

論文 96-33B-10-15

## 2단 자기스위치를 사용한 고속 펄스발생기의 동작특성

## (Operation characteristics of fast pulse generator using a 2-stage magnetic switch)

金復權\*, 權純杰\*\*, 徐基永\*\*, 李鉉雨\*\*

(Bog Kwon KIM, Soon Kurl Kwon, Hyun Woo Lee, and Ki Young Suh)

## 요 약

본 논문에서는 자기스위치를 사용한 고속 펄스발생기를 제안하였다. 펄스발생기 구성은 공진용 인덕터와 커패시터 2쌍 그리고 포화인덕터 및 선형 변압기로 이루어져 있으며, 그 기본원리와 동작을 주어진 설계 파라메터로 회로를 구성하여 설명하였다. 자기 펄스발생기의 주요 문제점은 시스템의 효율이다. 본 논문에서는 자기스위치를 사용한 시스템의 효율향상에 초점을 맞추었다. 자기스위치의 코어단면적에 관계하는 에너지 전송효율, 입출력 전압비 및 입력전압을 함수로 한 경우에 출력전압의 관계를 포함하여 고찰하였다. 또한 10 [J] 급의 시작품을 제작하여 제안한 펄스발생기의 타당성을 입증하였으며 부하단에서 82 [%]의 에너지 전송효율을 얻을 수 있었다.

## Abstract

In this study a two-stage fast pulse generator using magnetic switches is proposed. The scheme consist of a switch, an inductor and two pairs of capacitor and saturable inductors, a linear transformer. The basic principle and the operation are described using a set of given parameters. The main issue of the magnetic pulse generation scheme is the system efficiency. This study focuses on the system efficiency improvement using magnetic switches. The voltage compression ratio, energy transfer with respect to core area are investigated. The output voltage and transferred energy as a function of input voltage are also included. Also, an analysis and experiments are performed to verify the proposed topology by implementing a 10 [J] class experimental circuit. The efficiency of the transferred energy at load side is 82 [%].

## I. 서 론

고속 펄스형 고전압 대전류 스위칭 소자로는 다이아 트론(Thyratron)과 스파크-갭(Spark-gap)스위치가 유용하게 사용되어 왔다. 그러나 다이아트론과 스파크-갭 스위치는 일반적으로  $10^9$ shots 이하의 수명을 가지

고 있어 고반복 스위칭소자로 사용하기에는 부적당하다.<sup>[3-7]</sup>

이러한 스위치 수명의 한계를 극복하기 위한 것으로는 비선형 포화인덕터를 사용하는 자기스위치(magnetic switch)가 있다. 자기스위치의 스위칭원리는 ferromagnetic 특성에 의한 인덕터의 투자율 변화에 의한다.<sup>[1-8]</sup>

대전력 스위칭소자로서 강자성체의 비선형 특성을 이용할 수 있다는 가능성은 1940년경부터 시작되었으며, W. S. Melville는 1951년 자기스위치를 이용한 펄스 압축방식을 적용시킨 레이더용 전원장치를 개발하는데 처음 응용하였다.<sup>[1]</sup> 이후 특성이 우수한 비정질

\* 正會員, 大田技能大學 電氣學科

(Dept. of Elec. Eng., Taejon Polytechnic College.)

\*\* 正會員, 慶南大學校 電氣工學科

(Dept. of Elec. Eng., Kyungnam University)

接受日: 1996年8月28日, 수정완료일: 1996年10月8日

자성재료의 개발로 대용량 레이저 여기용 전원장치와 가속기 여기용 전원장치 등 여러 종류의 펄스발생기 스위칭소자로 사용하기 위한 연구가 수행되었다.<sup>[3,4,5]</sup>

최근에는 대기오염의 주범으로 인식되고 있는 화력 발전소와 제철소 등에서 화석연료의 연소 시에 배출되는 질소산화물(NO<sub>x</sub>)과 황산화물(SO<sub>2</sub>)을 연도에서 제거하기 위한 방법으로 pulsed corona process 와 electron beam process에 의한 방법이 제안되고 있으며, 10,000 [Nm<sup>3</sup>/h]의 대용량 배출가스 청소에 대하여 pulsed corona process에서는 100 [kW] 전력, 피크 전압 100~150 [KV], 펄스 폭 1 [μs] 이하 그리고 효율 75 [%] 이상의 전원장치가 필요하지만, 아직 까지 여기에 사용될 수 있는 적합한 펄스발생기는 보고되고 있지 않다.<sup>[8]</sup>

본 논문에서는 pulsed corona process에 적용하기 위해 자기스위치를 사용한 2단의 고전압 고속 펄스발생기를 제안하였다. 그러나 자기스위치를 이용한 펄스발생기는 Metal-glass alloy core(Metglas core)를 기본으로 하는 펄스발생기에서 효율이 60~70 [%] 정도로 낮기 때문에<sup>[3,4,5]</sup> 문제점으로 인식되고 있어서, 시스템의 효율향상의 방안이 매우 중요한 과제라고 할 수 있다. 따라서 제안한 펄스발생기의 동작특성을 해석하고 자기스위치에 적용하는 코어의 단면적을 함수로 하여 출력특성을 고찰하였다. 그리고 최적의 단면적에서 역 바이어스전류와 입력전압의 변화에 따른 출력특성을 검토하여 제안한 펄스발생기의 최적 출력조건을 고찰하므로써 효율향상을 도모하였다. 또한 10 [J]급의 자기펄스발생기 모듈 시작품을 제작하여 제안한 펄스발생기의 타당성을 입증하였으며, 대용량 모듈 화를 위하여 출력 단에 선형 변압기를 사용하였다. 동작시험 결과 12 [Ω] 저항부하에서 출력전압과 펄스 폭이 각각 16.7 [KV], 500 [ns]를 얻을 수 있었으며, 이때 에너지 전송효율은 약 82 [%]였다.

## II. 자기스위치의 기본설계

### 1. 자기스위치 기본원리

그림 1은 자기펄스발생기에 적용되는 자기스위치 모듈이며, 포화인덕터 M<sub>sk</sub>와 커패시터 C<sub>k</sub>의 결선방법에 따라 A형 자기스위치 모듈과 B형 자기스위치 모듈로 구분된다.<sup>[17]</sup>

자기스위치는 ferromagnetic 특성에 의하여 코어에

감겨진 코일의 자채 인덕턴스값의 변화에 의한다. 펄스 사이 휴지구간 중에 코일의 인덕턴스는 매우 크므로 커패시터 C<sub>k</sub>는 충전되며 코어는 포화되지 않는다. C<sub>k</sub>의 전압이 상승하여 코어가 포화되면 인덕턴스는 급격히 저하하고 커패시터에 충전되어 있던 에너지를 다음 단으로 전송한다. 이때 방전전류는 앞단 보다 짧은 시간에 방전되도록 설계한다. 경우에 따라서는 부하 단에서 요구되는 조건(펄스 폭, 압축비)을 만족하기 위해서는 여러 단의 자기스위치 모듈로 구성해야 한다.

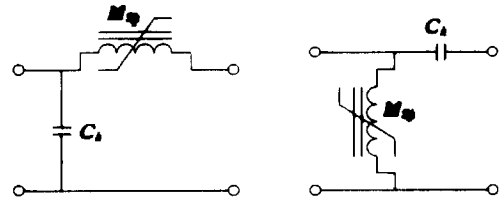


그림 1. 자기스위치 기본동기회로

(a) A형 자기스위치 모듈 (b) B형 자기스위치 모듈

Fig. 1. Equivalent circuit of the magnetic circuit.

(a) A type magnetic switch module  
(b) B type magnetic switch module

자기스위치의 기본설계에 사용하는 일반적인 식은 다음과 같다. 다단의 자기스위치 모듈로 구성된 회로에서 k번째 모듈의 코어(이하, k코어로 나타되며, 첨자 k는 자기스위치 모듈의 차례를 나타낸다)에서 자속밀도 ΔB의 변화는 식 (1), (2)와 같다.

$$\Delta B_k = \frac{1}{k_p N_k A_k} \int_0^{t_{sw}} V_{MS,k} dt \quad [\text{Wb/m}^2] \quad (1)$$

$$\Delta B_k = \frac{V_{m,k} \gamma_k}{k_p N_k S_k \omega_{k-1}} \quad [\text{Wb/m}^2] \quad (2)$$

여기서 k<sub>p</sub>는 코어의 packing factor(k<sub>p</sub>=0.6~0.8), N<sub>k</sub>는 k코어의 권회수, A<sub>k</sub>는 k코어의 단면적, V<sub>m,k</sub>는 k코어에 적용되는 피크전압이다. k코어에 적용되는 전압은 식 (3)과 같으며 k코어의 포화시간 t<sub>sat,k</sub>는 식 (4)와 같다.

$$V_{MS,k} = \frac{V_{m,k}}{2} (1 - \cos(\omega_{k-1} \cdot t)) \quad [V] \quad (3)$$

$$t_{sat,k} = \frac{2\Delta B_k N_k A_k k_p}{V_{MS,k}} \quad [\mu\text{s}] \quad (4)$$

또한  $\omega_k = 1/\sqrt{\frac{C_k + C_{k-1}}{C_k C_{k-1} L_{s,k-1}}}$ 이며, C<sub>k</sub>와 C<sub>k-1</sub>은 해당하

는 모듈의 충전커패시터, 그리고  $L_{S,k-1}$ 은  $k-1$ 코어의 포화상태의 인덕턴스이다

2. 계수  $\alpha$ 의 정의

식 (2)에서 계수  $\gamma_k = \alpha\pi/2$ 이며, 일반적으로  $\alpha=0.8\sim 1$ 이다. 여기서  $\alpha$ 의 정의는 커패시터  $C_{k-1}$ 이 불완전 방전하고 커패시터  $C_k$  역시 불완전 충전할 때 포화인덕터  $M_{S,k}$ 가 포화하여 커패시터  $C_{k+1}$ 이 충전하는 원리(double bunch 효과)에 의하여 최적계수  $\alpha$ 를 구할 수 있으며<sup>[7]</sup>, 이것은 자기스위치의 빠른 스위칭시간과 관련된다. 따라서  $\alpha < 0$  이라면 코어의 체적과 손실을 줄일 수 있는 것이 가능하며,<sup>[2,6]</sup> 그림 6에 예를 나타내었다.

3. 역 바이어스전류

코어가 역방향 자화하는 과정에서 자속밀도  $\Delta B$ 의 변화는 역 바이어스전류에 의하여  $\Delta B = B_r + B_s$ 로 할 수 있으며, 이때  $\Delta B$ 는 약  $2B_s$ 가 되어 코어의 단면적을 줄일 수 있다.

펄스사이의 역방향 자화(reversal magnetization)시 자계의 세기(magnetic field intensity)는 식 (5)와 같다.

$$H_b = \frac{I_b \cdot N_b}{l} [AT/m] \tag{5}$$

여기서  $I_b$ 는 역 바이어스전류,  $N_b$ 는 역 바이어스코일의 권회수,  $l$ 은 코어의 평균 자로길이이며,  $B_r$  과  $B_s$ 는 각각 잔류 자속밀도와 포화 자속밀도이다.

4. 자기스위치의 인덕턴스

자기스위치 코어의 권회수가  $N$  [turn], 단면적  $A$  [ $m^2$ ], 평균 자로 길이가  $l$  [m] 라면, 불포화 상태에서의 인덕턴스  $L_U$ 와 포화상태에서의 인덕턴스  $L_S$ 는 각각 식 (6), (7)에 의해 결정된다.

$$L_U = \frac{\Delta B}{\Delta H} \cdot \frac{AN^2}{l} = \mu_o \mu_r \cdot \frac{AN^2}{l} [H] \tag{6}$$

$$L_S = \mu_o \mu_s \cdot \frac{AN^2}{l} [H] \tag{7}$$

위 식에서  $\mu_s$ 는 식 (8)과 같이 정의된다.

$$\mu_s = \mu_s' + \frac{4A}{A} \tag{8}$$

여기서  $\mu_s$ 는 비투자율,  $\mu_o$ 는 진공 중의 투자율( $4\pi \times 10^{-7}$ )이며  $\mu_s'$ 는 포화상태에 있는 코어의 비투자율

이다. 그리고 완전 포화 시에  $\mu_s'$ 는 1이다.  $\Delta A$ 는 코어에 감겨진 코일과 코어사이의 절연물을 포함한 자기스위치 모듈 단면적의 변화이며 일반적으로 고정압 인덕터에서 비투자율  $\mu_s$ 는 3~5를 적용할 수 있다.<sup>[7]</sup>

자기 스위치의 포화인덕턴스  $L_{S,k}$ 는 다음과 같이 각단의 피크전류값과 펄스 폭을 결정하는 중요한 파라메타이다.

$$\text{특성임피던스} : Z_{\rho,k} = \sqrt{\frac{L_{S,k}}{C_k}} [\Omega]$$

$$\text{피크전류} : I_k = V_{C,k} \sqrt{\frac{C_k}{L_{S,k}}} [A]$$

$$\text{펄스 폭} : \tau_k = \pi \sqrt{L_{S,k} C_k} [\mu S]$$

5. 압축 비

압축 비는 충전전류의 펄스 폭과 방전전류의 펄스 폭의 관계이며,  $k$ 모듈의 압축 계수는 식 (9)와 같다.

$$x_k = \frac{\omega_{k+1}}{\omega_k} \tag{9}$$

여기서  $\omega_k$ 는  $k$  모듈 커패시터의 충전전류 주파수이며  $\omega_{k+1}$ 은 방전전류 주파수이다. 일반적으로 압축 비  $x_k$ 는  $3 < x_k < 10$ 의 범위로 선택하는 것이 바람직하다.<sup>[7]</sup>

그림 2는 1단 자기스위치의 주어진 코어단면적에서 입력에너지에 대한 출력특성을 Pspice로 시뮬레이션한 결과이다. 그림에 나타난 바와 같이 입력에너지가 감소할수록 압축 비(compression ratio)는 증가하지만 에너지 전송효율( $W_I/W_{CS}$ )과 입출력 전압비( $V_I/V_{CS}$ )는 감소한다.

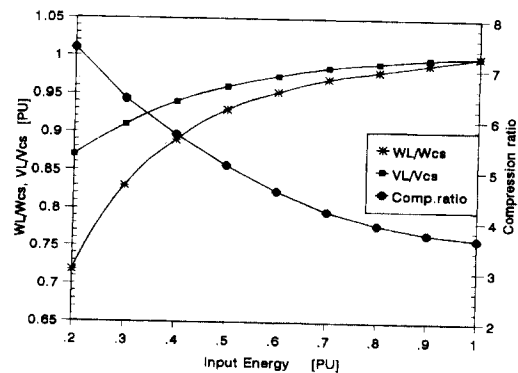


그림 2. 주어진 자기스위치의 입출력 특성  
Fig. 2. Input/Output characteristics for given magnetic switch.

6. 손실

자기스위치 모듈에서 손실의 근원은 코어의 철손, 커패시터의 등가 직렬저항 그리고 코어에 감겨진 코일의 저항에 의한다.

코어손실은 히스테리시스손실  $W_g$ 와 와전류손실  $W_s$ 의 합이며, 구형 히스테리시스 루프를 가정한다면 각각의 코어손실은 식 (10), (11)과 같다.

$$W_g = \Delta B \cdot \Delta H \cdot Q \cdot k_p \text{ [J]} \tag{10}$$

$$W_s = \frac{\Delta B^2 \delta^2}{12 \rho t_p} Q \cdot k_p \text{ [J]} \tag{11}$$

여기서  $Q$ 는 코어의 체적,  $k_p$ 는 코어의 packing factor,  $\delta$ 는 magnetic tape의 두께,  $\rho$ 는 magnetic tape의 저항률,  $t_p$ 는 자화 펄스 폭이다.

일반적으로 자기스위치에 사용하는 코어의 재료는 Metglas이다. Metglas는 높은  $\Delta B_s$ (1.4-1.6T)를 가지고 있어 자기스위치의 체적을 감소시킬 수 있다. 또한 iron alloy 보다 저항률  $\rho$ 가 3~4배 정도 크고 코어 테이프의 두께는  $\delta=(15-30) [\mu\text{m}]$ 로 얇으므로 다른 ferrous alloy 보다 3~4배정도 작은 손실을 가지고 있어 폭넓은 응용에 적용되고 있다.<sup>[10,11]</sup> 그리고 k 모듈 커패시터의 손실은 식 (12)과 같다.

$$W_{ck} = \frac{\pi}{\gamma} C_k V_k^2 [t_g \delta(\omega_k) + t_g \delta(\omega_{k+1})] \text{ [J]} \tag{12}$$

여기서  $\omega_k$ 와  $\omega_{k+1}$ 은 커패시터  $C_k$ 의 충전과 방전 전류의 주파수이다.

펄스파는 고주파성분을 포함하므로 회로 인덕턴스나 도체의 저항에 의한 전력손실을 계산할 때 표피효과를 고려해야 한다. 따라서 반경  $a$ 의 도체에 전류를 흘리는 경우 고주파 펄스전류에서의 권선저항은 식 (13)와 같다.

$$R_{HF} = \frac{l}{2\pi a d \sigma} \text{ [\Omega]} \tag{13}$$

여기서  $a$ 는 권선의 단면적,  $d$ 는 표피효과의 깊이 (skin depth),  $\sigma$ 는 도전률이다.

Ⅲ. 동작원리와 출력특성

1. 동작 원리

그림 3은 본 논문에서 제안한 자기 펄스발생기의 등가회로 이다.  $M_{S1}$ 과  $C_1$ ,  $M_{S2}$ 와  $C_2$ 는 각각 A형과 B형

의 자기스위치 모듈이다. 커패시터  $C_s$ 는 초기전압으로 충전되어 있고, 각각의 포화인덕터는 역 바이어스전류에 의하여 초기상태는  $M_{S1}$ 이 (+)Bs,  $M_{S2}$ 는 (-)Bs 상태라고 가정한다. 부하단의 인덕턴스  $L_U$ 는  $1 [\mu\text{H}]$ 로 하였다.

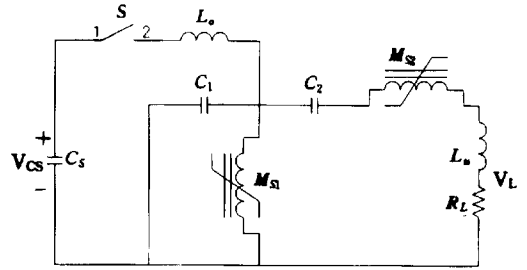


그림 3. 제안한 자기펄스발생기의 회로  
Fig. 3. Circuit of the proposed magnetic pulse generator.

그림 4는 제안한 자기 펄스발생기 회로에서 무부하시 각 커패시터 양단의 전압파형과 전류파형이며, 다음과 같은 4개의 모드로 순차적으로 동작한다.

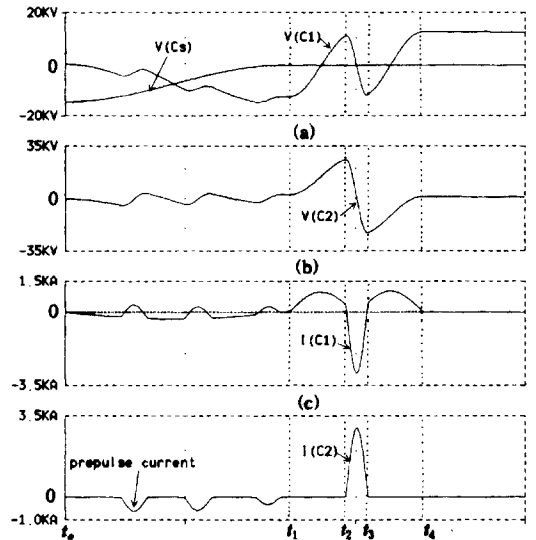


그림 4. 각 커패시터에서의 전압파형과 전류파형  
Fig. 4. Voltage and current waveforms at each stage capacitor.

(1) 동작모드 I ( $t_0 \sim t_1$ )

동작모드 I은 다음과 같은 2개의 루프로 동작한다.

loop 1 :  $C_s - S - L_o - C_1 - C_s$

loop 2 :  $C_s - S - L_o - C_2 - M_{S2} - L_U - R_L - C_s$

loop 1은 첫째단 자기 스위치 MS1을 포화시키기 위한 커패시터 C1을 충전하는 주 loop이다.

loop 2는 자기스위치 MS2의 자속밀도가 역 바이어스 전류에 의하여 (-)Bs 상태 이지만 불포화 상태에 있다. 그러나 불포화시 비투자율  $\mu'$ (약 3~5)에 의하여 누설전류가 흐르는 loop이다. 누설전류 IC2는 prepulse 전압의 원인과 효율저하의 원인이 되며, 모드 I의 전류는 다음과 같다.

$$I_{Lo} = I_{C1} + I_{C2}$$

(2) 동작모드 II ( $t_1 \sim t_2$ )

loop :  $C_1 - M_{S1, sat} - C_1$

커패시터 C1의 충전전압이 피크전압에 도달하는  $t_1$ 순간 자기스위치 MS1이 포화되며, 포화인덕턴스에 의해 ( $t_0 \sim t_1$ ) 보다 짧은 시간동안 C1의 충전에너지를 역방향으로 충전한다. 이때 C2의 전압은 2배로 상승한다.

(3) 동작모드 III ( $t_2 \sim t_3$ )

loop :  $C_1 - R_L - L_u - M_{S2, sat} - C_2 - C_1$

자기스위치 MS2가 포화되면 포화인덕턴스에 의해 모드 II의 펄스폭 보다 짧은 시간동안 방전하며 부하 RL에 에너지를 공급한다.

(4) 동작모드 IV ( $t_3 \sim t_4$ )

모드 IV는 부하가 시스템의 등가인피던스 보다 작은 경우에 나타나는 모드이며, 회로 루프는 모드 III과 같다. 즉 C1, RL, MS2, C2 및 C1으로 구성되는 루프 내에서 진동회로를 구성하게 되어 무효전력 등에 의한 손실을 유발하게 된다.

따라서 부하의 조건에 따라 에너지 전송효율, 출력전압, 압축 비 등의 출력특성에 큰 영향을 주게 되므로 최대 에너지 전송조건( $Z\rho = R_L$ )을 만족하도록 설계해야 한다.

## 2. 출력특성

출력특성은 그림 3의 등가회로에 대한 자기스위치 코어의 단면적, 역 바이어스전류 그리고 입력전압을 함수로 한 경우의 입출력 전압비와 에너지 전송효율 및 포화시간의 관계를 고찰 하였으며, PSpice의 "CORE MODEL"을 이용하여 수행하였다.

그림 5는 출력특성의 고찰을 위한 코어의 B-H 특성 곡선이며, 자기스위치의 파라메타는 표 1에 나타내었다.

그림 3의 회로에서 CS는 96 [nF]로서 약 10 [J/pulse]의 초기 에너지를 저장하고 있으며 C1, C2는 48 [nF]이고, Lt와 Rl은 부하의 인덕턴스와 저항이

다. 여기서 커패시터의 등가 직렬저항은 0.5 [ $\Omega$ ], 자기스위치 MS1, MS2의 권선저항은 각각 0.7 [ $\Omega$ ], 0.5 [ $\Omega$ ]으로 하였다.

다음에 나타내는 VCS, WCS는 입력단 커패시터에서 공급되는 전압 [KV]과 에너지 [J/pulse]이며, VL과 WL은 부하단의 전압과 에너지이다.

표 1. 코어의 파라메타  
Table 1. Core parameters.

구분 \ stage	MS1	MS2
코어단면적 A [cm <sup>2</sup> ]	12	12
평균자로길이 l [cm]	12.7	12.7
권회수 N [turn]	15	6

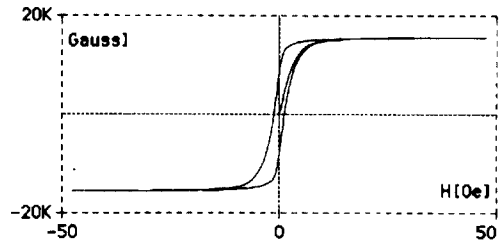


그림 5. 자기스위치에 사용한 B-H 특성곡선  
Fig. 5. B-H characteristics curve used for the magnetic switch.

(1)  $f(\frac{A_c}{A_{max}})$ 의 관계

$$f(\frac{A_c}{A_{max}}) = \frac{V_L}{V_{CS}} \cdot \frac{W_L}{W_{CS}} \cdot \frac{t_{sat}}{t}$$

그림 6은 자기스위치에 사용된 코어의 단면적을 함수로 한 입출력 전압비( $V_L/V_{CS}$ )와 에너지 전송효율( $W_L/W_{CS}$ ) 및 MS1의 포화 시간비( $t_{sat}/t$ )를 나타낸 것이며 자기스위치의 단면적과 자기스위치에 적용되는 전압 등은 규준화 하였다. 그림에서 보여주는 바와 같이 단면적의 비가 0.85인 경우에 출력전압과 에너지 전송효율이 각각 1.28과 0.82로서 가장 높음을 알 수 있으며, 이때 포화시간 비는 약 0.92다.

(2)  $f(I_{bias})$ 의 관계

$$f(I_{bias}) = \frac{V_L}{V_{CS}} \cdot \frac{W_L}{W_{CS}}$$

역방향 자화에 의해 코어의 최대 자속밀도의 변화  $\Delta B_s$ 는  $2B_s$ 로 선택할 수 있으며, 역 방향 자화는 코어에 역 바이어스전류( $I_{bias}$ )를 가하므로써 가능하다. 그러

나 역방향 자화 시의 역바이어스 전류에 의한 손실이 증가하므로 역 바이어스전류의 최적 값을 도출해야 한다.

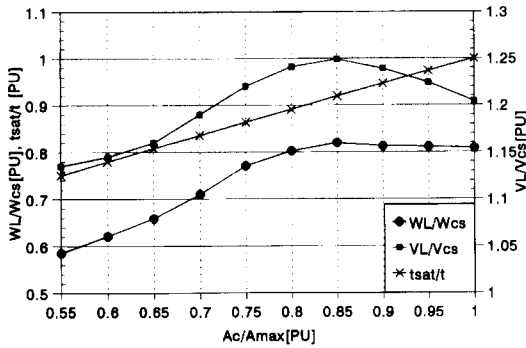


그림 6. 자기스위치 단면적 비의 함수로서 입출력 전압 비와 에너지 전송효율 및 포화시간 비  
Fig. 6. I/O voltage ratio and energy transfer efficiency from Cs to RL as a function of area ratio for a given magnetic switch.

그림 7은 코어의 단면적 비가 이 0.85일 때 역 바이어스전류를 함수로 한 경우의 출력특성을 나타낸 것이다. 역 바이어스 전류가 1.5 [A] 인 경우 에너지 전송효율이 가장 우수하며 역 바이어스전류의 증가에 따라 효율은 감소 함을 알 수 있다. 여기서 역 바이어스전류는 각각의 코어권선에 직접 역방향으로 가한 전류 값이다.

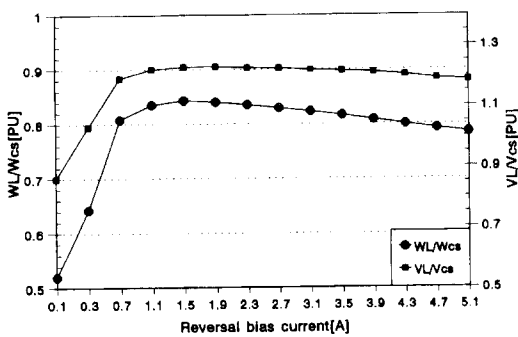


그림 7. 역 바이어스전류를 함수로 한 경우의 입출력 전압과 에너지 전송효율  
Fig. 7. I/O voltage ratio and energy transfer efficiency as a function of reverse bias current.

(3)  $f(V_{Cs})$ 의 관계

$$f(V_{Cs}) = \frac{V_L}{V_{Cs}} \cdot \frac{W_L}{W_{Cs}}$$

그림 8은 코어 단면적 비 0.85에서 입력전압( $V_{Cs}$ )을 함수로 한 경우의 부하에 적용되는 전압과 에너지 전송효율을 나타낸 것이며, 입력전압의 변화에 의해서는 정격전압을 벗어나게 되면 에너지 전송효율이 저하할 뿐 아니라 포화시간의 변화가 발생되며,  $\pm 3$  [%]의 입력전압의 변화에 따라  $\pm 3$  [%]의 포화시간 변화가 나타난다.

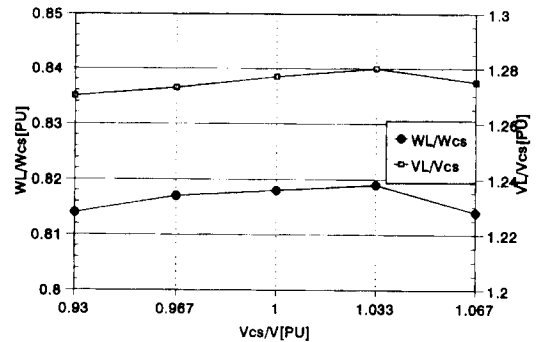


그림 8. 입력전압을 함수로 한 경우의 부하단 전압과 에너지 전송효율  
Fig. 8. Transfer ratio of energy and voltage as a function of input voltage.

그림 9는 자기스위치 MS1에 대한 포화시간 비 1.0, 0.92, 0.85인 경우의 전압 파형과 전류 파형이며 포화시간이 빨라지면서 압축 비가 상승하는 것을 관찰할 수 있다.

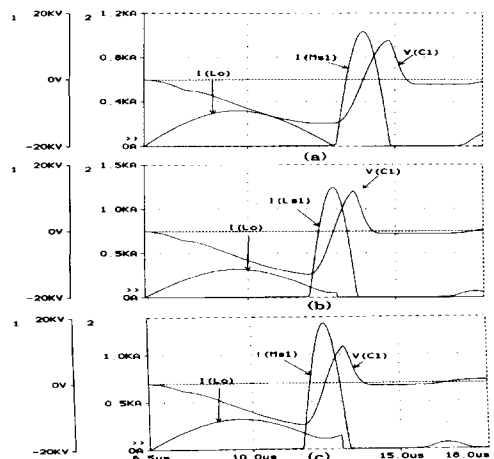


그림 9. 포화시간 비 (a) 1.0, (b) 0.92, (c) 0.85에 대한 MS1을 흐르는 전류파형과 C1양단의 전압파형  
Fig. 9. Currents of Cs and C3 for saturation time ratio of (a) 1.0, (b) 0.92, (c) 0.85.

### IV. 실험 결과

#### 1. 시스템 구성

제한한 자기 펄스발생기의 설계와 특성해석의 결과를 입증하기 위해서 10 [J/pulse] 급의 자기 펄스발생기를 제작 하였다. 자기스위치의 코어는 Metglas 9KCP를 사용하였고, 출력단에는 대용량 모듈화를 위해 Metglas 84KXCP에 의한 선형 변압기를 사용하였다. 또한 충전커패시터는 30 [KV], 3 [nF]의 저손실 폴리프로필렌 세라믹 커패시터를 각각 16개씩 병렬 접속하여 사용하였다. 각 자기스위치 모듈의 설계 파라메타를 표 2에 나타내었다.

표 2. 자기스위치 모듈의 설계 파라메타  
Table 2. Parameters for magnetic switch module.

stage 구분	M <sub>S1</sub>	M <sub>S2</sub>	Linear Transformer
Core type	9KCP	9KCP	84KXCP
단면적 A[m <sup>2</sup> ]	1×10 <sup>-3</sup>	1×10 <sup>-3</sup>	8×10 <sup>-3</sup>
자로길이 l [m]	0.127	0.127	0.194
Stacking Factor	0.81	0.81	0.83
자속밀도 ∂B[T]	1.52	1.52	0.72
권회수 N[turn]	15	6	1:1
스위칭시간 t <sub>sw</sub> [μs]	6.2	1.5	
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> [nF]	48	48	
V <sub>L</sub> [KV]	15	30	
각형비 Br/Bs	0.89	0.89	0.1

#### 2. 출력 파형

출력전압과 전류는 펄스형태의 고전압 대전류 이므로 각각 고저항 분압기와 로고스키(Rogowski)코일 등의 측정장치를 제작하여 사용하였으며, 출력단에는 고전압용 저항부하를 연결하여 LeCroy 9354 디지털 오실로스코프로 파형을 관측하였다. 이때 측정시 외부영향을 줄이기위해서 측정장치는 차폐시설을 하였다.

그림 10은 제작된 펄스발생기의 각 단에서 측정된 전압파형과 전류파형이다. 여기서 V<sub>CS</sub>는 10 [J/pulse]의 에너지를 저장하고 있는 커패시터 C<sub>S</sub>에서 공급되는 전압파형이며 피크전압은 -15 [KV], 방전주기는 6.2 [μs]이다. I<sub>C1</sub>은 커패시터 C<sub>1</sub>을 흐르는 전류파형이며 이 전류에 의해 각 단의 모든 전류를 관찰할 수

있다. 선형 인덕터 L<sub>O</sub>에 흐르는 공진전류 160 [A]는 자기스위치 M<sub>S1</sub>에 의해 1 [KA]로 압축되며, 또한 M<sub>S2</sub>에 의하여 2.5 [KA]로 압축된다.

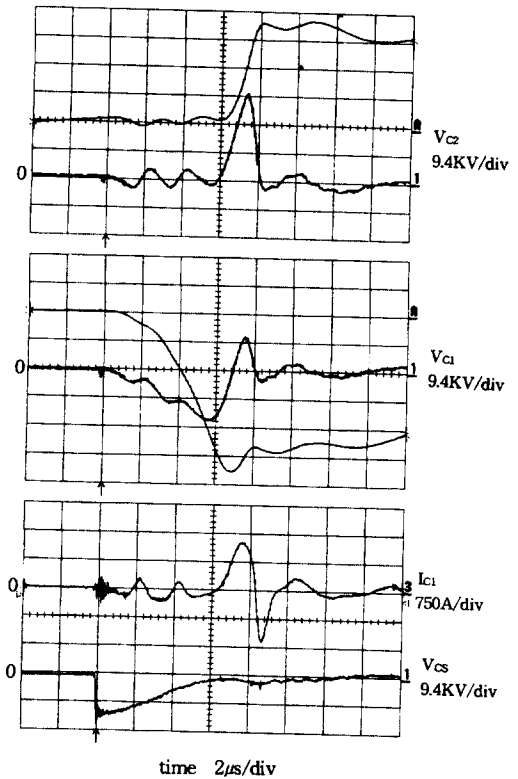


그림 10. 각 단에서의 전압파형과 전류파형  
Fig. 10. Current and Voltage waveforms at each stage.

그러나 여기에 나타난 마지막 단의 전류는 누설전류에 의한 프리펄스와 부하의 영향 때문에 전류펄스가 넓어져 약 1.2 [KA]로 나타났다. 또한 V<sub>C1</sub>은 커패시터 C<sub>1</sub> 양단의 전압파형이며, -피크 전압에 도달하는 6 [μs]에서 자기스위치 M<sub>S1</sub>이 포화되었으며, M<sub>S2</sub>의 누설전류에 의한 프리펄스전압이 나타나는 것을 볼 수 있다. 그리고 V<sub>C2</sub>는 커패시터 C<sub>2</sub> 양단의 전압파형이며, V<sub>C1</sub>의 (-)전압이 (+)전압으로 전환되어 전원전압의 2배인 약 29 [KV]로 상승한다. 펄스폭 1.5 [μs]의 전압은 자기스위치 M<sub>S2</sub>에 공급되며 부하단에서 500 [ns] (FW FM)으로 압축된다.

그림 11은 12 [Ω]의 저항부하를 선형 변압기의 2차에 접속하여 측정된 전압파형이다. 여기서 V<sub>L</sub>은 16.7 [KV], 펄스폭은 500 [ns] (FWHM)이고, 이때 부

하단의 에너지  $W_L$ 은 약 9 [J/pulse]로서 효율  $\eta_L$ 은 82 [%]이다.

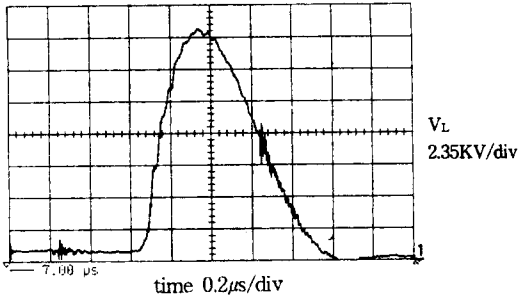


그림 11. 출력 전압파형 ( $R_L=12 [\Omega]$ )  
Fig. 11. Output voltage. ( $R_L=12 [\Omega]$ )

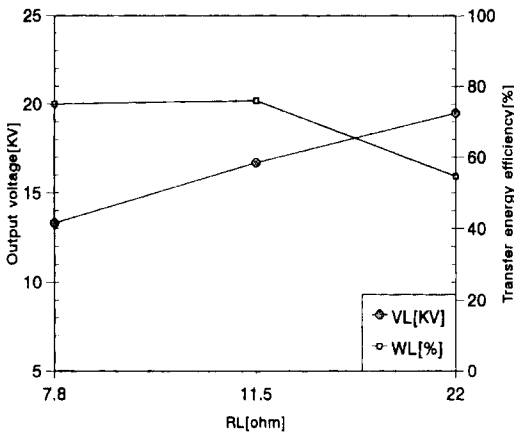


그림 12. 부하변화에 대한 출력전압과 에너지전송효율  
Fig. 12. Output voltage and energy transfer efficiency for load variation.

그림 12는 저항부하가 8 [ $\Omega$ ], 12 [ $\Omega$ ], 22 [ $\Omega$ ] 인 경우 출력전압과 에너지 전송효율을 나타낸 것이다. 그림에 나타난 바와 같이 부하저항이 증가함에 따라 출력전압은 증가하지만 22 [ $\Omega$ ]의 저항부하에서는 에너지 전송효율이 저하한다. 여기서 22 [ $\Omega$ ]의 저항부하에서 효율이 저하하는 원인은 선형변압기의 포화에 기인한다.

V. 결 론

본 논문에서는 자기스위치를 이용한 10 [J/pulse] 급의 2단의 자기 펄스발생기를 제안하여 동작특성을 해석 하였으며, 시제품을 제작하여 그 타당성을 입증

하였다. 기본설계는 자기스위치의 코어단면적 감소와 역 바이어스전류에 의한 앞선 포화시간의 설계기법을 사용하므로써 효율향상을 도모하였다.

또한 고전압 대용량 모듈화를 이루기 위해 자기스위치의 출력단에 선형 변압기를 채용하였으며 부하단에 12 [ $\Omega$ ]의 저항부하를 접속한 경우 15 [KV], 6.2 [ $\mu$ s]의 입력전압은 부하단에서 16.7 [KV], 펄스 폭은 500 [ns] (FWHM)로 나타났으며, 이때 에너지 전송 효율은 약 82 [%]였다.

앞으로의 과제는 본 시스템의 모듈화에 의한 효율향상과 150 [KV], 400 [J/pulse] 급의 대용량화이다.

참 고 문 헌

- [1] W. S. Melville, "The use of saturable reactors as discharge devices for pulse generators", Proceedings Institute of Electrical Engineers(London) vol. 98, part 3 (radio and communication), pp. 185-208, 1951.
- [2] S. E. Ball, "Optimum switching time for magnetic switch", IEEE Pulsed Power Conf, pp. 86-89, 1988.
- [3] D. L. Birx, E. J. Lauer, L. L. Reginato, D. Rogers, M. W. Smith, T. Zimmerman, "Experiments in magnetic switch", Proceeding of the 3rd IEEE International Pulse Power Conference, pp. 262-268, 1981.
- [4] Osamu Kobayashi, Koji Noda, Tsutomu Shimada, Minoru Obara, "High power repetitive excimer laser pumped by an all solid state magnetic exciter", SPIE Vol. 622 pp. 11-117, 1986.
- [5] Hiroshi Tamaka, Hidekazu Hatanka, and Minoru Obara, "High-efficiency all-solid-state exciters for high-repetition-rate, high-power TEA CO<sub>2</sub> laser", REV. SCI. Instrum vol. 61 no. 8 pp. 2092-2096, 1990
- [6] 김복권, 권순걸, 임근희, 이스토민, "회치회로에 자기스위치를 적용한 자기 펄스발생기의 동작특성", 대한전자공학회 하계학술대회 논문집, pp. 729-732, 1996
- [7] Л. А. Меерович, "Магнитные генераторы импульсов", Москва, 1968.
- [8] B. M. Penetrante, "Pollution control appli-



cations of pulsed power technology”, 9th IEEE Pulsed Power Conference, pp.1-5, 1993.

- [9] G. N. Glasoe and J. V. Lebacqz, “Pulse Grnerators”, Dover, New York, N, Y, 1984.
- [10] ГетманД. В, ИстоминоЮ. А, “Исследование магнитн

ых сво тв прецезионных магнитных сплавов 2НС Р и 9КСР” С. Петербург, НИИЭФА, тех отчет. 1995.

- [11] Allied Signal, Advanced Materials, Metglas Amorphous Alloy Distribution Transformer Core. Product Guide.

저 자 소 개



金 復 權(正會員)

1957年 3月 2日生. 1978年 인천기능 대학 전기과 졸업. 1989年 2月 경남대 공대 전기공학과 졸업. 1992年 8월 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996年 현재 경남대학 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 대전기능대학 전기학과 조교수. 주관심분야는 전력전자 및 펄스파워 등

입



徐 基 永(正會員)

1942年 4月 18日生. 1965年 2月 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1980年 8월 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988年 2월 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경남대 공대 전기공학과 교수. 주관심분야는 제어

계측 및 전력전자 등임



權 純 杰(正會員)

1951年 10月 19日生. 1973年 2月 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1980年 2月 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990年 2월 영남대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경남대 공대 전기공학과 교수. 주관심분야는 전력

변환 및 전동기제어 등임



李 鉉 雨(正會員)

1953年 4月 28日生. 1979年 2월 동아대 공대 전기공학과 졸업. 1984年 8월 영남대 대학원 전기공학과(석사). 1992年 8월 동아대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1993년 일본 대판공대 연구교수. 현재 경남대 공대 전기공학과

부교수. 주관심 분야는 전동기제어, 전력전자응용 및 해석 등임