

80-MW 클라이스트론 부하용 200-MW 펄스 트랜스포머의 성능시험

장성덕, 오종석, 손윤규, 조우현  
포항공과대학교 가속기연구소

Performance Test of 200-MW Pulse Transformer for 80-MW Klystron Load

S. D. Jang, J. S. Oh, Y. G. Son, M. H. Cho  
Pohang Accelerator Laboratory, Postech

**Abstract** - A pulse transformer producing pulses with the peak power of 200-MW (400 kV, 500 A at load side with 4.4  $\mu$ s flat-top) is required to drive the 80-MW pulsed klystron in the PLS linac. We have designed and manufactured the high power pulse transformer with 1:17 turn ratio. Its primary functions are to match the impedance of klystron tube to the modulators, and to provide step-up of the voltage. To obtain a fast rise time of the pulse voltage, Low leakage inductance and low distributed capacitance design is very important. In this paper, we discuss the equivalent circuit analysis of the pulse transformer, and present the full power performance test results of pulse transformer.

을 보여준다. 누설자속( $L_L$ )과 분포용량은 코일의 구조 및 권선 구성 방법의 함수이며, 2차 인덕턴스 ( $L_s$ )는

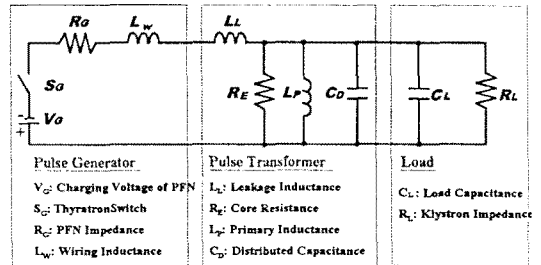


그림 1 펄스 시스템의 등가회로  
Fig. 1 Equivalent circuit of the pulse system

1. 서 론

포항 방사광 가속기의 선형 가속기에서는 80-MW 클라이스트론 부하를 구동하기 위하여 최대 펄스 정격출력 200 MW(400kV, 500A, 평탄도 4.4  $\mu$ s)인 대출력 펄스 모듈레이터가 요구된다. 모듈레이터의 고전압 출력 펄스에서 RF 에너지를 발생시키는데 사용되는 유효 출력 에너지는 출력 펄스의 평탄부의 에너지에 해당된다. 펄스 트랜스포머는 펄스 전원공급장치(Modulator)로부터 대출력 부하(Klystron)로 펄스 에너지를 전달하며 임피던스 정합을 시키는 기능을 한다. 그러므로, 펄스 트랜스포머는 빠른 상승시간을 가지는 것이 요구된다. 빠른 상승시간을 얻기 위하여 누설자속, 분포용량이 작게 되도록 설계하여야 한다. 부하전압의 상승시간, 경도(droop), 코어 크기 등과 같은 파라미터의 적절한 조화를 위하여 승압비 1:17 인 펄스 트랜스포머의 설계 및 제작을 완료하였다. 본 논문에서는 펄스 트랜스포머의 간단한 등가회로와 트랜스포머 파라미터의 사이의 관계를 해석하고, 공기 중에서의 저전압 시험과 수저항 부하(Water Load)를 사용한 고전압 성능시험 결과를 비교자 한다.

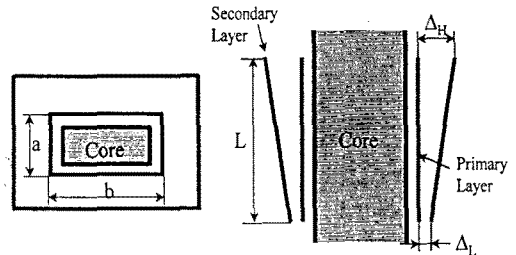


그림 2. 펄스 트랜스포머의 코일구조 및 권선 구성  
Fig. 2 Coil geometry and winding configuration of the pulse transformer

자성 물질 파라미터에 관계된다. 그림 2로부터 2차측을 기준으로한 트랜스포머 파라미터는 각각 식 (1), (2), (3) 으로 계산된다[1].

$$L_L \approx 2\pi N_s^2 \frac{\Delta_H \left( (a+b) + \frac{4\Delta_H}{3} \right)}{L} [nH] \quad (1)$$

$$C_D \approx 2 * 0.0885 \epsilon_r \left( \frac{n-1}{n} \right)^2 \frac{L(a+b + \frac{4\Delta_H}{3})}{\Delta_H} [pF] \quad (2)$$

$$L_P \approx 4\pi \mu_e N_s^2 \frac{A_e}{l_m} [nH] \quad (3)$$

여기서,  $N_s$ : 2차측의 권선수,  $\Delta_H$ : 1차와 2차권선 사이의 거리,  $L$ : 권선길이,  $\epsilon_r$ : 절연체 유전율,  $n$ : 승압비,  $\mu_e$ : 실효 펄스 투자율,  $A_e$ : 실효 코어 단면적,  $l_m$ : 코어의 자로 길이 이다.

최적의 설계는 트랜스포머 특성 임피던스(식(11))를 정합시키기 위한 적절한 누설자속과 분포용량의 비를 가지면서 이들의 곱이 최소가 되도록 하는 것이다.

2. 펄스 트랜스포머 해석

2.1 등가회로 해석

해석을 간단하게 하기 위하여 입력저항과 같은 정합된 부하에서 동작하는 승압 펄스 트랜스포머의 경우에 대하여 설명한다. 그림 1 은 펄스전원, 펄스 트랜스포머, 부하를 포함하는 펄스 시스템에 대한 등가회로를 나타낸다 [1][2][3]. 주어진 펄스폭( $\tau$ )과 부하( $R_L$ )에 대하여 단순화 된 등가회로의 동작을 해석함으로써 최적의 펄스 출력을 얻기 위한 2차 인덕턴스 ( $L_s$ ), 누설자속( $L_L$ ), 분포용량( $C_D$ )과 같은 펄스 트랜스포머 파라미터들이 결정되어진다.

그림 2는 펄스 트랜스포머의 코일 구조 및 권선 구성

2.2 전압 경도 및 코어 부피  
전압에 대한 경도(Droop,  $D_r$ )와 코어 부피( $V_{CORE}$ )는 다음식으로 나타내어진다.

$$D_r = \frac{R_L \tau}{2L_s} = \frac{\Delta B R_L l_m}{2\mu_0 \mu_e V_s N_s} \quad (4)$$

$$V_{CORE} = \frac{2 \mu_0 \mu_e}{\Delta B^2} P_r \tau \quad (5)$$

여기서,  $R_L$ : 부하 임피던스,  $\tau$ : 펄스폭,  $\Delta B$ : 전체 자속밀도 변화량,  $V_s$ : 2차측 전압,  $\mu_0$ : 진공의 투자율,  $P_r$ : 최대 출력 펄스 전력이다.

### 2.2 상승시간 해석

정합된 부하와 펄스 트랜스포머를 포함하는 펄스 시스템에 대하여 상승시간에 관련된 변수는 다음의 식으로 결정되어진다[1][4].

$$T_r = f(\sigma)((L_w + L_l)(C_D + C_L))^{0.5} \quad (6)$$

$$f(\sigma) = 2\pi(m/(m+1))^{0.5}(0.255 - 0.256\sigma + 0.537\sigma^2) \quad (7)$$

$$\sigma = (\gamma m + 1/\gamma)/(2(m(m+1))^{0.5}) \quad (8)$$

$$m = R_l/R_g \quad (9)$$

$$\gamma = Z_T/R_L \quad (10)$$

$$Z_T = ((L_T + L_w)/(C_D + C_L))^{0.5} \quad (11)$$

여기서,  $f(\sigma)$ : 최적 상승시간(10%-90%)에 대한 함수,  $L_w$ : 시스템 결선 인덕턴스,  $C_L$ : 부하단 분포용량,  $Z_T$ : 펄스 시스템의 전달 특성 임피던스,  $m$ : 입력단과 부하단의 임피던스 정합계수,  $\gamma$ : 전송시스템과 부하단의 임피던스 정합계수이다.

위의 식으로부터 빠른 상승시간은 작은 누설자속 및 분포용량과 2차측의 권선수를 줄임으로써 가능하다. 하지만, 2차측의 권선수를 줄이는 것은 큰 전압경도를 만들고 큰 코어 부피를 요구한다. 그러므로, 이러한 파라미터들 간에 초적치를 취함으로써 상승시간을 개선할 수 있다.

## 3. 트랜스포머의 제작

그림 3은 등가회로 모델로부터 설계 제작된 200 MW급 펄스 트랜스포머를 보여주고 있다. 두 개의 병렬로 구성된 1차권선과 2차권선이 있으며, 이들 권선 간

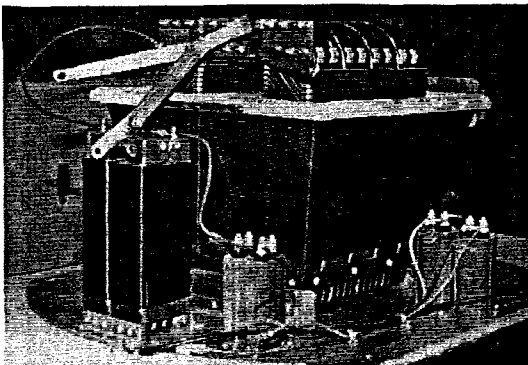


그림 3 펄스 트랜스포머에 대한 측면 사진  
Fig. 3 Side view of the pulse transformer

에 일정한 전압 분포를 유지하도록 2차권선은 경사진 형태의 권선 구조(Tapered basket)로 되어 있다. 또한, 클라이스트론에 히터 전원을 공급하기 위하여 1차권선과 2차권선은 각각의 코어 다리에 동일하게 나누어져

감겨져 있다. 펄스 트랜스포머 한 대는 네 개의 코어를 사용하며, 각각의 코어는 박막의 두께가 0.05 mm인 방향성 실리콘 스틸(GT050, "SC" Cut Core) 판으로 구성된다.

표 1은 개발된 펄스 트랜스포머의 주요 사양을 나타낸다.

표 1 펄스 트랜스포머의 주요 사양  
Table 1 Specification of the pulse transformer

Output Requirements	
Parameters	Design Value
Peak voltage (kV)	400 (negative)
Peak current (A)	500 (max)
Flat-top duration ( $\mu$ s)	4.4
Rise time ( $\mu$ s)	0.8 (10-90% max)
Droop of flat top	2% (max) with isolation inductor
Turns ratio	1:17
Pulse repetition rate	180 pps
Pulse top ripple	$\pm 0.25$ % (max)
Pulse undershoot	15 % (max)
Pulse return swing	10 % (max)

## 4. 성능시험

### 4.1 저전압 시험

펄스 트랜스포머의 특성을 조사하기 위하여 트랜스포머의 2차 출력단에 15.8 k $\Omega$ 의 부하저항을 연결한 후 펄스 발생기를 사용하여 10V, 펄스폭 6 $\mu$ s의 장방형 펄스 신호를 트랜스포머의 1차측에 인가하고 공기 중에서 저전압 시험을 수행하였다. 그림 4는 저전압 시험 회로도이다

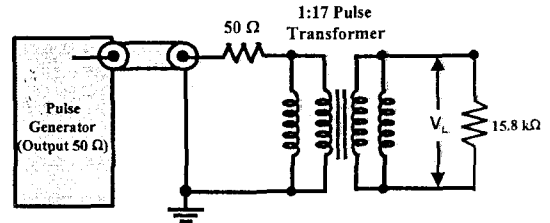


그림 4 저전압 시험 회로  
Fig. 4 Circuit diagram of the low-voltage

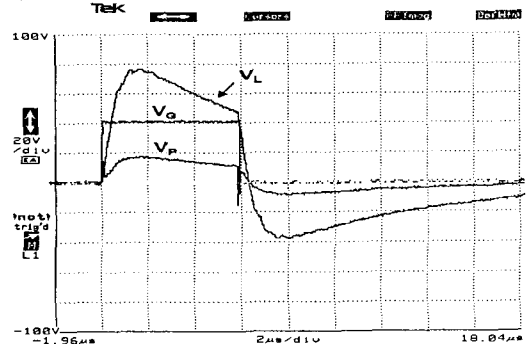


그림 5 펄스 트랜스포머의 저전압 시험 파형  
Fig. 5 Output pulse waveforms for the low-voltage test

그림 5는 출력 파형을 보여준다.  $V_L$ 은 트랜스포머의 출력 파형,  $V_P$ 는 트랜스포머의 입력 파형,  $V_G$ 는 펄

스 발생기의 출력 파형이다. 입력( $V_P$ )과 출력( $V_P$ )신호를 비교함으로써 설계치 1:17 인 승압비를 만족함을 알 수 있다. 또한, 코아의 실효 펄스 투자율(permeability)은 펄스 트랜스포머를 설계하는데 중요한 파라미터이다. 실효 펄스 투자율(permeability)은 부하전압의 경도(droop)를 측정함으로써 계산되어 질 수 있다. 계산에 의한 커트 코아의 6  $\mu$ s에 대한 실효 펄스 투자율(permeability)은 약 830이었다. 이 값은 실리콘 코아에 대한 일반적 요구 값인 1600 보다 작다 [2]. 그 원인은 부하저항이 입력저항과 정합 되지 않은 것과 커트 코아의 결박되는 힘에 의한 코아 사이의 간격(Gap) 차이에 의한 것으로 추정 할 수 있다.

#### 4.2 수냉각 부하를 사용한 고전압 시험

실제 사용 될 클라이스트론 부하 대신에 수냉각 부하를 연결하여 절연유 내에서의 고전압 시험을 수행하였다. 그림6은 고전압 시험용 회로도이다. 입력 펄스전원

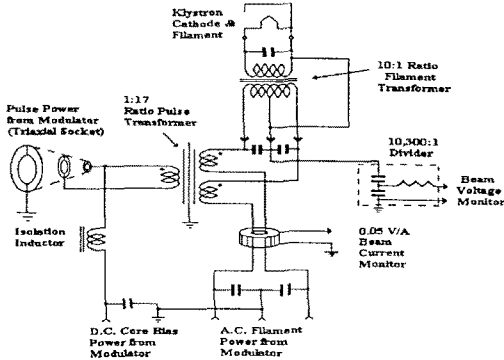


그림 6 고전압 시험 회로도  
Fig. 6 Circuit diagram of the high-voltage test

은 10단으로 된 2개의 병렬 PFN(Pulse Forming Network)으로 구성된 150 MW 급 모듈레이터를 사용하였다. 그림 7은 모듈레이터 입력전압(DCHV) 19kV, 펄스 반복률 10 Hz, 펄스폭 5.2  $\mu$ s (ESW)에서 수냉각 부하단의 출력 전압( $V_b$ ), 전류( $I_b$ ) 파형을 나타내고 있다. 이것은 10,300:1의 용량성 분배기(Capacitive Voltage Divide)와 20:1의 변류기(Current Transformer, 50  $\Omega$ )를 사용하여 측정된 값으로 최대 전압 336kV, 352A에 해당된다. 이 결과 값은 선형가속기 2 GeV 운전시의 클라이스트론 빔전압 범위에 해당된다. 그림 8은 현재 선형가속기에서 동작중인 펄스

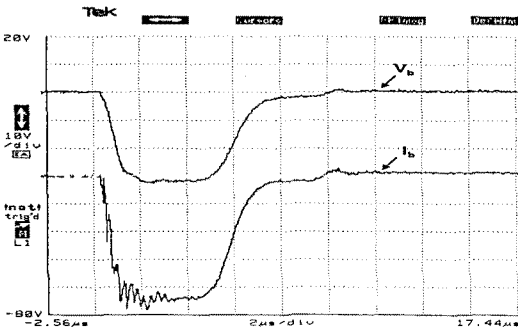


그림 7 수냉각 부하를 사용한 시험 출력 파형  
Fig. 7 Output pulse waveform at water-load  
( $V_b = 100$  kV/div,  $I_b = 40$  A/div, Time = 2  $\mu$ s/div)

트랜스포머에 대한 클라스트론 부하에서의 출력 전압 파형( $V_K$ )과 개발품에 대한 수냉각 부하단에서의 출력 전압 파형( $V_b$ )을 비교한 그림이다. 두 경우에 있어서 출력전압 파형이 근사치를 나타내어 성능 상 이상 없이 동작함을 실험결과로부터 확인 할 수 있다.

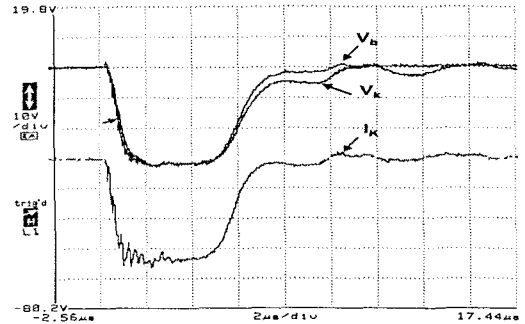


그림 8 수냉각 부하와 클라이스트론 부하의 파형 비교  
Fig. 8 Comparison of output waveforms at water-load and klystron load ( $V_b = 100$  kV/div,  $I_b = 40$  A/div)

## 5. 결 론

트랜스포머의 간단한 등가회로와 트랜스포머 파라미터의 사이의 관계를 해석하고, 부하전압의 상승시간, 경도(droop), 코아 크기 등과 같은 파라미터의 적절한 조화를 취하여 최대 펄스 정격출력 200 MW(400kV, 500A, 평탄도 4.4  $\mu$ s)인 펄스 트랜스포머의 설계 및 제작을 완료하였다. 저전압 특성시험을 통하여 승압비 및 실효 펄스 투자율(permeability)을 계산하였다. 수냉각 부하를 사용한 고전압 성능시험을 통하여 모듈레이터 입력전압(DCHV) 19kV, 펄스 반복률 10 Hz, 펄스폭 5.2  $\mu$ s (ESW)에서 부하단 전압 336 kV 까지 성능에 이상 없이 동작함을 확인하였다. 또한, 150 MW 급 모듈레이터를 사용하여 현재 선형가속기에서 가동중인 펄스 트랜스포머와 개발품에 대한 출력 전압 파형을 비교분석 하였다. 실험 결과로부터 두 경우에 있어서 출력 전압 파형이 근사치를 나타내는 것을 확인하였다.

향후 계획으로는 설계사양에 따른 200 MW 급 모듈레이터와 클라이스트론을 사용한 고전압 성능시험을 실시하고, 에너지 효율 향상을 위한 최적치 설계 및 제작 방법, 저소음 트랜스포머 등에 대한 연구가 필요하다.

\* 본 연구는 POSCO 및 MOST의 부분적인 연구비 지원을 받아 수행되었음.

## [참 고 문 헌]

- [1] W. H. Bostick et al., "Pulse Generators," McGraw-Hill Book Company, Inc., Part III, pp. 497-630, 1948.
- [2] P. R. Gillette, K. Oshima, K. W. Henderson, R. M. Rowe, "Pulse Transformer Design and Test Methods," Stanford Research Institute, Final Report. Part I, II.
- [3] M. Akemoto, S. Gold, A. Krasynkh and R. Koontz, "Pulse Transformer R&D for NLC Klystron Pulse Modulator," 11th IEEE International Pulsed Power Conference, Baltimore, Maryland, USA, June 29 - July 2, 1997.
- [4] J. S. Oh, M. H. Cho, W. Namkung et al., "Efficiency Analysis of the First 111-MW C-band Klystron-Modulator for Linear Collider," First Asian Particle Accelerator Conference, APAC 98, KEK, Tsukuba, Japan, March 23-27, 1998.