V_{PN} vs. ω_s/ω_r in condition of the same t_c and P_{AV}

CCPS를 운용하고자 하는 특정 ω_s 에 대하여 특성 임피던스를 각각 다르게 설계하면, CCPS의 평균출력 및 충전시간이 동일하도록 시뮬레이션 할 수 있다. 그림 8에 동일한 평균출력 ($P_{AV} = 1.785$ kJ/s) 및 충전시간($t_c = 5$ sec) 사양에 대하여 ω_s 를 $0.3\omega_r \sim 1.5\omega_r$ 로 가변 하였을 때 특성 임피던스, 충전시간, 피크 공진전류와 피크공진전압의 기저 환산값(I_{PN} , V_{PN}) 및 피크공진전류 i_{Lrpeak} 의 특성에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. $\omega_s = 0.5\omega_r$ 를 기준으로 ω_s 가 작아짐에 따라 I_{PN} 과 V_{PN} 은 일정하지만, Z_r 이 작아지므로 i_{Lrpeak} 가 증가하게 된다. ω_s 가 커짐에 따라 I_{PN} 과 V_{PN} 은 증가하지만 i_{Lrpeak} 은 감소하게 되며, ω_s 가 ω_r 로 근접함에 따라 i_{Lrpeak} 는 일정하지만 I_{PN} 과 V_{PN} 이 급격히 증가하게 된다. $\omega_s > \omega_r$ 영역에서 I_{PN} 과 V_{PN} 은 Y축 대칭의 특성을 보이며, i_{Lrpeak} 는 서서히 증가하는 특성을 보인다. 그림 8의 충전특성 시뮬레이션에 대한 해석 결과를 종합하여 보면 다음과 같다.

- $\omega_s < 0.75\omega_r$ 와 $\omega_s > 1.3\omega_r$ 인 주파수영역에서 피크공진전류의 크기가 기저환산 전류의 2.5배 이내로 제한된다.
- $\omega_s < 0.75\omega_r$ 와 $\omega_s > 1.2\omega_r$ 인 주파수영역에서 피크공진전압의 크기가 기저환산 전압(입력전압)의 3배 이내로 제한된다.
- $0.6\omega_r < \omega_s < 1.4\omega_r$ 인 주파수영역에서 피크공진전류의 크기가 최대크기의 1/2 이내로 제한된다.

이로부터 동일한 평균출력과 충전시간 사양에 대하여 동작주파수를 변화시켰을 때 위의 3가지 해석결과를 동시에 만족하는 동작주파수 영역은 공진점 이하에서는 $0.6\omega_r < \omega_s < 0.75\omega_r$ 이며, 공진점 이상에서는 $1.3\omega_r < \omega_s < 1.4\omega_r$ 로 나타났으며, 직렬공진형 CCPS의 최적 운용 영역인 것으로 판단하였다.

6. 실험 결과

운용모드별 충전특성 해석결과에 대한 검증을 위해 4장에서 $\omega_s = 0.5\omega_r$ 일 때 설계한 결과를 바탕으로 $V_i = 300$ V, $V_o = 3.3$ kV, $L = 64$ μ H, $C = 0.25$ μ F, $f_r = 40$ kHz, $C_o = 1640$ μ F, $n = 11$ 로 그림 9 및 그림 10과 같이 실험 장치를 구성하여 실험을 수행하였다. 부하커패시터는 40 kJ, 7 kV, 1640 μ F (ICAR사)를 사용하였고, 스위칭 신호발생을 위해 TI사 28335 컨트롤러를 이용하였다. 그림 11은 $\omega_s = 0.65\omega_r$ 일 때 공진커패시터 전압, 변압기 2차측 전압, 출력충전전압 및 공진전류 파형을 나타내고 있으며, 그림 6에 나타난 시뮬레이션 결과와 일치함을 확인할 수 있다. 그림 12에 $\omega_s = 0.4\omega_r$ 및 $\omega_s = 0.6\omega_r$ 일 때 충전 전 구간동안의 전압, 전류 파형을 나타내었고, 표 3에 $0.4\omega_r < \omega_s < 0.65\omega_r$ 에서의 실험결과를 정리하였다. 실험 결과, 스위칭 주파수가 증가함에 따라 공진 피크전류, 공진 피크전압 및 충전시간 특성이 해석 및 시뮬레이션과 일치함을 확인할 수 있었다. 실험과 시뮬레이션 사이에 발생하는 충전시간 오차는 실제 소자들의 기생저항 값들이 반영된 효과와 공진 커패시터와 병렬로 결합되는 변압기 기생커패시턴스에 기인하는 것으로 판단하였다.

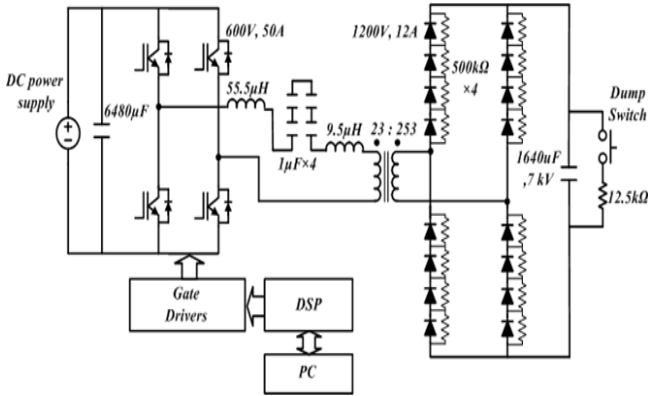


그림 9 실험장치 구성도
Fig. 9 Schematic of experimental setup

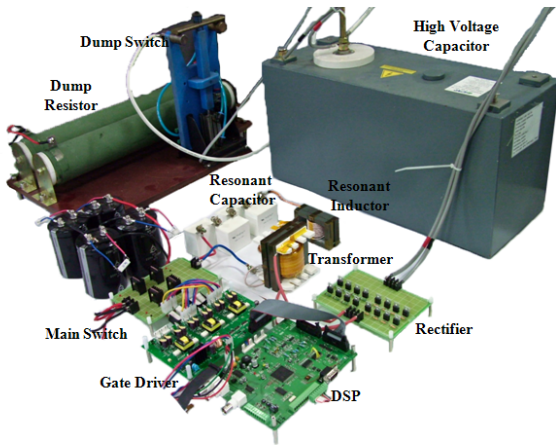


그림 10 실험장치 사진
Fig. 10 Photograph of experimental setup

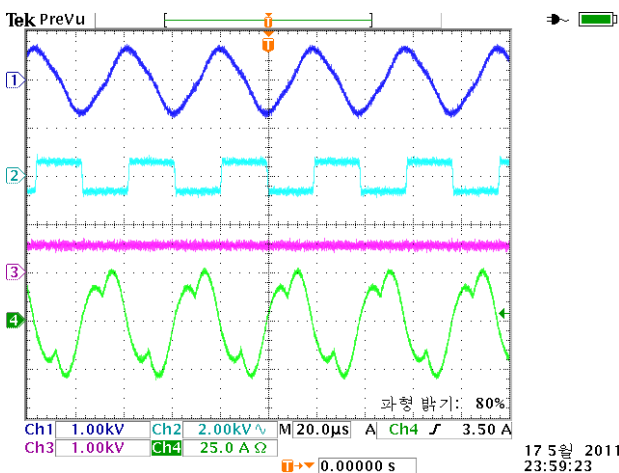
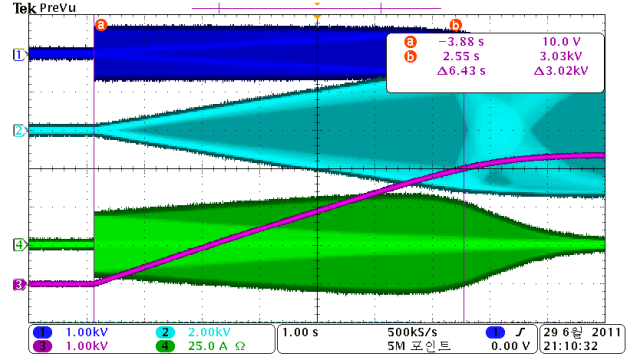
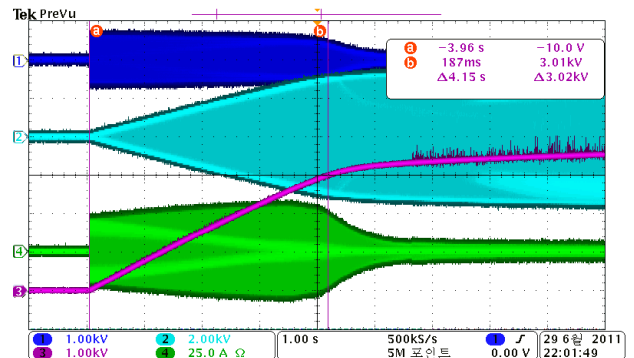


그림 11 공진커패시터전압, 변압기 2차측 전압, 출력전압, 공진전류 ($\omega_s/\omega_r = 0.65$ 일 때)
Fig. 11 Waveform of v_{Cr} , v_{sec} , v_o , i_{Lr}



(a) $\omega_s/\omega_r = 0.4$ ($f_s = 16$ kHz)



(b) $\omega_s/\omega_r = 0.6$ ($f_s = 24$ kHz)

그림 12 공진전압, 변압기 2차측 전압, 출력전압, 공진전류의 전구간파형 (CH1: v_{Cr} , CH2: v_{sec} , CH3: v_o , CH4: i_{Lr})
Fig. 12 Waveform of v_{Cr} , v_{sec} , v_o , i_{Lr} during the charging interval (CH1: v_{Cr} , CH2: v_{sec} , CH3: v_o , CH4: i_{Lr})

표 3 $0.4\omega_r < \omega_s < 0.65\omega_r$ 에서의 실험 결과

Table 3 Experimental Result at $0.4\omega_r < \omega_s < 0.65\omega_r$

ω_s/ω_r	f_s [kHz]	V_i [V]	i_{Lrpeak} [A]	v_{Crpeak} [V]	t_c [sec]
0.4	16	300	31	600	6.43
0.45	18	300	31	600	5.69
0.5	20	300	31	600	5.13
0.55	22	300	31	660	4.65
0.6	24	300	31	700	4.15
0.65	26	300	31	740	3.80

7. 결 론

본 논문에서는 에너지저장 커패시터 충전을 위한 직렬공진형 CCPS의 최적운용 주파수 영역을 도출하기 위하여 컨버터의 운용모드별 충전시간, 피크 공진전류, 기저 환산된 공진전류 및 공진전압에 대한 특성을 시뮬레이션 및 실험을 통해 비교, 분석하였다. 커패시터 부하를 갖는 직렬공진형 컨버터의 동작원리를 불연속 운용모드와 연속 운용모드에서 각각 설명하고 해석하였으며, 이를 바탕으로 충전전류의 1차측 환산전류와 충전시간과의 관계를 도출하였다. 동일한 충

전시간 규격으로 설계된 특성임피던스 가변에 따른 충전특성을 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과 공진점 이하에서는 $0.6\omega_r < \omega_s < 0.75\omega_r$, 공진점 이상에서는 $1.3\omega_r < \omega_s < 1.4\omega_r$ 영역이 직렬공진형 CCPS에 대한 최적운용영역인 것으로 판단하였다. 40 kJ 커패시터용 CCPS 사양에 대하여 $\omega_s = 0.5\omega_r$ 로 설계된 특성임피던스를 바탕으로 1.8 kJ/s 프로토타입 실험장치를 구성하였다. ω_s 가변에 따른 충전특성 실험을 통해 운용모드별 특성해석, 설계 및 시뮬레이션 결과에 대한 타당성을 검증하였다.

감사의 글

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2010-0004398)

참 고 문 헌

[1] 이병하, 김진성, 김영배, 차한주, "펄스전력용 광전호 싸이리스터의 특성 연구", 대한전기학회논문지, 제 59권 제4호, pp.762-767, 2010.

[2] A.C.Lippincott, R.M.Nelms, M.Garbi, and E.Strickland, "A series resonant converter with constant on-time control for capacitor charging applications," Proc. Applied Power Electronics Conf., pp.147-154, March 1990.

[3] Gao Yinghui, Sun Yaohong, Yan Ping, and Shi Yi, "High power capacitor charging power supply for EML applications," 14th EMLT symposium, pp.1-4, October 2008.

[4] B.E.Strickland, M.Garbi, F.Cathell, S.Eckhouse, and M Nelms, "2-kJ/sec 25-kV high-frequency capacitor charging power supply using MOSFET switches," Proc. 1990 10th Power Modulator Symposium, pp.531-534, June 1990.

[5] M.Souda, F.Endo, C.Yamazaki, K. Okamura, and K.Fukushima, "Development of high power capacitor charging power supply for pulsed power applications," 12th IEEE International Pulsed Power Conf. vol.2, pp1414-1416, June 1999.

[6] In-wha Jeong, Jong-soo Kim, Gusev.G.I., Geun-hie Rim, "Design of 35 kJ/s 25 kV capacitor charging power supply for pulsed power system," IECON 2004, 30th Annual Conf. of IEEE, vol.3, pp.2860-2863, Nov. 2004.

[7] Heqing Zhong, Zhixin Xu, Xudong Zou, Lisha Yang, and Zeyun Chao, "Current characteristic of high voltage capacitor charging power supply using a series resonant topology," The 29th Annual conf. of Industrial Electronics Society vol.1 pp373-377, Nov. 2003.

[8] A.C.Lippincott, R.M.Nelms, "A capacitor-charging

power supply using a series-resonant topology, constant on-time/variable frequency control, and zero-current switching," IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.38, no.6 pp.438-447, December 1991.

[9] S.R Newton and R.M Nelms, "Simulation of capacitor charging power supplies", Proc. 25th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. vol.1, pp386-390, August 1990.

저 자 소 개



이 병 하 (李炳河)

1971년 9월 18일생. 1994년 충남대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1996년~현재 국방과학연구소 선임연구원.



강 태 섭 (强泰燮)

2008년 대덕대 졸업. 2011년 충남대 전기공학과 대학원 졸업 (석사). 2011년 ~ 현재 브이씨텍 기술연구소 연구원



차 한 주 (車翰周)

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박). 1990~2001년 LG 산전 연구소 책임연구원. 2009년 미국 United Technology Research Center 방문교수. 2005년~현재 충남대학교 전기공학과 부교수.