3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기의 해석 및 설계

Analysis and Design of a 3-phase Series-Resonant type High Voltage Capacitor Charger

이 병 하* · 박 상 은* · 차 한 주†
 (Byungha Lee · Sangeun Park · Hanju Cha)

Abstract - This paper suggests a 3-phase series-resonant type high voltage capacitor charger for an EML pulsed power system. The operating principle on the charger is explained by an equivalent circuit. Additionally, we analyze the charging characteristic in one discontinuous conduction mode and three continuous conduction modes. The analysis shows that the resonant current per phase is two thirds of the 3-phase charger's average charging current and one third of the single-phase charger's average charging current with the same capacity. We suggest a design method of the 3-phase capacitor charger in each operational mode and present an example of 3.5 kW capacitor charger at $\omega_s = 0.33\omega_r$. The 3.5 kW 3-phase capacitor charger prototype is assembled with a TI28335 controller and a 40 kJ, 7 kV capacitor. The design rules based on the analysis are verified by experiment.

Key Words : 3-Phase series-resonant converter, High voltage capacitor charger, Pulsed power system

1. 서 론

전자기력을 이용한 탄체가속기(ElectroMagnetic Launcher ; EML)를 구동하기 위한 군사용 펄스파워 시스템에서는 운용성, 경제성, 용량확장, 펄스성형 및 유지보수가 유리한 커패시터 뱅크가 에너지 저장장치로 널리 사용되고 있다[1][2]. EML용 펄스파워는 수백 kJ~수 MJ 용량의 커패시터 뱅크를 단위 세그먼트로 설계하며 이를 병렬 연결하여 전체 시스템을 구성한다. 단위 세그먼트에는 세그먼트 당 커패시터 충전기가 필수적으로 장착되며[2]~[4], 시스템의 높은 연속충방전률(분당 샷수)을 향상시키기 위해서는 장착되는 커패시터 충전기의 급속충전화 즉 대용량화를 실현해야 한다. 대용량 커패시터 충전기용 토폴로지는 PWM방식을 이용하여 구현되기도 하지만 부하 단락 및 개방조건에 유리한 공진방식이 많이 사용되고 있으며, 수십 kW급 용량인 경우 대부분 단상으로 구현되어 있다[5]~[7]. 충전기의 용량을 수백 kW급 이상으로 상승시키고자 할 경우, 스위칭 소자의 전류 스트레스의 한계로 인해 스위칭소자 또는 단일 토폴로지를 병렬로 구성해야 구현 가능해진다[8][9]. 만일, 단일 토폴로지를 3상으로 설계할 경우, 사용하는 소자들의 수가 증가하는 단점이 있지만 동일한 용량의 단상에 비해 입력전류와 출력전류의 주파수가 3배로 증가하며, 주스위치에 흐르는 RMS 전류값이 작아지고, 공진소자 및 변압기의 크기가 감소하는 등 여러 가지 장점을 갖는다[10]~[12]. 다시 말해, 동일한 조건의 소자들로 더 큰 용량의 충전기를 구현할 수

있으므로 대용량으로의 확장 시 단상에 비해 유리해진다. 본 논문에서는 이러한 3상 DC-DC 토폴로지의 장점을 직렬공진형 커패시터 충전기에 적용하여 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기를 제안하였다. 공진점 이하 대역에서 동작하는 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기의 충전특성을 불연속 전도모드(Discontinuous Conduction Mode; DCM) 및 연속전도모드(Continuous Conduction Mode; CCM)에서 각각 해석하였다. 해석결과를 바탕으로 각 운용모드에서의 충전전류 및 충전전류와 상당 공진전류와 관계식을 도출하였다. 충전기의 설계 방법을 제시하였고, 설계결과를 바탕으로 3.5 kW 프로토타입 충전기를 구현하고 실험을 통해 해석 및 설계에 대한 타당성을 입증하였다.

2. 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기의 해석

그림 1 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기

Fig. 1 3-phase series-resonant type high voltage capacitor charger

그림 1은 회로의 저항요소를 무시하고, 스위치, 다이오드 변압기가 이상적이라고 가정한 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기 회로를 나타내고 있다. 공진 인덕턴스 L_1 (또는 L_2, L_3)은 변압기 등가 누설 인덕턴스 L_{lk1} (또는 L_{lk2}, L_{lk3})와

* Agency for Defense Development, Korea.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University, Korea.

E-mail : hjcha@cnu.ac.kr

Received : November 22, 2012; Accepted : March 15, 2013

삽입되는 공진인덕터 L_{r1} (또는 L_{r2} , L_{r3})의 합이다. C_1 (또는 C_2 , C_3)는 삽입되는 직렬 커패시터이며 C_o 는 충전하고 자하는 부하 커패시터의 커패시턴스이며, n 은 Δ - Δ 결선된 3개의 단상 변압기 각각의 턴수비를 나타낸다. 직렬공진형 충전기의 운용은 공진점 이하($\omega_s < \omega_r$) 운용영역과 공진점 이상($\omega_s > \omega_r$) 운용영역에서 동작시킬 수 있지만, 대용량으로 구현하는 경우 IGBT를 스위칭소자로 많이 사용하며 공진점 이하에서 운용하면 장점이 많다[13]. 그림 1의 3상 커패시터 충전기는 공진점 이하에서 운용할 때 그림 2에 나타난 바와 같이 DCM 운용모드에서는 일관된 동작특성을 가지나, CCM 운용모드에서는 충전전압이 상승함에 따라 3개의 다른 동작특성이 나타나며 이를 CCM I, CCM II, CCM III로 구분하였다. 경계선 1은 CCM I과 CCM II를 구분하는 경계선이며, 경계선 2는 CCM II와 CCM III를 구분하는 경계선이다. 스위칭 주파수가 공진주파수로 근접함에 따라 CCM II 동작영역이 감소하는 특성을 갖는다.

그림 2 스위칭 주파수 영역별 모드 변화

Fig. 2 Mode change by switching frequency section ($\omega_s/\omega_r < 1$)

제안하는 3상 직렬공진형 충전기는 공진점 이하($\omega_s < \omega_r$) 대역에서 한 스위칭 주기 동안 $s_1 \sim s_6$ 을 순차적으로 60도 간격으로 게이트 신호(V_g)를 인가하여 동작시킨다. 그림 3은 DCM과 CCM I, CCM II, CCM II에서의 스위칭 한주기에 대한 동작파형 및 스위칭 반주기(M1~M6, CCM II에서는 M1~M5)에 대한 동작모드별 등가회로를 나타내고 있다. 그림 3(a)와 같이 DCM에서는 충전 전 구간동안 12개의 동작모드를 가지고 동작하며, 모든 스위치와 모든 다이오드가 도통하지 않는 6개의 불연속구간이 존재한다. 또한, 그림 3(b)-(d)와 같이 CCM에서는 충전전압이 상승함에 따라 각각 12개(CCM I), 6개(CCM II), 12개(CCM III)의 동작모드로 구분되어 동작하게 된다.

그림 3(a)-(d)의 M1 등가회로는 4개의 동작모드에 공통적으로 나타나게 되며, 등가회로에서 3상에 대한 공진인덕터($L_1=L_2=L_3$) 및 공진커패시터($C_1=C_2=C_3$)가 같고, 한 주기동안 1차측으로 환산한 충전전압 $v_o' (=v_o/n)$ 이 일정($=V_o'$)하다고 가정하여, M1 공통등가회로를 풀면 $t_0 \sim t_1$ (CCM II에서는 $t_0 \sim t_2$)구간에서의 3상 공진전류가 아래와 같이 도출된다.

$$i_{r1}(t) = i_o'(t) = \frac{V_i - 3v_{C_1}(t_0) - 2V_o'}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) + i_{r1}(t_0) \cos \omega_r(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{r2}(t) = \frac{V_o' - 3v_{C_2}(t_0) - 2V_i}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) + i_{r2}(t_0) \cos \omega_r(t - t_0) \quad (2)$$

$$i_{r3}(t) = \frac{V_i - 3v_{C_3}(t_0) + V_o'}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) + i_{r3}(t_0) \cos \omega_r(t - t_0) \quad (3)$$

여기에서, $Z_r = \sqrt{L/C}$ 은 특성 임피던스를, $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ 은 공진 각주파수를, C_n 은 C_o' 와 $C_1(=C_2=C_3)$ 의 직렬값을, L 은 공진인덕터 $L_{r1}(=L_{r2}=L_{r3})$ 와 변압기 누설인덕터 $L_{lk1}(=L_{lk2}=L_{lk3})$ 의 합을 나타낸다. 이 구간에서는 i_{r1} 전류가 1차측으로 환산한 충전전류 $i_o' (=ni_o)$ 와 같다. 그림 3(b)의 M2 등가회로를 풀면 CCM I에서의 $t_1 \sim t_2$ 구간에 대한 3상 공진전류가 아래와 같이 도출된다.

$$i_{r1}(t) = \frac{V_i - 3v_{C_1}(t_1) - V_o'}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + i_{r1}(t_1) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (4)$$

$$i_{r2}(t) = \frac{-V_o' - 3v_{C_2}(t_1) - 2V_i}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + i_{r2}(t_1) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (5)$$

$$i_{r3}(t) = -i_o'(t) = \frac{V_i - 3v_{C_3}(t_1) + 2V_o'}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + i_{r3}(t_1) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (6)$$

이 구간에서는 $-i_{r3}$ 전류가 1차측으로 환산한 충전전류 i_o' 와 같다. 또한, 그림 3(d)의 M2 등가회로를 풀면 CCM III에서의 $t_1 \sim t_2$ 구간에 대한 3상 공진전류가 아래와 같이 도출된다.

$$i_{r1}(t) = i_o'(t) = \frac{2V_i - 3v_{C_1}(t_1) - 2V_o'}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + i_{r1}(t_1) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (7)$$

$$i_{r2}(t) = \frac{V_o' - 3v_{C_2}(t_1) - V_i}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + i_{r2}(t_1) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (8)$$

$$i_{r3}(t) = \frac{V_o' - 3v_{C_3}(t_1) - V_i}{3Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + i_{r3}(t_1) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (9)$$

이 구간에서는 i_{r1} 전류가 1차측으로 환산한 충전전류 i_o' 와 같다. 그림 3에는 생략되어 있지만 나머지 스위칭 반주기(M7~M12, CCM II에서는 M7~M11)에 대하여도 각 모드별 등가회로를 도출할 수 있으며, 앞선 3 가지 경우에 대한 해석과 마찬가지로, 다른 많은 모드들에 대해서도 등가회로 해석을 통해 3상 공진전류, 공진전압 및 충전전압 등을 도출해 낼 수 있다.

스위칭 한주기에 대한 평균충전전류는 $T_s/6$ 구간에 대한 평균충전전류가 동일하게 6번 반복되므로 (10)식과 같이 표현할 수 있으며, 그림 3(a)에서 $i_{r1}(t_0)=0$, $v_{C_1}(t_0)=(-2/3)V_o'$

그림 3 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기의 동작 파형 및 등가회로

Fig. 3 Waveform and equivalent circuit of 3-phase series-resonant type high voltage capacitor charger

임을 (1)식에 반영하고 (1)식을 (10)식에 대입하여 풀면, DCM에서의 1차측으로 환산한 평균충전전류 $I_o' (=nI_o)$ 이 (11)식과 같이 도출된다.

$$I_o' = \frac{6}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} i_o'(t) dt \quad (10)$$

$$I_o' = \frac{m_s}{\pi} \frac{2V_i}{Z_r} = 4V_i C f_s \quad (11)$$

그림 3(b)-(d)에서 (1)식과 (6)식을 (10)식에, (1)식을 (10)식에, (1)식과 (7)식을 (10)식에 대입하여 풀면 CCM I, CCM II 및 CCM III에서의 1차측으로 환산한 평균충전전류 I_o' 이 (12)(13)(14)식과 같이 각각 도출된다.

$$I_{oCCMI}' = \frac{3m_s}{\pi} [i_{r1}(t_0)\sin\alpha_1 + \frac{V_i - 3v_{C_1}(t_0) - 2V_o'}{3Z_r}(1 - \cos\alpha_1) - i_{r3}(t_1)\sin\beta_1 - \frac{V_i - 3v_{C_3}(t_1) + 2V_o'}{3Z_r}(1 - \cos\beta_1)] \quad (12)$$

$$I_{oCCMII}' = \frac{3m_s}{\pi} [i_{r1}(t_0)\sin\alpha_2 + \frac{V_i - 3v_{C_1}(t_0) - 2V_o'}{3Z_r}(1 - \cos\alpha_2)] \quad (13)$$

$$I_{oCCMIII}' = \frac{3m_s}{\pi} [i_{r1}(t_0)\sin\alpha_3 + \frac{V_i - 3v_{C_1}(t_0) - 2V_o'}{3Z_r}(1 - \cos\alpha_3) + i_{r1}(t_1)\sin\beta_3 + \frac{2V_i - 3v_{C_3}(t_1) - 2V_o'}{3Z_r}(1 - \cos\beta_3)] \quad (14)$$

여기에서 $m_s = \omega_s/\omega_r$, $\alpha_1 = \omega_r t_{01} = \tan^{-1} \frac{3i_{r2}(t_0)Z_r}{2V_i + 3v_{C_2}(t_0) - V_o'}$ [rad], $\beta_1 = \omega_r t_{12} = (\pi/3m_s) - \alpha_1$ [rad], $\alpha_2 = \omega_r t_{02} = \pi/3m_s$ [rad], $\beta_3 = \omega_r t_{12} = \tan^{-1} \frac{3i_{r2}(t_1)Z_r}{V_i + 3v_{C_2}(t_1) - V_o'}$ [rad], $\alpha_3 = \omega_r t_{01} = (\pi/3m_s) - \beta_3$ [rad]이며, 그림 3에 각 동작모드에서의 α_1 , α_2 , α_3 와 β_1 , β_3 의 구간을 나타내었다. (11)~(14)식에서 알 수 있듯이 단상 직렬공진형 충전기에서와 마찬가지로, DCM에서의 평균충전전류는 m_s , 입력전압, 특성임피던스의 함수로 일정한 특성을 갖는다. 반면, CCM에서의 평균충전전류는 커패시터가 충전됨에 따라 각각 비선형특성을 갖는 (12)(13)(14)식을 순차적으로 추종하므로 가변 하는 특성을 갖는다. 또한, DCM에서 한상에 흐르는 공진전류 절대값의 평균값이 (15)식과 같이 도출되며, 1차측으로 환산한 평균충전전류의 2/3 배, 단상충전기에서의 1차측으로 환산한 평균충전전류의 1/3 배가 됨을 알 수 있다[13]. 또한, (16)식에서의 공진전류와 평균충전전류와의 관계는 CCM에서도 여전히 적용 된다.

$$|I_r|_{AVG} = \frac{1}{3} \frac{8V_i}{T_s \omega_r Z_r} = \frac{2}{3} (4V_i C_3 f_s) = \frac{1}{3} (8V_i C_1 f_s) \quad (15)$$

$$|I_r|_{AVG} = \frac{2}{3} I_o' (3\phi) = \frac{1}{3} I_o' (1\phi) \quad (16)$$

3. 3상 직렬공진형 커패시터 충전기의 설계 방법 고찰

3상 직렬공진형 커패시터 충전기의 입력전압, 최대충전전압, 출력 커패시턴스 및 충전시간이 주어졌을 때, 1회 충전시 충전기의 충전전력은 (17)식과 같이 정의된다. 변압기 턴수비는 입력전압과 최대충전전압에 의해 결정한다. 변압기 턴수비 결정시, 최대충전전압을 운용하고자하는 목표 충전전압보다 약간 더 높게 잡는다. 이 전압 마진이 클수록 변압기 기생커패시턴스에 의해 발생하는 충전시간 오차를 최소화 할 수 있다. 예를 들어, 목표 충전전압을 3 kV로 설정하여 운용할 경우, 최대충전전압을 약 3.3~3.6 kV로 설계한다. 변압기 턴수비가 결정되면 (18)식에 의해 I_o' 을 결정할 수 있다. 결정된 I_o' 의 피크 수준, 스위칭소자의 전류스트레스 및 자기요소(변압기 및 공진인덕터)의 크기 등을 고려하여 스위칭 주파수를 결정한다. 그 다음, 운용모드(DCM, CCM) 및 $m_s (= \omega_s/\omega_r)$ 를 선택한 후, 정해진 f_s 와 m_s 로부터 공진주파수를 산출해 낸다. DCM에서 운용하고자 할 경우, (11)식과 (18)식에 의해 도출된 (19)식에 의해 상당 합성 공진커패시턴스 C 값을 산출할 수 있다. 특성 임피던스식과 공진주파수식을 이용하여 L 과 Z_r 값을 산출해 낸다.

$$P_{CH} = \frac{0.5C_o V_o'^2}{t_c} = 0.5V_o I_o = 0.5V_o \frac{I_o'}{n} \quad (17)$$

$$I_o' = \frac{nC_o V_o}{t_c} \quad (18)$$

$$C = \frac{nC_o V_o}{4f_s V_i t_c} \quad (19)$$

표 1은 3상 직렬공진형 충전기의 설계사양을 나타내고 있으며, DCM과 CCM의 경계 주파수인 $\omega_s = 0.33\omega_r$ 일 때 공진요소 설계사례는 다음과 같다.

표 1 3상 직렬공진형 커패시터 충전기의 설계 사양

Table 1 Design specification of 3-phase series-resonant type capacitor charger

V_i	DC 300 V	V_o	DC 3300 V
C_o	1640 μ F	t_c	5 sec
f_r	60 kHz	f_s	20 kHz

Step 1. $P_{CH} = 0.5C_o V_o'^2/t_c = 0.5V_o I_o = 1.785$ kJ/s

$$P_{peak} = 2P_{CH} = 3.57$$
 kW

Step 2. $n = V_o/V_i = 11$

Step 3. $I_o' = nC_o V_o/t_c = nI_o = 11.9$ A

Step 4. $f_s = 20$ kHz

Step 5. $m_s = 0.33$, $f_r = 60$ kHz

Step 6. $C = nC_o V_o/4V_i f_s t_c = 0.496$ μ F

$$C_o' = n^2 C_o = 198.44$$
 mF,

$$C_1 = CC_o'/C_o' - C = 0.496$$
 μ F

Step 7. $L = 1/(2\pi f_r)^2 C = 14.18$ μ H

Step 8. $Z_r = \sqrt{L/C} = 5.35$ Ω

반면, CCM에서 운용하고자 할 경우, step 1~step 4 까지 동일하게 설계한다. step 5에서 m_s 값을 0.33이상으로 설정하고, 설정된 m_s 값에 의해 f_r 을 산출해 낸다. 앞서 (12)(13) (14)식을 통해 언급한바와 같이, CCM에서는 L_o' 이 충전 전 구간동안 가변하므로 Step 6~Step 8을 DCM처럼 적용할 수 없다. 따라서, 표 1에 주어진 t_c 를 만족하는 C 와 L 은 시뮬레이션 툴을 이용하여 시행착오를 거쳐 설계하여야 한다. 3상 직렬공진형 커패시터 충전기 설계 시, f_s , m_s , f_r 의 조합에 따라 매우 많은 공진요소(L 과 C 값) 설계 결과가 도출될 수 있으므로 본 논문에서는 IGBT의 스위칭 주파수 한계를 고려하여 공진주파수를 60 kHz로 설정하였다.

4. 실험 결과

해석 및 설계된 3상 직렬공진형 커패시터 충전기의 충전 특성을 확인하기 위해 커패시터 부하를 갖는 3상 직렬공진형 커패시터 충전기의 프로토타입을 표 1의 규격으로부터 설계된 결과를 이용하여 구성하였다. 프로토타입 충전기의 파라미터는 다음과 같다. $V_i=300$ V, $V_o=3300$ V, $C=0.46$ μ F, $L=15.3$ μ H, $f_r=60$ kHz, $C_o=1640$ μ F이며, 변압기 턴수비=1:11인 단상변압기 3개를 Δ - Δ 결선하여 실험하였다. 그림 4와 그림 5에 프로토타입 3상 충전기, 스위칭 신호발생을 위한 TI 28335 컨트롤러, 40 kJ, 7kV, 1640uF 커패시터(ICAR)로 구성된 세부 배선도와 실험장치의 사진을 나타내었다.

그림 4 실험장치 구성도

Fig. 4 Schematic diagram of experimental setup

그림 5 실험장치 사진

Fig. 5 Photograph of experimental setup

그림 6에 DCM, CCM I, CCM II 및 CCM III에서의 3상 공진전류파형을 나타내었으며, 이는 앞서 해석한 결과가 실험결과와 일치함을 확인할 수 있다. 그림 7에 $f_s=20$ kHz와 30 kHz에서의 충전 전 구간 파형을 각각 나타내었다. 단상에서와 마찬가지로 스위칭주파수가 증가됨에 따라 목표전압 ($V_T=3$ kV)까지의 충전시간이 현저히 감소됨(5.31s→3.37s)을 확인할 수 있다. 공진전류 및 공진전압의 실험값들은 각 상의 불균등한 공진인덕턴스, 변압기 2차측 기생커패시턴스 및 회로의 기생저항 등에 의해 약간의 오차가 발생했지만 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 확인할 수 있다.

(a) DCM ($f_s=20$ kHz, $v_o=1$ kV)

(b) CCM I ($f_s=30$ kHz, $v_o=0.5$ kV)

(c) CCM II ($f_s=30$ kHz, $v_o=1.6$ kV)

(d) CCM III ($f_s=30$ kHz, $v_o=2.6$ kV)그림 6 3상 공진전류 및 충전전압 파형 (CH1: i_{r1} , CH2: i_{r2} , CH3: i_{r3} , CH4: v_o)Fig. 6 Waveform of 3-phase resonant current and charging voltage (CH1: i_{r1} , CH2: i_{r2} , CH3: i_{r3} , CH4: v_o) (a) $f_s=20$ kHz (b) $f_s=30$ kHz그림 7 한상의 공진전류, 공진전압, 충전전압 및 충전전류 (CH1: v_{C1} , CH2: i_{r1} , CH3: v_o , CH4: i_o)Fig. 7 Waveform of v_{C1} , i_{r1} , v_o , i_o during the total charging period (CH1: v_{C1} , CH2: i_{r1} , CH3: v_o , CH4: i_o)

5. 결 론

본 논문에서는 EML 구동용 펄스파워 시스템에 적합한 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기를 제안하였다. 3상 직렬공진형 고전압 커패시터 충전기는 DCM에서 운용될 때 일관된 충전특성을 가지나, 공진점 이하의 CCM에서 운용될 때 충전전압이 상승함에 따라 3개의 동작모드(CCM I, CCM II, CCM III)가 순차적으로 나타나는 특성을 갖는다. 각 운용모드에서의 상당 공진 전류의 크기는 1차측으로 환산한 평균충전전류의 2/3배이고, 동일용량의 단상충전기에서 1차측으로 환산한 평균충전전류의 1/3배가 됨을 해석 및 시뮬레이션을 통해 확인하였다. DCM 및 CCM에서의 3상 충전기의 설계 방법을 각각 제시하였고, $\omega_s = 0.33\omega_r$ 에서 충전기에 대한 공진요소 설계 결과를 제시하였다. 설계결과를 바탕으로 3.5 kW 프로토타입 충전기를 구성하고 실험을 통해 해석 및 설계결과가 타당함을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다 (No. 2010T100200213)

References

- [1] I. R. McNab, F. Stefani, M. Crawford, M. Eregnil, C. Persad, S. Satapathy, H. Vanicek, T. Watt, and C. Dampier, "Development of a Naval Railgun," IEEE Trans. Magn., vol. 41, no. 1, pp. 206-210, Jan. 2005.
- [2] Miguel. D.G, "A 4.5-MJ Pulsed Power Supply for Railgun Experiments," IEEE Trans. Magn., vol. 39, no. 1, pp. 280-284, Jan. 2003.
- [3] T. Wolfe, P. Riedy, J. Drake, F. MacDougall, and J. Bernardes, "Preliminary Design of a 200 MJ Pulsed Power System for a Naval Railgun Proof of Concept Facility," in Proc. 15th IEEE International Pulsed Power Conf., 2005, pp. 70-74.
- [4] J. M. Neri and B. M. Human, "Operation of A 5-MJ Capacitor Bank for EML Materials Testing," 16th IEEE International Pulsed Power Conf., 2007, pp. 1736-1739.
- [5] G. Ortiz, D. Bortis, J. Biela, and J. W. Kolar, "Optimal design of a 3.5 kV/11 kW DC-DC converter for charging capacitor banks of power modulators," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 38, no. 10, pp. 2565-2573, Oct. 2010.
- [6] Q. Tan, F. Lin, S. Wang, H. Zhong, G. Liu, and Y. Deng, "Improved capacitor charging power supply for a power conditioning system," IEEE Trans. Dielect. Insul., vol. 18, no. 4, pp. 1214-1220, Aug. 2011.
- [7] H. Sheng, W. Shen, H. Wang, D. Fu, Y. Pei, X. Yang, F. Wang, D. Boroyevich, F.C. Lee, and

C.W.Tipton, "Design and implementation of a high power density three-level parallel resonant converter for capacitor charging pulsed-power supply," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 39, no. 4, pp. 1131-1140, Apr. 2011.

- [8] W. G. Homeyer, R. J. Callanan, E. E. Bowles and A. Nerem, "1.2 MW DC-DC Converter," IEEE Trans. on Magn., vol. 29, no. 1, pp. 992-996, Jan. 1993.
- [9] A. K. Jain, C. P. Henze, C. B. Henze, and K. Conroy, "Development of a 350kW, 10kV pulse power converter for capacitor charging," in Proc. IEEE-APEC, 2007, pp. 1164-1170.
- [10] A. R. Prasad, P.D. Ziogas, and S. Manias, "A Three-phase resonant PWM DC-DC converter," in Proc. Power Electron. Spec. Conf., 1991, pp. 463-473.
- [11] A. R. Prasad, P.D. Ziogas, and S. Manias, "Analysis and design of a three-phase off-line dc-dc converter with high-frequency isolations," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, pp. 824-832, July/Aug. 1992.
- [12] J.Jacobs, A. Averberg, and R. De Doncker, "A novel three-phase dc/dc converter for high-power application," in Proc. Power Electron. Spec. Conf., 2004, pp. 1861-1867.
- [13] Byungha Lee, Taesub Kang, and Hanju Cha, "Comparative analysis of charging modes of series resonant converter for an energy storage capacitor," Trans. KIEE, vol. 61, no. 3, pp. 394-400, March, 2012.

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.

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.

박 상 은 (朴相垠)

1973년 10월 13일생. 1999년 충남대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 2001년~현재 국방과학연구소 선임연구원.