

에너지저장 커패시터의 최적 충전을 위한 직렬공진형 컨버터의 운용 모드 비교

이병하, 차한주
 충남대학교 전기공학과

Comparison of the operation mode of series resonant converter for optimal charging of energy storage capacitor

Byung-Ha Lee, Hanju Cha
 Department of Electrical Engineering, Chungnam National University

Abstract - 본 논문에서는 에너지저장 커패시터 충전용 직렬공진형 컨버터의 운용모드별 충전특성을 비교하였다. 커패시터 부하를 갖는 풀브릿지 직렬공진형 컨버터의 운용모드별 동작원리를 설명하고 해석하였다. 운용모드별 충전특성을 충전시간, 스위치손실, 스위치이용률 측면에서 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 1.8 kJ/s 컨버터를 설계하고, 실험을 통해 충전시간 특성에 대한 비교 결과를 제시하였다.

1. 서 론

커패시터 뱅크형 펄스파워 시스템에서 커패시터를 충전하는 전원장치(Capacitor Charging Power Supply ; CCPS)의 성능은 전계시스템에서 큰 역할을 차지하며, 동작주파수, 충전시간, 입출력 효율, 스위치 이용률, EMC적합성 등을 고려하여 설계 한다. CCPS는 부하에 정전력을 공급하는 PWM방식에 비하여 단락 및 개방과 같은 다양한 부하조건에서 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[1]. 직렬공진방식의 CCPS를 불연속 모드(DCM)에서 운용하면 1차측 메인 스위치의 영전압 영전류 턴오프 및 영전류 턴온이 가능하여 스위치손실을 최소화 할 수 있으므로 불연속 모드로 운용하는 많은 사례들을 볼 수 있다[2]. 반면, 동일한 특성임피던스일 경우 평균 출력전류량이 연속모드(CCM)에 비해 상대적으로 적으므로 충전시간이 증가하게 된다. 수백 kJ에서 MJ 단위의 큰 커패시터 뱅크를 충전하는 응용분야에서는 동일한 토폴로지에서의 충전시간의 개선이 전계시스템 성능 향상에 기여할 수 있다. 본 논문에서는 대용량 에너지 커패시터의 최적 충전방식을 도출하기 위하여 직렬공진형 컨버터의 운용모드별 충전특성을 충전시간, 스위치 손실 및 스위치 이용률 측면에서 시뮬레이션을 통하여 비교, 분석하였다. 1.8 kJ/s 컨버터를 설계하고, 실험을 통해 충전시간 특성에 대한 비교 결과를 제시하였다.

2. 본 론

2.1 커패시터 부하를 갖는 직렬공진형 컨버터

그림 1은 커패시터 부하를 갖는 직렬공진형 컨버터로 모든 저항요소를 무시하고, 스위치, 다이오드 및 변압기가 이상적이라고 가정 한 회로이다. 이 컨버터는 그림 3과 같이 $\omega_s < 0.5\omega_r$ 인 불연속 운용, $0.5\omega_r < \omega_s < \omega_r$ 인 연속운용, $\omega_s > \omega_r$ 인 연속운용의 3가지 운용모드를 갖는다. 각 운용모드는 다시 $S_1 \sim S_4$ 와 $D_1 \sim D_4$ 의 도통 순서에 따라 그림 2와 같이 4개의 동작모드를 가지며, 불연속 운용에서는 모든 스위치와 모든 다이오드가 도통하지 않는 불연속 구간이 존재하는 특성을 갖는다. Mode 1에서 S_1, S_2 가 도통되어 양의 i_{Lr} 전류가 흐르며, 출력 커패시턴스는 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 등가 회로에서 $v_p(t_0)$ 의 극성이 Mode 1과 반대이다. Mode 3에서 S_3, S_4 가 도통되어 음의 i_{Lr} 가 흐른다. D_3, D_4 가 도통될 때 i_{Lr} 은 양의 값을 가지므로 그림 2의 (d)와 같이 $v_p(t_0)$ 값은 양의 값을 갖는다. 부하에 정전력을 공급하는 직렬공진형 컨버터는 변압기, 2차측 정류기 및 출력전압이 각 모드에 대하여 일정하게 동작하지만, CCPS에서는 커패시터가 충전됨에 따라 출력전압이 변하므로 모드변동에 따라 각 부분의 전압 및 전류가 계속 변하는 특

성을 갖는다[3]. Mode 1에서 공진전류는 다음과 같이 표현된다 [4].

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

$$(t_0 < t < t_1)$$

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

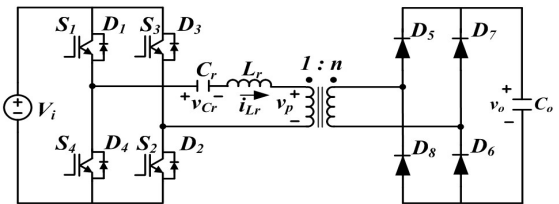
여기에서 Z_r 은 특성 임피던스이며, C 는 C_o' 와 C_r 직렬 값, L 은 공진 인덕터(L_r)와 변압기 누설인덕턴스의 합이다. 식(1)을 이용하여 공진 커패시터 전압과 투영된 커패시턴스 전압 및 출력전압을 도출할 수 있다.

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

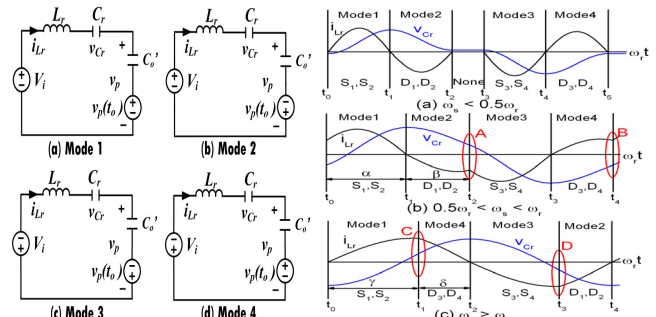
$$v_p(t) = v_p(t_0) + \frac{1}{\omega_r C_o'} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} (1 - \cos \omega_r(t - t_0)) + i_{Lr}(t_0) \sin \omega_r(t - t_0) \right] \quad (4)$$

$$v_o(t) = v_o(t_0) + \frac{1}{n\omega_r C_o} \left[\frac{V_i - v_{Cr}(t_0) - v_p(t_0)}{Z_r} (1 - \cos \omega_r(t - t_0)) + i_{Lr}(t_0) \sin \omega_r(t - t_0) \right] \quad (5)$$

Mode2, 3, 4에서의 공진전류, 공진전압 및 출력 전압도 각 모드의 초기값을 이용하여 구할 수 있으며, 입출력전압의 극성만 변동된 유사한 결과를 얻을 수 있다.



〈그림 1〉 이상적인 직렬공진형 컨버터



〈그림 2〉 모드별 등가회로

〈그림 3〉 운용모드별 동작파형

2.2 충전특성 평가요소

CCPS의 충전시간 t_c 는 정해진 부하 커패시턴스와 충전하고자

하는 최대충전전압 (V_o)에 대하여 평균 출력전류량에 의해 식(6)과 같이 결정된다.

$$t_c = C_o V_T / I_o = n C_o V_T / I_o' \quad (6)$$

$\omega_s < 0.5\omega_r$ 인 불연속 운용시 평균출력전류의 1차측 환산값은 한 주기동안 $v_p(t)$ 를 V_p 로 일정하다고 가정하면 식(7)과 같이 구해지며, $0.5\omega_r < \omega_s < \omega_r$ 인 연속운용 및 $\omega_s > \omega_r$ 인 공진점 위에서의 운용시 평균출력전류의 1차측 환산값은 각각 식(8)(9)와 같이 계산된다.

$$I_o' = 8V_i / T_s \omega_r Z_r \quad (7)$$

$$I_o' = \frac{2}{T_s} \left[\frac{-V_i + v_{Cr}(t_0) + V_p}{\omega_r Z_r} \cos\alpha + \frac{V_i - v_{Cr}(t_1) + V_p}{\omega_r Z_r} \cos\beta + \frac{i_{Lr}(t_0)}{\omega_r} \sin\alpha + \frac{-v_{Cr}(t_0) + v_{Cr}(t_1) - 2V_p}{\omega_r Z_r} \right] \quad (8)$$

$$I_o' = \frac{2}{T_s} \left[\frac{-V_i + v_{Cr}(t_0) + V_p}{\omega_r Z_r} \cos\gamma + \frac{V_i + v_{Cr}(t_1) + V_p}{\omega_r Z_r} \cos\delta + \frac{i_{Lr}(t_1)}{\omega_r} \sin\delta - \frac{v_{Cr}(t_0) + v_{Cr}(t_1) + 2V_p}{\omega_r Z_r} \right] \quad (9)$$

불연속 운용시 평균출력전류는 입력전압, 스위칭주파수 및 특성 임피던스값에 의해 근사화되고 그 값이 일정하므로 충전시간을 쉽게 산출할 수 있는 반면, 연속운용 시에는 커패시터가 충전되어 출력전압이 증가함에 따라 $v_p(t)$, $v_{Cr}(t)$ 및 $i_{Lr}(t)$ 의 초기값이 계속 변화하여 출력전류값이 일정하지 않으므로 충전시간 도출시 수식적 계산에 어려움이 따른다.

직렬 공진형 컨버터의 주요 손실은 스위치, 다이오드의 도통손실 및 스위칭 손실, 변압기 및 공진인덕터의 도통손실로 크게 분류되며, 그 중 스위치의 손실이 컨버터 전체 손실의 대부분을 차지한다. 스위치가 IGBT인 경우, S_1 및 D_1 의 도통손실은 식(10)과 같이 발생하며, 충전시간동안 발생하는 S_1 및 D_1 의 총 도통손실에 의한 에너지는 식(11)과 같이 구해지며 S_2 , S_3 , S_4 및 D_2 , D_3 , D_4 의 도통 손실도 유사하게 계산할 수 있다.

$$P_{con1}(t) = i_{S1}(t)[V_{CE0} + R_{CE}i_{S1}(t)] + i_{D1}(t)[V_{D0} + R_D i_{D1}(t)] \quad (10)$$

$$E_{con1} = \int_{t_0}^{t_c} P_{con1}(t) dt \quad (11)$$

$\omega_s < 0.5\omega_r$ 인 불연속 운용시 $S_1 \sim S_4$ 는 영전압, 영전류 턴오프 및 영전류 턴온되므로 스위칭 손실이 최소화 되지만, $0.5\omega_r < \omega_s < \omega_r$ 인 연속 운용시 $S_1 \sim S_4$ 는 강제 턴온되므로 그림 3-(b)의 A와 B지점에서 턴온 손실이 발생하며, 동시에 역회복 전류에 기인한 $D_1 \sim D_4$ 의 턴오프 손실이 발생한다. $\omega_s > \omega_r$ 인 연속운용시 $S_1 \sim S_4$ 는 강제 턴오프 되므로 그림 3-(c)의 C와 D지점에서 턴오프 손실이 발생한다. 턴온 및 턴오프 시 S_1 및 D_1 에 발생하는 손실 에너지는 식(12)와 같이 표현되며, 충전시간동안 발생하는 총 스위칭손실에 의한 에너지는 식(13)과 같이 구해지며, S_2 , S_3 , S_4 및 D_2 , D_3 , D_4 도 유사하게 계산할 수 있다.

$$E_{n1(f1)} = (E_{SR} / V_R I_R) v_{S1} i_{S1} \quad (12)$$

$$E_{n1(f1),a} = E_{n1(f1)_1} + E_{n1(f1)_2} + \dots + E_{n1(f1)_N} \quad (13)$$

폴브릿지 타입의 직렬공진형 컨버터의 스위치 스트레스는 인가된 첨두 전압과 첨두 전류에 의해 식(14)와 같이 간략화 표현되며, 스위치 이용률은 식(15)와 같이 정의할 수 있다.

$$S = v_{S1peak} i_{S1peak} \quad (14)$$

$$U = P_{AV} / S = \frac{1}{2} C_o V_T^2 / t_c S \quad (15)$$

2.3 설계

입력전압 (V_i), 최대충전전압 (V_o), 출력 커패시턴스(C_o) 및 충전시간(t_c)이 주어지면 컨버터의 출력용량은 식(16)과 같으며, V_i 값과 V_o 값을 고려하여 산출된 변압기 턴수 비($n = N_2/N_1$)에 의해 1차측으로 환산된 출력전류값을 식(6)을 통해 산출할 수

있다. $\omega_s \leq 0.5\omega_r$ 인 불연속 운용시 1차측 환산값은 식(7)과 같이 전류량이 일정한 특성을 가지므로, 이를 이용하여 공진 커패시턴스 값을 식(17)과 같이 도출할 수 있으며, 스위칭소자의 스트레스를 고려하여 선택한 스위칭 주파수가 결정되면 식(2)를 통해 L 과 Z_r 값을 산출할 수 있다.

$$P_{AV} = \frac{1}{2} C_o V_T^2 / t_c = \frac{1}{2} V_T I_o \quad (16)$$

$$C = \pi I_o' / 4\omega_s V_i \quad (17)$$

반면, 연속 운용시 1차측 환산값은 식(8)(9)와 같이 출력전류량이 변화하는 특성을 가지므로 충전시간을 만족하는 공진요소값을 시뮬레이션을 반복적으로 수행하여 산출해 낼 수 있다.

〈표 1〉 목표 사양

V_i	DC 540V	V_o	DC 12 kV
C_o	20 mF	t_c	60 sec
f_r	40 kHz	f_s	12~60 kHz

표 1은 600 kJ 커패시터뱅크 충전을 위한 CCPS의 목표사양을 나타내고 있으며, $\omega_s = 0.5\omega_r$ 일 때 설계사례는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Step1. } P_{AV} &= \frac{1}{2} C_o V_o^2 / t_c [= \frac{1}{2} V_o I_o] \text{ J/s} \\ &= 0.5(20\text{mF})(12\text{kV})(12\text{kV})/60\text{s} \\ & [= 0.5(12\text{kV})(4\text{A})] = 24 \text{ kJ/s} \end{aligned}$$

$$\text{Step2. } n = (12000\text{V})/(540\text{V}) = 22$$

$$\text{Step3. } I_o' = n C_o V_o / t_c = (22)(20\text{mF})(12\text{kV})/(60\text{s}) = 88.8 \text{ A}$$

$$\text{Step4. } C = \pi I_o' / 4\omega_s V_i = (\pi)(88.8\text{A})/(4)(2\pi)(20\text{kHz})(540\text{V}) = 1.028 \mu\text{F}$$

$$C_o' = n^2 C_o = (22)^2(20\text{mF}) = 9680 \text{ mF}$$

$$C_r = C C_o' / C_o - C = (1.028\mu\text{F})(9680\text{mF}) / (9680 \text{ mF} - 1.028\mu\text{F}) = 1.028 \mu\text{F}$$

$$\text{Step5. } L = 1/\omega_r^2 C = 1/(2\pi)^2(40\text{kHz})^2(1.028\mu\text{F}) = 15.4 \text{ uH}$$

$$\text{Step6. } Z_r = \sqrt{L/C} = (15.4\text{uH}/1.028\mu\text{F})^{1/2} = 3.87 \Omega$$

2.4 시뮬레이션

직렬공진방식의 CCPS는 부하 커패시턴스가 1차측으로 투영되어 공진 커패시턴스와 직렬 접속되므로 광범위한 C_o 에 대하여 동일한 등가 커패시턴스와 특성 임피던스를 갖는다. 표 2와 같이 동일한 C_r 에 대하여 C_o 를 1/1000까지 축소하여도 C 값이 거의 변하지 않는다. 표 3에 나타난 바와 같이 목표 사양의 입출력전압, 부하 커패시턴스 및 충전시간을 축소하여도 전압, 전류, 전력량의 기저 환산 값이 동일하므로 실험을 위한 축소사양의 특성을 목표사양에 적용하여도 유효할 것으로 판단하였다. 운용모드별 충전 특성을 분석하기 위해 표 3에 비례 축소된 사양을 바탕으로 정해진 공진주파수(ω_r)에 대해 스위칭 주파수(ω_s)를 가변하여 2.2절에서 언급한 충전시간(t_c), 스위칭소자의 손실(도통 및 턴온/턴오프 손실) 및 스위치 이용률(U)을 계산하였다.

〈표 2〉 C_o 값 축소에 따른 C 값 변동 ($n=22$, $f_r=40\text{kHz}$)

C_r	C_o	$C = C_r C_o' / C_o + C_o'$	$L = 1/\omega_r^2 C$
1.028 uF	20000 uF	1.027999 uF	15.40023 uH
1.028 uF	2000 uF	1.027998 uF	15.40024 uH
1.028 uF	200 uF	1.027989 uF	15.40039 uH
1.028 uF	20 uF	1.027890 uF	15.40186 uH
1.028 uF	2 uF	1.026909 uF	15.41658 uH
1.028 uF	0.2 uF	1.017197 uF	15.56377 uH

2.4.1 ω_s 가변 시 충전 특성

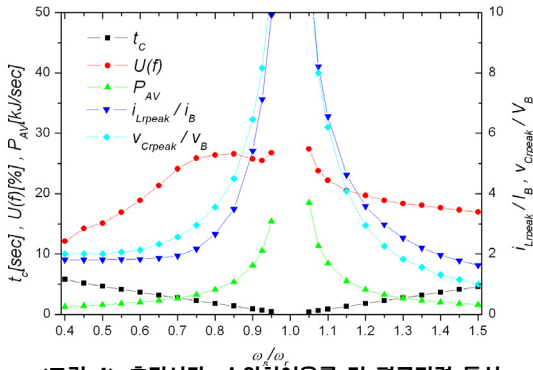
$\omega_s = 0.5\omega_r$ 일 때 설계된 공진 요소 값을 바탕으로 ω_s 를 가변하였을 때 충전시간, 스위치이용률, 부하에 전달되는 평균출력 및 공진전류와 공진전압의 피크값을 그림 4에, 스위치 손실을 그림 5에 나타내었다. $\omega_s \leq 0.5\omega_r$ 일 때 i_{Lrpeak} 가 일정하며 스위치 손실은 도통손실만을 가지므로 최소화 되지만, ω_s 가 감소함에 따라 t_c 가 증가하며, S 는 일정하지만 P_{AV} 가 감소하므로 U 가 감소하게 된다. ω_s 가 ω_r 로 근접함에 따라 i_{Lrpeak} 가 증가하여 t_c 가 감소되며 U 가 증가하지만, 스위치의 도통손실과 턴온 손실이 서서히 증가하게 된다. 공진점 이후 ω_s 가 커짐에 따라 i_{Lrpeak} , t_c , U

및 도통손실이 $\omega_s < \omega_r$ 인 경우와 Y축 대칭의 특성을 보이지만, 스위칭 주파수가 증가함에 따라 스위치의 턴오프 손실이 $\omega_s/\omega_r = 1.25$ 를 기점으로 서서히 증가하게 된다.

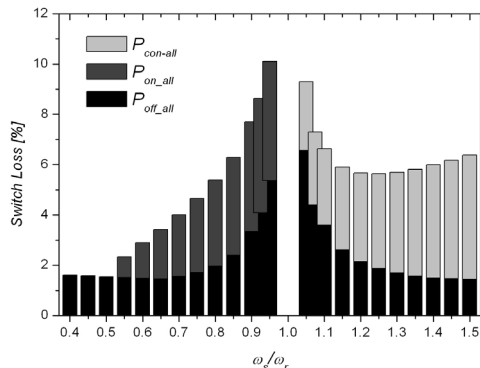
<표 3> 비례 축소 시 설계변수 곱할

(여기에서 $I_A = \int_{t_0}^{t_c} |i_{Lr}| dt/t_c$, $I_P = i_{Lrpeak}$, $V_P = v_{Crpeak}$)

변수	목표 사양	축소 사양	변수	목표 사양	축소 사양
사양	V_i [V]	540	L [uH]	15.40	61.62
	V_o [kV]	12	$Z_r = \sqrt{L/C}$ [Ω]	3.87	15.5
	C_o [uF]	20000	1640		
	t_c [s]	60	$V_B = V_i$ [V]	540	300
P_{AV} [J/s]	24000	1845	$I_B = V_i/Z_r$ [A]	139.5	19.35
I_o [A]	4.00	1.23	$P_B = V_B I_B$ [W]	75,330	5,805
n	22	10	$I_{AN} = I_A/I_B$	0.635	0.635
I_o' [A]	88.8	12.3	$I_{PN} = I_P/I_B$	1.99	1.99
P_{PK} [W]	48000	3690	$V_{PN} = V_P/V_B$	2.00	2.00
C [uF]	1.028	0.256	$P_{AVN} = P_{AV}/P_B$	0.316	0.307
C_o' [uF]	9680000	164000	$P_{PKN} = P_{PK}/P_B$	0.633	0.615
C_r [uF]	1.028	0.256	$P_{conN} = P_{con}/P_B$	0.0022	0.0028



<그림 4> 충전시간, 스위치이용률 및 평균전력 특성



<그림 5> 스위치 손실 특성

2.4.2 최적 운용점 고탈

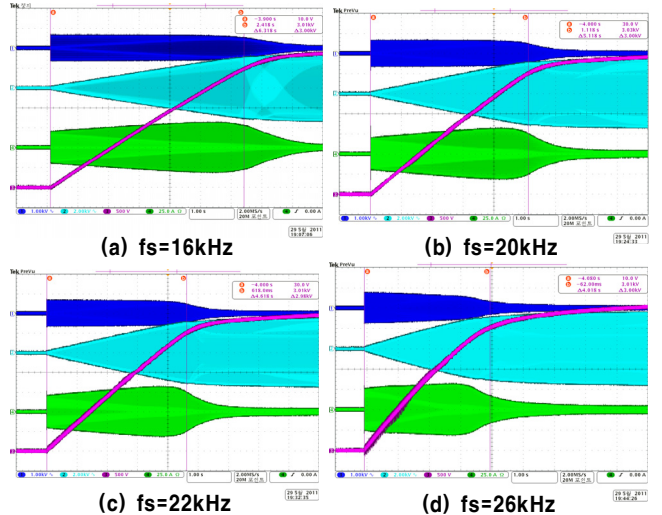
시뮬레이션을 통한 직렬공진형 컨버터의 운용모드 비교결과를 정리해 보면 다음과 같다.

- 공진점 위에서 운용 하는 것 보다 공진점 아래에서 운용하는 것이 스위칭 손실 측면에서 유리하며, 불연속 운용결과 연속운용점의 경계인 $\omega_s = 0.5\omega_r$ 에서 스위치 손실을 최소화 할 수 있다.
 - 5% 정도의 스위칭 손실을 허용하여 운용한다면 $\omega_s = 0.65\omega_r$ 에서 $\omega_s = 0.5\omega_r$ 일 때 보다 충전시간을 약30% 감소시킬 수 있다.
 - $\omega_s \leq 0.75\omega_r$ 와 $\omega_s \geq 1.2\omega_r$ 인 주파수영역에서 공진전류의 크기가 기저 값의 3배 이내로 제한된다.
- 이로부터 스위칭 손실, 충전시간, 공진전류의 피크 등을 고려하였을 때 $0.5\omega_r \leq \omega_s \leq 0.65\omega_r$ 사이에서 운용하는 것이 최적 운용영역인 것으로 판단하였다.

2.5 실험 결과

운용모드별 충전시간 변동특성을 확인하기 위해 표 3의 실험

사양에 따라 $V_i=300$ V, $V_o=3$ kV, $L=64$ uH, $C = 0.25$ uF, $f_r = 40$ kHz, $C_o=1640$ uF, 변압기 턴수비= 1:11로 하드웨어를 구성하여 실험을 수행하였다. 그림 8에 $f_s=16\sim 26$ kHz에서의 충전특성 파형을 표 4에 충전시간특성 실험결과를 나타내었다. 시뮬레이션 결과와 발생하는 충전시간 오차는 실제 소자들의 저항 값이 반영된 효과와 변압기 및 2차측 다이오드의 등가 기생커패시턴스에 기인한다.



<그림 6> 1.8kJ/s CCPS충전특성(CH1: v_{Cr} , CH2: v_{sec} , CH3: v_o , CH4: i_{Lr})

<표 4> 충전시간 개선특성 실험 결과

ω_s/ω_r	f_s [kHz]	V_i [V]	I_P	V_P	t_c [V_o]
0.4	16	300.1	31A	600V	6.318s [3.00kV]
0.45	18	300.1	31A	600V	5.738s [3.00kV]
0.5	20	300.1	31A	600V	5.118s [3.00kV]
0.55	22	300.2	31A	660V	4.618s [3.00kV]
0.6	24	300.1	31A	700V	4.238s [3.02kV]
0.65	26	300.2	31A	740V	4.018s [3.00kV]

3. 결 론

본 논문에서는 대용량 에너지 커패시터의 최적 충전방식을 도출하기 위하여 직렬공진형 컨버터의 운용모드별 충전시간, 스위치 손실, 스위치 이용률을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 시뮬레이션 결과 $0.5\omega_r \leq \omega_s \leq 0.65\omega_r$ 사이에서 운용하는 것이 최적 운용영역인 것으로 판단하였으며, 실험을 통하여 스위칭주파수에 변화에 따른 충전시간 변동특성 결과를 제시하였다. 변압기의 기생 커패시턴스에 따른 직렬형 공진특성으로부터 충전말기 충전시간 곡선의 선형화를 위해 커패시턴스가 최소화 되도록 최적화 설계를 적용하였다.

[참 고 문 헌]

[1] 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

[2] 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

[3] 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

[4] 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