

EMP 방호성능 시험용 통합형 E1 펄스 발생장치 분석 및 성능 개선

Analysis and Performance Improvement of Integrated E1 Pulse Generator for EMP Protection Performance Test

김영진*** · 강호재** · 정영경*** · 윤동기*** · 박용배*

Young-Jin Kim*** · Ho-jae Kang** · Young-Kyung Jeong*** · Dong-Gi Youn*** · Yong Bae Park*

요 약

본 논문에서는 HEMP(High-altitude Electromagnetic Pulse)와 같은 외부전자파 환경에 노출된 EMP 방호시설에 연결된 전송선로에 유기된 HEMP 위협에 대한 전도성 방호 성능 평가를 위한 E1 펄스에 대해 연구한다. 기존 E1 펄스 발생장치는 Marx Generator 고전압 승압 방식을 사용하지만, 본 연구에서는 광대역 출력전압(30~350 kV) 가변이 용이한 Tesla Transformer 방식을 사용한다. E1 펄스 발생장치의 구성 요소인 제어기, 전원장치, 고전압 승압장치, 펄스성형장치도 각각 분석한다. Tesla Transformer를 이용한 E1 펄스는 시뮬레이션을 통해 성능을 예측하고, 실제 개발된 장비를 이용하여 결과를 검증한다.

Abstract

We herein investigate the E1 pulse for evaluating the conducted performance of transmission lines connected to the electromagnetic pulse protection facilities against a conducted high-altitude electromagnetic pulse threat exposed to an external electromagnetic environment. The existing E1 pulse generator uses the Marx generator high-voltage step-up method; however, in this research, we used the Tesla transformer method to easily change the broadband output voltage(30 to 350 kV). We also analyzed the controller, power supply, high-voltage booster, and pulse-shaping device. The E1 pulse performance using the Tesla transformer was predicted through simulations and validated by measurements.

Key words: HEMP(High-Altitude EMP), Pulse Generator, EMP Protection Facility, Tesla Transformer, Marx Generator

I. 서 론

30 km 이상의 높은 고도에서 핵폭발에 의해 발생하는 고고도 전자파펄스(HEMP)는 전자장치 및 시스템의 성능 저하, 오동작뿐만 아니라 심지어 하드웨어 고장 등의 심

각한 장애를 유발할 수 있다^[1]. EMP의 위협으로부터 정보기기 및 전자장치를 보호하기 위해 1970년대부터 미국, 러시아, 유럽 등에서는 EMP 영향평가, 위협분석 등 대응 방안연구를 수행하였으며, 자국의 국가사회기반시설, 국방시설 등에 EMP 방호시설 구축 및 방호시설에 대한

「이 연구는 중소기업청 산학협력력 기술개발사업(협약번호 : C0442415)의 지원을 받아 연구되었음.」

*아주대학교 NCW공학과(Department of NCW(Network Centric Warfare), Ajou University)

**한국화학융합시험연구원(Korea Testing Research Institute)

***리플렉스(Replex Co., Ltd)

· Manuscript received February 12, 2018 ; Revised April 4, 2018 ; Accepted May 23, 2018. (ID No. 20180212-021)

· Corresponding Author: Yong Bae Park (e-mail: yong@ajou.ac.kr)

EMP 평가/인증 시험을 활발히 진행하고 있다^[2]. 국내에서도 정부 차원에서 EMP의 위협을 인식하여 EMP 영향 분석 실험 등 EMP 방호기술 개발을 추진하고 있으며, 전파법 개정을 통해 민간 주요 시설의 EMP 방호시설 구축을 적극 유도하고 있다. 현재 EMP 방호시설에 대한 세계 각국의 기술기준 제정현황은 미군과 NATO의 군사규격 이외에 IEC 등에서 상용 장비 및 시설에 대한 기술기준을 마련하였으나, 대부분의 국가에서는 미군 군사규격인 MIL-STD-188-125의 기술기준을 따르며, 국내에서도 이를 준용하고 있다^{[3],[4]}.

미 국방성 규격 MIL-STD-188-125^[5] 규격에 따르면 HEMP 위협에 대해 지상의 고정형/이동형 쉘터(shelter)에 대한 방호지침 및 평가방법이 기술되어 있다. 평가방법으로는 SE(Shielding Effectiveness) test, CWI(Continuous Wave Immersion) test, PCI(Pulsed Current Injection) test 등 모두 3종류의 시험을 통해 EMP 방호시설의 성능확인을 수행하도록 규정하고 있다. SE test는 주파수 범위 10 kHz~1 GHz에서 안테나 3종류와 EMC 표준장비를 이용해 구성할 수 있다. 또한, CWI test의 경우 대상시설 및 장치 전체를 주변의 영향 없이 낮은 주파수 대역에서 노출시켜야 하므로 실제 측정은 매우 어려워서 규격에서는 발주처의 승인을 득한 후, SELDS(Shielded Enclosure Leak Detection System) 시험과 SE 시험으로 대체 가능하다. 하지만 전력선이나 통신선에 유기되어 방호시설 내부로 유입되는 전도성 EMP의 차단 능력을 평가하는 PCI test를 위한 시험장

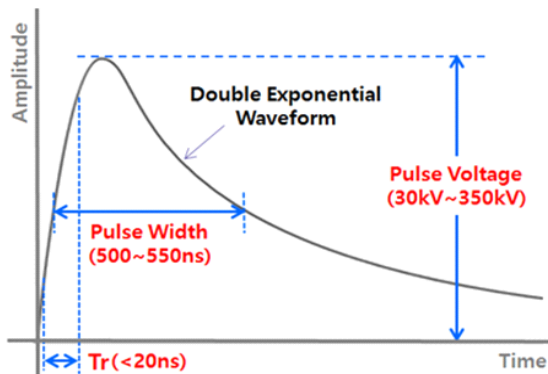


그림 1. MIL-STD-188-125-1 규격에 따른 E1 펄스 파형
Fig. 1. EMP protect facility of PCI performance evaluation schematic.

비는 고전압을 사용하기 때문에 별도의 EMP 펄스 발생장치가 필요하다^[6]. 미 국방성 규격과 국제전기기술위원회 표준 IEC 61000-4-24^[7]에서 제시하는 HEMP 펄스는 그림 1과 같이 표현된다. 본 논문에서는 HEMP와 같은 외부전자파 환경에 노출된 EMP 방호시설의 전송선로 및 건물에 유기되는 전도성 성능평가를 위한 E1 펄스에 대해 연구한다. 또한, 기존 고전압 펄스방식의 한계점을 분석하여 성능 개선 방법을 제안하고, 시뮬레이션 및 측정을 통해 검증한다.

II. 고전압 발생장치 기술방식 비교 및 분석

기존 E1 펄스 발생장치는 Marx Generator 고전압 승압 방식을 사용하며, 이 방식은 구조가 간단한 장점이 있지만, 출력전압의 가변 범위가 제한적인 문제점이 있다. 이러한 이유로 첫번째, 기존 E1 펄스 발생장치는 저전압 E1 펄스 발생 장치(30~80 kV)와 고전압 E1 펄스 발생장치(80~350 kV)로 구분되는 2종의 장치로 구성되어 있으며, 30~350 kV 범위의 펄스를 순차적, 연속적으로 주입해야 하는 PCI 시험 특성상 시험 시 장치 교체 과정이 필요하여 시험 편의성이 저하된다. 두번째, 고전압 생성을 위해 그림 2와 같이 다수의 Spark-Gap 스위치를 필요로 한다. Marx Generator는 전압을 승압시키기 위해 커패시터를 병렬로 충전한 후, 단수와 같은 개수의 스파크 갭을 이용하여 직렬로 방전한다. 따라서 Marx는 단수에 비례하는 스파크 갭이 필요하며, 최종 출력전압은 피킹 스파크 갭을 통해 방전된다.

기존 기술에 적용된 펄스성형용 Spark-Gap 스위치 제어 방식은 전극 간 절연 특성에 따라 스위치 동작이 자발적인 자기 트리거링(self-triggering) 방식 사용으로 인해 스위치 동작 제어가 난해하며, 출력전압의 편차가 크게 발생하여 시험 신뢰성이 저하된다. 세번째, 고전압 절연을

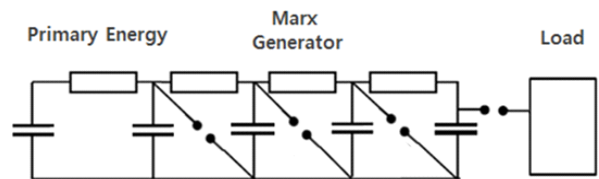


그림 2. Marx generator 방식의 고전압 발생장치 회로
Fig. 2. Marx generator type of high voltage generator circuit.

위한 절연가스(SF6 및 N2) 사용으로 인해 EMP 방호시설 현장에서 사용 시 취급상 안전 문제가 있으며, 별도의 고압가스 공급제어 장치가 필요하여 장비 운용성이 저하된다. 위와 같은 문제점을 개선하기 위해 광대역 출력전압(30~350 kV) 가변이 용이한 통합형 E1 펄스 발생장치 개발이 필요하다. Tesla Transformer는 Marx Generator에 비하여 출력 전압의 가변 범위가 넓고, Tesla에 의해 승압된 전압이 단 한 개의 피킹 스파크 갭을 통해 방전 된다. 따라서 Tesla Transformer는 단 한 개의 스파크 갭만 필요하다. 단일 Spark-Gap 스위치 조절만으로 간단하게 장비 설정을 할 수 있다. 본 연구에서는 그림 3과 같이 Tesla Transformer 기반으로 고전압 승압 방식을 적용했다.

이 방식은 고전압 생성을 위해 별도의 Spark-Gap 스위치가 필요하지 않으며, 장치의 입력 전압에 비례하여 승압(출력) 전압이 결정된다. 따라서 디지털 제어를 통한 입력 전압의 선형적 조절을 통해 광대역의 전압가변이 가능하도록 개발하려고 한다. 광대역 출력전압 가변이 가능한 고전압 승압 제어 기술 및 Spark-Gap 스위치의 디지털 동작 제어 기술을 적용한 통합형 E1 펄스 발생장치를 개발함으로써 시험의 신뢰성 및 효율성 향상을 극대화 할 수 있다.

Ⅲ. E1 펄스 발생장치 설계 및 측정

3-1 설계개요

E1 펄스 발생 장치는 그림 4와 같이 제어기, 전원 장치, 고전압 승압 장치, 펄스 성형 장치로 구분된다. 제어기는 LCD 패널 및 CPU(STM32, Atmega32)들을 내장하였고, CPU들은 유저의 입력 값에 따라 각종 제어 신호들을 전

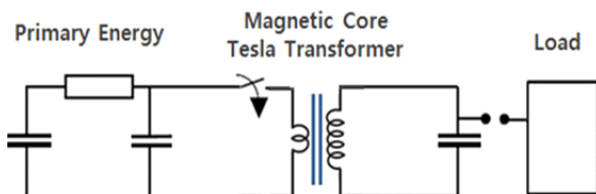


그림 3. Tesla transformer 방식의 고전압 발생장치 회로
Fig. 3. Tesla transformer type of high voltage generator circuit.

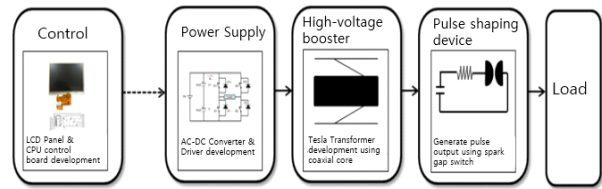


그림 4. E1 펄스 발생장치의 설계 블록도
Fig. 4. E1 pulse generator of development block diagram.

원장치에 송신한다. 전원장치는 제어기로부터 각종 제어 신호들을 수신한 후, 그 값에 따라 고전압 승압 장치의 입력 전압(30~3,500 V) 및 구동 신호를 생성한다.

고전압 승압 장치는 전원장치로부터 생성된 입력 전압(30~3,500 V)을 고전압(30~350 kV)으로 승압한다.

펄스 성형 장치는 고전압 승압 장치로부터 생성된 전압(30~350 kV)을 Spark-Gap 스위치를 사용하여 이중지수형 펄스 형태로 변환해서 부하단에 E1 펄스 신호로 발생시킨다. E1 펄스 발생장치 시스템 구성도는 그림 5와 같다.

3-2 제어기 설계

그림 6과 같이 제어기는 9인치 터치스크린 LCD 패널

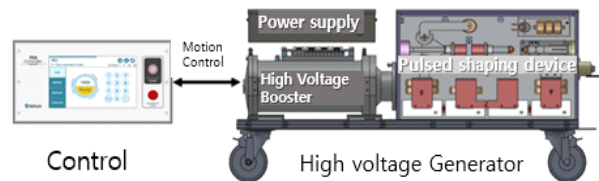


그림 5. E1 펄스 발생장치의 시스템 구성도
Fig. 5. E1 pulse generator of system configuration diagram.

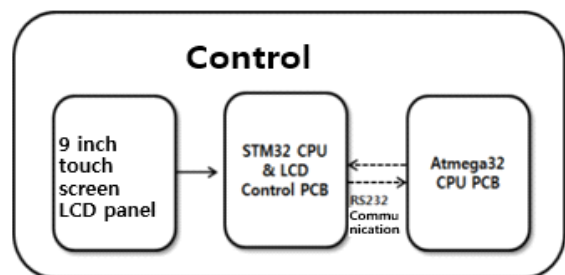


그림 6. 제어기 내부 블록도
Fig. 6. Controller block diagram.

을 사용하여 유저가 원하는 전류 값을 입력할 수 있도록 하고 내부에는 LCD 패널 및 2개의 CPU 보드가 내장되어있다. 첫 번째, CPU 보드는 STM32 CPU 칩셋 및 주변 회로, LCD 드라이버를 내장하였으며 두 번째, CPU 보드는 Atmega32 CPU 칩셋 과 주변 회로 및 전원 회로를 내장하였다.

9인치 터치스크린 LCD 패널을 통하여 유저가 원하는 전류 값을 입력하면 두개의 CPU 보드는 서로 RS232 통신을 하여 전원장치로 유저가 입력한 전류 값을 송신하도록 설계했다.

3-3 전원장치 설계 및 측정

전원장치는 고전압 승압장치의 입력 전원을 생성하기 위한 컨버터 회로와 그 주변 회로로 이루어져 있다. 전원장치는 총 3개의 보드로 구성되어있으며, 각각 용도에 따라 전력 분배 보드, 드라이버 보드, 컨버터 보드로 구분하여 설계한다. 전력 분배 보드는 제어기로부터 220 V/60 Hz 상용전원을 입력 받아 각각 컨버터에 +310 Vdc, 드라이버 보드에 +24 Vdc 전원을 공급한다. 드라이버 보드는 제어기로부터 입력 받은 각종 신호들을 컨버터, 고전압 승압 장치, 모터 등을 구동할 수 있도록 변환 및 증폭을 한다. 컨버터 보드는 고전압 승압 장치의 입력 전원을 생성하고, 컨버터는 하드 스위칭 방식 full-bridge 컨버터로 설계했고, 그림 7과 같다.

컨버터 MOSFET은 구동 신호 듀티비를 변화하여 전원장치의 출력 전압을 조절하도록 설계한다. 컨버터는 고전압 승압 장치의 최소 필요 정격을 기준으로 설계했다. 본 장비 목표 사양은 60초간 1회 동작이며, 이 중에서 50초는 장비 안정화 및 방전 시간, 8초는 충전 시간, 2초는 장비 동작 시간이다. 충전 시간 8초간 Tesla transformer의 1

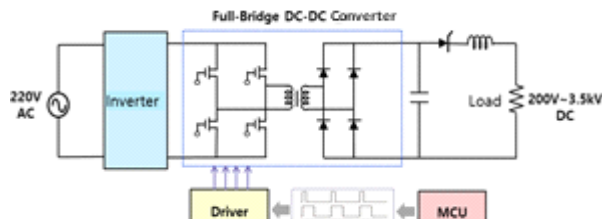


그림 7. Full bridge DC-DC 컨버터 전원장치의 회로도
Fig. 7. Full bridge DC-DC converter power supply circuit.

차측 커패시터(커패시턴스: 300 μF)에 3,500 V의 전압을 충전할 수 있도록 설계했고, 그에 필요한 정격(W)은 식 (1)로 계산한다.

$$Required\ Rating\ (W) = \frac{\frac{1}{2} CV^2}{Charging\ Time\ (s)},$$

$$\frac{1837.5}{8} = 230\ W \quad (1)$$

컨버터의 주요 소자인 MOSFET은 필요 정격에 의해서 선정한다. 컨버터의 입력 전압은 310 V이므로 필요 정격 (230 W)을 고려하면 MOSFET에 필요한 최소 평균 전류는 742 mA이다. 돌입 전류에 의한 소자 손상 및 과열 방지를 위하여 MOSFET은 이보다 5배 이상 높은 3.7 A 이상의 평균 전류를 허용하는 소자로 선정했다. 또한, 과전압에 의한 소자 손상을 막기 위하여 내전압은 입력전압 (310 V)의 3배 이상 높은 소자로 선정했다. 그림 8과 같이 완성된 전원장치 보드들은 제어기와 연결하고, 전원장치 동작 확인을 위하여 전원장치의 출력측에 내전압 3.5 kV, 커패시턴스 300 μF 이상의 커패시터를 의사부하로 연결하고, 그 후 커패시터의 전압을 고전압 프로브 및 오실로스코프로 그림 9와 같이 측정했다.

3-4 고전압 승압 장치 설계 및 측정

Tesla Transformer는 1차 및 2차 LC 공진회로 간 자기적

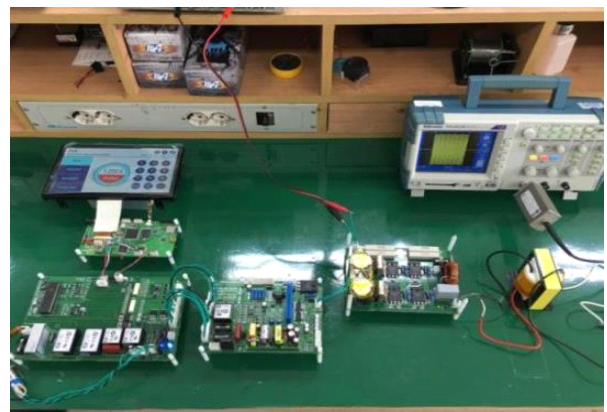


그림 8. 전원장치의 출력실험
Fig. 8. Power supply of output experiment configuration diagram.

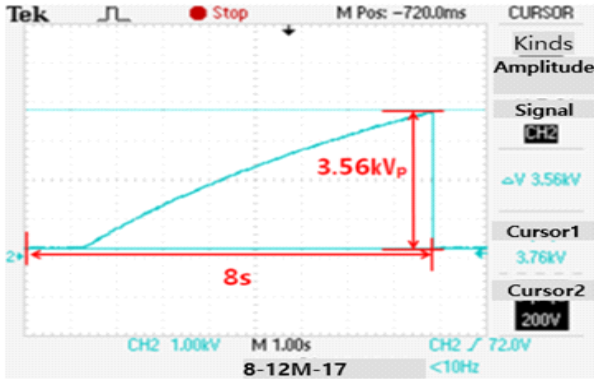


그림 9. 전원장치의 최대 출력 파형
Fig. 9. Power supply of maximum output waveform.

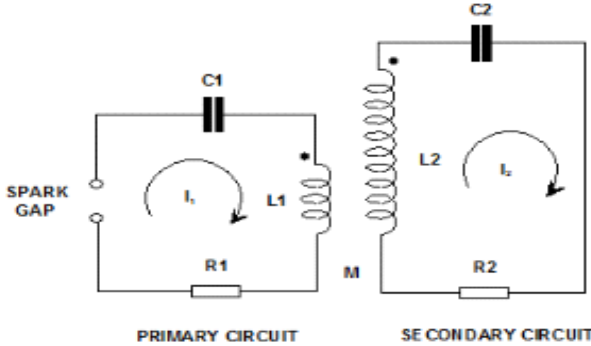


그림 10. Tesla transformer 기본 회로
Fig. 10. Tesla transformer basic circuit.

결합강화를 위해서 자심(magnetic core)을 사용함으로써 기존 공심(air core) Tesla Transformer에 비해 결합계수 및 에너지 변환 효율이 높아 낮은 입력전압으로도 높은 출력전압을 생성할 수 있으며, 원통형 자심으로 형성된 펄스 성형선로 내부에 Tesla Transformer가 배치된 구조적 특징으로 인해 시스템 소형화에 유리한 장점이 있다^[8]. 기본적인 회로 구성은 그림 10과 같다.

L, C, R, I 는 각각 1, 2차 측 인덕턴스, 커패시턴스, 저항, 전류를 의미하고, 키르히호프 전압 법칙에 따르고, 이때 커패시터 C_1, C_2 의 전하는

$$i_1 = \frac{dq_i}{dt} \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

이를 식 (1)과 식 (2)에 대입하면 다음과 같다.

$$R_1 \frac{dq_1}{dt} + \frac{1}{C_1} q_1 + L_1 \frac{d^2 q_1}{dt^2} + M \frac{d^2 q_2}{dt^2} = 0 \quad (3)$$

$$R_2 \frac{dq_2}{dt} + \frac{1}{C_2} q_2 + L_2 \frac{d^2 q_2}{dt^2} + M \frac{d^2 q_1}{dt^2} = 0 \quad (4)$$

여기서 시간에 대한 전하의 미분 연산자를 D 연산자로 대치한다.

$$(1 - k^2)D^4 + \left(\frac{R_1}{L_1} + \frac{R_2}{L_2}\right)D^3 + \left(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \frac{R_1}{L_1} \frac{R_2}{L_2}\right)D^2 + \left(\frac{R_1}{L_1} \omega_2^2 + \frac{R_2}{L_2} \omega_1^2\right)D + \omega_1^2 \omega_2^2 = 0 \quad (5)$$

$$\left(k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad \omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad i = 1, 2\right) \quad (6)$$

여기서 식 (5)의 일반해를 이용하여 초기조건(전하, 전압 0)을 적용하면 식 (7)과 같이 정리된다.

$$v_2(t) = \frac{2kV_1}{\sqrt{(1-T)^2 + 4k^2 T}} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \sin\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2} t\right) \sin\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t\right) \quad (7)$$

여기서 tuning ratio T 와 1, 2차 공진 주파수 ω_1, ω_2 는 다음과 같다.

$$T = \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2} = \frac{L_2 C_2}{L_1 C_1} \quad (8)$$

$$\omega_1 = \omega_1 \sqrt{\frac{(1+t) - \sqrt{(1-T)^2 + 4k^2 T}}{2(1-k^2)}} \quad (9)$$

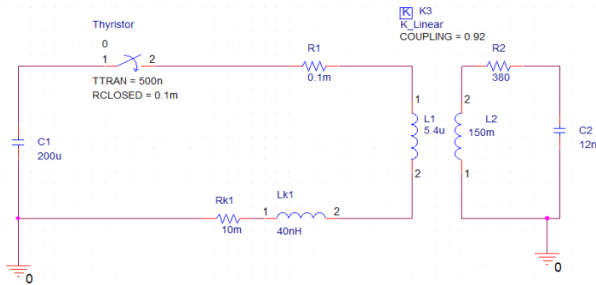
$$\omega_2 = \omega_2 \sqrt{\frac{(1+t) - \sqrt{(1-T)^2 + 4k^2 T}}{2(1-k^2)}} \quad (10)$$

따라서 식 (7)에서 알 수 있듯이 Tesla Transformer의 출력전압은 k, T, V_1 및 1, 2차 인덕터의 비에 의해 결정된다. 고전압 승압장치 설계는 Tesla Transformer는 펄스 성형 회로에서 생성하고자 하는 펄스폭을 기준으로 설계했다. E1 펄스 발생 장치의 요구 펄스폭은 FWHM(Full Width Half Maximum) 기준으로 500~550 ns이며, 이를 기준으로 Tesla Transformer 2차측 커패시터를 설계했다. 다음은

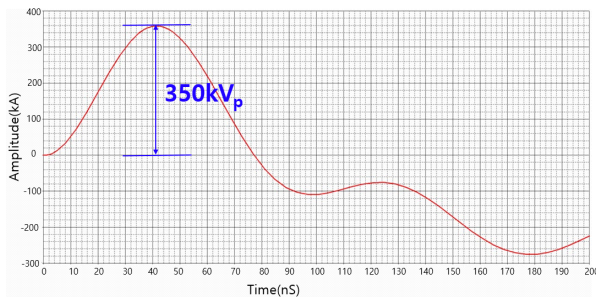
절연내력을 고려하여 Tesla Transformer의 1차 코어 내부 및 2차 코어 내부 직경을 설계했다. 내부는 고전압과 접지로 구성되어 있는 동축 선로 형태이며, 이에 해당하는 Field enhancement factor를 고려한 최대 전기장은 다음 식 (11)로 계산된다.

$$E_{Max} = \frac{V}{(R_{in} \times \ln(R_{out}/R_{in}))} \quad (11)$$

여기서 R_{in} 은 동축의 내부 직경의 반지름(cm), R_{out} 은 동축의 외부 직경의 반지름(cm), V 는 인가된 전압(V), E_{Max} 는 최대 전기장 값(V/cm)이다. Tesla Transformer의 내부 동축은 8.4 cm의 내부 직경과 20 cm의 외부 직경을 가지고 있고, 최대 인가 전압이 과제의 목표인 350 kV로 가정하면 이때 동축의 표면 부위에 발생하는 최대 전기장은 96 kV/cm이다. 위의 계산식을 이용해 고전압 승압장치 Pspices 등가회로와 시뮬레이션 출력 결과는 그림 11과 같다.



(a) Pspices 등가회로
(a) Pspices of equivalent circuit



(b) 전압출력파형(시뮬레이션)
(b) Voltage waveform(simulation)

그림 11. 테슬라 고전압 승압장치
Fig. 11. Tesla transformer high voltage generator.

3-5 펄스성형장치 설계 및 측정

펄스성형장치는 고전압 커패시터, 고전압 저항, Spark-Gap 스위치, 피킹 회로로 구성된다. 고전압 커패시터와 피킹 커패시터에 고전압(350 kV)을 충전한 뒤 Spark-Gap 스위치를 동작하면 충전된 에너지들은 고전압 저항을 통해 방전한다. 고전압 커패시터의 커패시턴스는 E1 펄스 발생 장치의 출력 펄스폭을 기준으로 결정하고, E1 펄스 발생 장치의 이중 지수 출력 파형은 RC 방전 회로의 기본식과 근사하므로 RC 방전 회로 식 (12)를 통하여 근사 값을 구한다.

$$i(t) = \frac{V}{R} e^{-t/RC}, \quad c = \frac{-t}{R} \ln\left(\frac{Ri(t)}{V}\right) \quad (12)$$

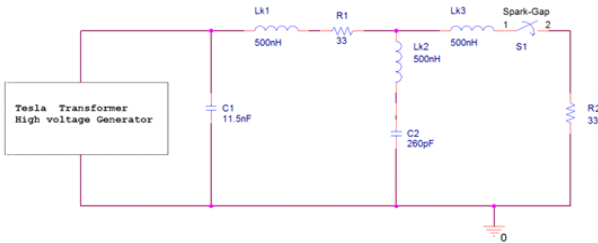
여기서 V 는 출력 전압(V), R 은 펄스성형 장치의 내부 임피던스(Ω), t 는 펄스폭(s), c 는 고전압 커패시터의 커패시턴스(F)를 의미한다. 필요한 커패시턴스는 약 10.8 nF이다. 고전압 저항은 고전압의 낮은 인덕턴스 회로를 위하여 고전압 무유도 타입의 저항으로 사용된다. 고전압 저항의 정격은 최종 출력의 정격 및 펄스 반복율에 의해 결정하고 본 장치의 최종 출력 정격은 식 (13)을 통해서 구한다.

$$W = \frac{1}{2} cv^2 \times PRF(\text{Pulse repetition frequency}) \quad (13)$$

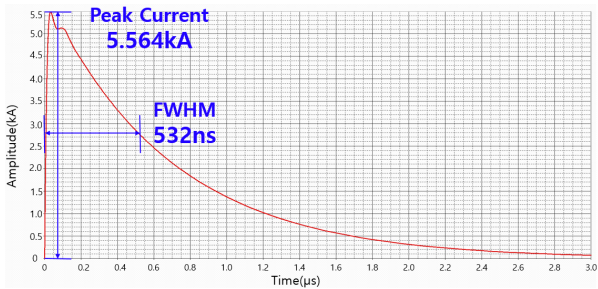
여기서 c 는 고전압 커패시터의 커패시턴스(F), V 는 출력 전압(V), PRF 는 펄스 반복률(Hz)을 의미한다. 본 장비의 PRF 는 0.0167 Hz이지만 저항의 반복 동작에 의한 과열 방지를 위하여 0.1 Hz로 가정하여 계산한다. 즉, 최종 출력 정격은 약 66.2 W이다. 연속적이지 않은 펄스 형태의 급격한 에너지를 소모하는 저항이므로 필요 정격은 이보다 약 3배 이상인 199 W 이상의 정격의 저항을 선정했다. 설계한 펄스 성형 장치의 Pspice 등가회로는 그림 12와 같다.

3-6 통합형 E1 펄스 발생장치 측정결과

그림 13은 개발된 통합형 E1 펄스 발생장치이며, 발생 장치의 출력 전류 파형 검증을 위해 shield room 내부에 그림 14의 통합형 E1 펄스 장치를 설치하였다^[7]. 출력포트를 접지에 연결하고, 도선에 흐르는 전류를 전류 프로브



(a) Pspices 등가회로
(a) Pspices of equivalent circuit



(b) 전압출력파형(시뮬레이션)
(b) Voltage waveform(simulation)

그림 12. E1 펄스 성형장치
Fig. 12. E1 pulse shaping device.

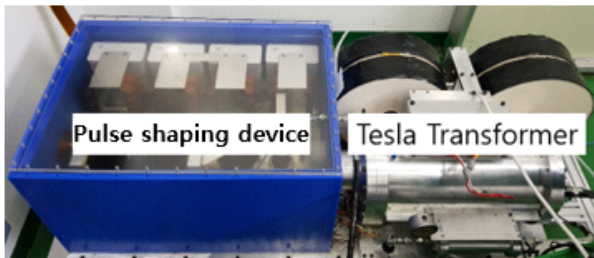


그림 13. 통합형 E1 펄스 발생장치
Fig. 13. Integrated E1 pulse generator.

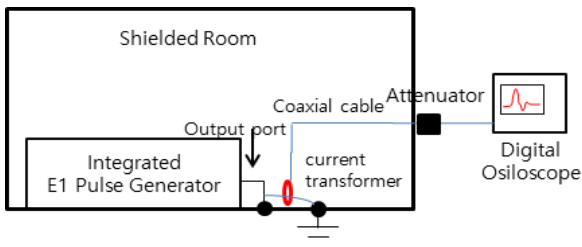


그림 14. 펄스 발생장치 출력시험 구성도
Fig. 14. Pulse generator of output configuration.

와 오실로스코프에 연결해서 규격에서 요구하는 출력결과 1) Peak Current(A), 2) Rise time, 3) FWHM 요소 3가지를 동시에 측정을 했다.

결과는 MIL-STD 규격에서 제시한 E1 PCI 시험 요구사항을 모두 만족했고, 그림 15는 통합형 E1 펄스 발생장치의 최대 출력전압에서 측정된 전류 값이다. 실제로 측정된 결과는 그림 12와 다른 파형이 나타났고, E1 펄스 발생장치의 Output port에서 발생된 방사성 노이즈가 전류프로브에 영향을 줘서, 최대주입전류 파형의 형태가 상이한 것으로 판단된다. 고전압 펄스 발생 시 주변 계측기 영향을 최소화하고 정확한 측정을 위해 차폐가 잘된 차폐룸에서 측정을 해야하며, 펄스발생장치의 시스템에 영향이 없도록 장치에도 접지포트를 만들어 장치보호 대책을 마련해야 한다. 이는 모든 고출력장비에서 공통적으로 발생하는 것이고, 오차의 크기는 규격에 의거한 측정 방법을 사용하여 문제는 없지만, 이러한 문제에 대해서는 추후 보다 정확한 측정을 위한 보완 연구가 필요할 것으로 사료된다.

E1 펄스 발생장치의 최대 주입전류 시뮬레이션 결과와 실제실험을 통한 측정결과는 표 1과 같이 나타났다. 시뮬레이션 설계 및 파형 결과를 검증하기 위해 실제 측정결과를 분석해 보면, 최대전류 기준으로 3.34 %의 차이가 있고, 상승시간과 펄스폭은 목표치에 만족했다. 최대전류의 오차는 고전압/대전류 인가 시 소자의 비선형성(RLC값) 영향과 도선의 임피던스와 회로 내의 기생 인덕턴스의 영향에 의한 것으로 판단된다. 기본적으로 최대 피크 전류와 펄스폭은 등가회로에서 C1-R1-Spark-Gap 스위치-R2 경로에 의해 결정이 되며, 펄스폭을 만족하기 위하여 C1 커패시터가 결정되었다. 상승시간을 만족하기 위해 설계된

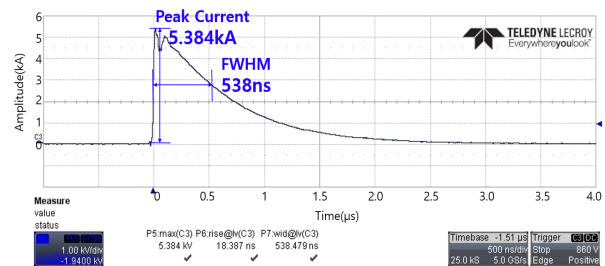


그림 15. E1 펄스 최대 출력측정 결과
Fig. 15. E1 pulse maximum output measurement result.

표 1. E1 펄스 발생장치의 최대 주입전류 비교
Table 1. Comparison of max injection current of E1 pulse.

Contents	Target value 5,000(A)	Peak current (A)	Rise time ≤20 ns	FWHM (pulse width) 500~550 ns
Simulated result	5,000	5,564	16.156	532.725
Measured result		5,384	18.387	548.479

인덕턴스 값은 시뮬레이션과 실제 측정된 회로에서 다소 차이가 있었고, 시뮬레이션 값에 비해 LK1, LK2값은 작았고, LK3는 상대적으로 크게 측정되었다. 다소 차이는 있었지만 시뮬레이션과 측정결과는 설계한 성능 목표치 대비 만족하는 것을 검증하였다.

표 2는 규격에서 제시하는 PCI 시험 요구사항에 대한 가장 낮은 전류에서부터 최대 전류까지 측정한 결과 값이다. Target value와의 오차는 규격에서 원하는 시험을 하는데 문제가 없었고, 목표로 하는 주입전류 값이 높아질수록 Target value와 오차범위가 커지는 것을 표 2에서 확인했다.

IV. 결 론

본 논문에서는 EMP(Electromagnetic pulse) 방호시설의 성능검증을 위해 수행하는 PCI 시험을 위한 30~350 kV 범위의 출력전압 가변이 가능한 통합형 EMP E1 펄스 발생장치를 분석하고, 성능을 개선하였다. 기존 2종의 E1 펄스 발생장치를 1종으로 통합함으로써 기존 방식에 비해 시험 시간 단축으로 인건비 절감 및 현장에서 장비 운용의 편의성을 높일 수 있음을 확인하였다. 또한 광대역 고

표 2. E1 펄스 발생장치의 출력 결과
Table 2. E1 pulse generator of output measurement result.

Target value (A)	Peak current(A)	Rise time (10~90 %)	FWHM (pulse width)
50~5,000	10 % 이내	≤20 ns	500~550 ns
50	49.0	11.442	524.892
500	508.0	15.980	521.475
1,000	1,058	10.740	503.963
2,000	2,130	10.197	522.843
5,000	5,384	18.387	548.479

전압 승압 제어 기술과 Spark-Gap 스위치의 전자적 동작 제어 기술을 결합한 2단계 고전압 제어 기술 적용으로 시험 신뢰성을 확보할 수 있었다. 마지막으로 임베디드 PC 기반 장치 운용 소프트웨어를 이용한 고전압 절연을 위한 절연유를 사용함으로써 고압가스를 사용하는 기존 방식에 비해 보다 안전하며 시험절차가 단순화됨에 따라 시험 편의성 및 효율성을 높일 수 있었다. 본 논문에서 제시한 방법은 EMP 방호기술 연구개발과 EMP 방호시설의 전도성 분야 전자과 성능 평가에서 활용성이 높을 것으로 사료된다.

References

- [1] 최은하, "고출력 마이크로파의 발전장치 및 전자기 펄스 발생장치 개발동향," 전력전자학회지, 9(1), pp. 20-25, 2004년 2월.
- [2] R. Hoad, W. A. Radasky, "Progress in high-altitude electromagnetic pulse(HEMP) standardization," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, no. 3, pp. 532-538, Jun. 2013.
- [3] 정연춘, "고출력 전자기파 방호 제도 도입에 관한 연구," 한국전자과학회논문지, 24(8), pp. 781-790, 2013년 8월.
- [4] 국방부, 국방·군사시설기준 전자과 방호시설기준, DMFC 4-40-70, 2012년 4월.
- [5] *High-Altitude Electromagnetic Pulse(HEMP) Protection for Ground-Based C4I Facilities Performing Critical, Time-Urgent Missions, Part I - Fixed Facilities*, MIL-STD-188-125, 2005.
- [6] 장태현 "HEMP 전도성 방해 펄스 전류 주입(PCI) 케이블의 영향 분석," 한국전자과학회논문지, 24(8), pp. 772-780, 2013년 8월.
- [7] *Electromagnetic compatibility(EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques-Section 24: Test methods for protective devices for HEMP conducted disturbance-Basic EMC publication*, IEC 61000-4-24, 1997.
- [8] 정영경, 신진호, 손규호, 김보성, 윤동기 "테슬라 방식 소형 고전압 발생기에 응용을 위한 4분할 적층 원통형 코어에 관한 연구," 대한전기학회 학술대회 논문집, pp. 1338-1339, 2013년 7월.

김 영 진



2011년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
2014년 8월: 아주대학교 정보전자공학 (공학석사)
2012년 5월~현재: 한국화학융합시험연구원 전자과평가팀 책임연구원
2017년 3월~현재: 아주대학교 NCW 공학

과 박사과정

[주 관심분야] HEMP, EMI Filter, Pulse Generator

윤 동 기



1995년 2월: 경남대학교 전자공학과 (공학사)
1997년 2월: 경남대학교 전자공학과 (공학석사)
2000년 2월: 경남대학교 전자공학과 (공학박사)
2003년 3월~2013년 2월: (주)씨이웨어 책

임연구원

2013년 3월~현재: (주)리플렉스 대표이사

[주 관심분야] HPEM, HEMP, RF

강 호 재



2013년 2월: 인하대학교 전기공학과 (공학사)
2015년 2월: 인하대학교 전기공학과 (공학석사)
2015년 5월~현재: 한국화학융합시험연구원 전자과평가팀 선임연구원

[주 관심분야] EMC/EMI, Pulse Generator,

RF 시스템 및 부품

박 용 배



1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
2003년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

2003년 2월~2006년 8월: KT 인프라연구

소 선임연구원

2006년 9월~현재: 아주대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 전자장 해석, EMI/EMC

정 영 경



1997년 2월: 경남대학교 전자계산학과 (이학사)

1999년 8월: 창원대학교 컴퓨터공학과(공학석사)

2015년 8월: 서울시립대학교 전기 및 자공학과 (공학박사)

2004년 9월~2013년 3월: (주)씨이웨어 선

임연구원

2013년 4월~현재: (주)리플렉스 부설연구소 연구소장

[주 관심분야] HPEM, HEMP, Pulse Power System