

음극선 발생기를 위한 고전압 발생 장치의 설계 및 제작

주 동 만* · 민 경 일** · 황 재 효**

Design and Fabrication of High Potential Generator for Cathod-ray Apparatus

Dong-Man Joo*, Kyoung-Il Min**, and Jae-Hyu Hwang**

요약 본 연구에서는 의료용 X선 발생기의 고전압 발생장치를 설계하는 방법을 제시한다. 고전압의 발생을 위해 인버터를 사용하였다. 또한 라인필터회로, 정류회로, 펄스 폭 변조 제어회로, 전 브리지 구동회로, 고전압 트랜스, 고전압 정류회로를 실제 제작하였다. 본 논문에서 제시된 설계 방법에 의해 스위칭 주파수 40 KHz인 고전압 발생장치를 제작·실험하여 가변전압 0~620 V, 가변전류 50~500 mA를 얻었다.

Abstract The design method of high potential generator of diagnostic X-ray apparatus by using inverter is presented. For the high potential generator, a line filter, a rectifier, a pulse width modulation control, bridge drive, a high potential transformer and a high potential rectifier circuit were adopted. The high potential generator with switching frequency to be 40 KHz is fabricated by using design method presented in this method. The experimental results are as followings: variable volts of 0~620 V and variable currents 50~500 mA.

Key Words : Inverter, X-ray apparatus, Potential generator

1. 서 론

1913년 국내 최초로 설치되어 오늘까지 사용하고 있는 X선 기기는 의료 기관에서 사용하는 기기 중 가장 큰 비중을 차지하고 있다. 그리고, 첨단 과학기술의 급속한 발전은 의료 기술의 발달을 가져왔으며, 특히 X선을 발생시켜 환자의 진료를 수행하기 위한 기기는 한층 더 정밀한 기기로의 변모를 가져왔다. 이와 같은 진단용 X선 기기의 사용은 환자로부터 보다 정확한 진단 정보를 얻어냄으로써 질병 퇴치에 기여하고 있다.

인버터를 이용한 고전압 발생 장치는 1969년 G. E사에서 군용의 이농형 X선 장치로서 전전지를 전원으로 한 주파수 500 Hz인 인버터식 장치가 실용화되었다. 1980년 무렵 Siemens사에서 모노 탱크형 인버터식 장치가 개발되었다. 그 후 구미에서는 순차적으로 대형장치도 인버터 방식으로 바꾸어 현재에는 X선 CT의 고전

압 발생 장치를 필두로 대부분의 장치가 이 방식으로 바뀌고 있다. 일본의 인버터식 장치의 개발은 구미에 비해 몇 년 뒤쳐져 있지만 1983년 Toshiba에서 제품화되었고, 이어서 각 회사에서 만들어지게 되었다[1,4]. 인버터 방식 고전압 발생 장치는 수백 Hz에서부터 수십 KHz의 주파수로 고전압을 발생시키므로 고전압 발생 장치를 대폭 소형화시킬 수 있을 뿐만 아니라, 고정밀도의 제어를 가능케 한다[5,7]. 이 장치를 이용하면 전원에서 X선관에 이르기까지 완전하게 전자 제어를 할 수 있다.

본 논문에서는 기존에 상용화되어진 인버터 스위칭 주파수는 250 Hz~30 KHz, 관전압 백동율은 1% 이상을 개선하기 위하여 기존에 비해 상승된 스위칭 주파수 40 KHz를 사용하고, 펄스 폭 변조 제어회로를 이용하여 부하에 따른 출력 전압과 출력 전류를 실시간 실행 제어하고, 관전압 백동율을 1% 이하로 감소시킬 수 있게 한다. 인버터 스위칭 주파수를 높일 수 있게 함으로써 고전압 변압기를 소형화하고, 장치 추회로의 고속 스위칭 및 관전압의 되먹임에 의해 전원으로부터 X선관

*충남대학교 전자공학과

**영동대학교 정보전자공학부

본 논문은 중소기업청 지원에 의한 산학 공동 연구과제로 개발한 것이며, 그 핵심 내용은 의료용 X-RAY 기기의 음극선 발생기를 위한 고전압 발생 장치의 사례와 인버터 방식을 이용하여 정밀제어와 소형화를 위한 방법에 관한것이다. 이는 음극선 발생기를 위한 고전압 발생 장치의 성능을 개선하고 소형화를 실현하기 위한 개발 기술이다. (Tel: 043-740-1123)

에 이르기까지 고정밀 제어가 가능한 인버터 방식의료 용 X선 발생기의 설계방법을 제시하고 제작·실험하여 그 결과를 고찰한다.

2. 고전압 발생 장치

변압기의 유도기전력 e 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$e = KfBA\omega n [V] \quad (1)$$

K : 정수, f : 주파수, B : 자속밀도,
 A : 철심단면적, n : 권선의 권수

식 (1)로부터 주파수를 높임으로써 철심 단면적과 권선의 감은 수를 줄일 수 있고, 고전압 변압기는 대폭으로 소형화할 수 있게 한다. 현재 상용화된 인버터의 주파수는 200 Hz~30 KHz인 것이 사용되고 있다. 이와 같이 주파수를 높게 할수록 철심은 소형화시킬 수 있고 권선 수도 줄일 수 있지만, 한편 고전압에 대한 절연, 철손의 증대 등의 문제가 있으므로 주파수에는 상한이 있다[1].

기존의 고전압 고전압 발생 장치는 Figure 1과 같이 대형 승압 트랜스를 이용하여 고전압을 얻는 방식이 많이 이용하고 있는데, 이 방식은 전압이 높아질수록 승압 트랜스의 부피와 무게가 증가하고 제어의 정밀성이 낮아지는 등의 문제점을 가지고 있다.

이러한 점을 개선하기 위해서 본 고전압 발생 장치는 인버터 방식을 채용하여 고전압 발생 장치에 적용하였다. 인버터 방식은 보통 20~40 KHz의 고주파를 사용함으로써 승압용 변압 트랜스의 소형화가 가능하며 펄스 폭 변조(Pulse Width Modulation : PWM)제어 방식을 이용하여 승압 트랜스를 구동하는 펄스 폭의 비율을 제어하므로 출력 전압의 정밀 제어를 할 수 있다[3,6,7]. 인버터 방식을 이용한 고전압 발생 장치의 기본 구성도는 Figure 2와 같이 나타낼 수 있다.

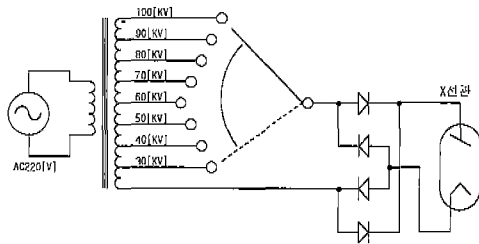


Figure 1. 단상 전파 정류형 고전압 발생 장치.

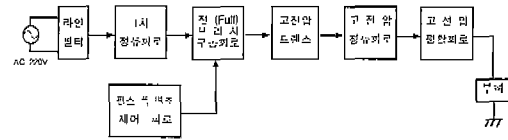


Figure 2. 인버터 방식을 이용한 고전압 발생 장치의 구성도.

2.1. 라인 필터 회로

전원 공급 라인을 통해 공급되어지는 전원 신호 성분에는 미세한 전압 변동이 있으며 잡음 성분을 포함하고 있다. 전압 변동이 증가할 경우 회로 오동작의 주요 원인이 될 수 있다. 또한 잡음이 심하게 발생할 경우 고전압 발생 장치의 승압 과정에서 잡음 성분이 포함되어 승압 되어질 경우 목표했던 값이 아닌 미정상적인 출력이 나타날 수 있게 되며 출력 전압을 정상적으로 정밀 제어할 수 없게 된다.

이와 같은 문제점을 해결하기 위해서는 인버터로서 공급 전원의 에너지를 짧은 시간 동안이라도 저장하였다가 전압 변동이 발생하였을 경우 저장되어진 에너지를 방출하여 보상할 수 있도록 하고 커패시터를 이용하여 공급 전원의 잡음 성분을 제거시킬 수 있도록 해야 한다. 이와 같은 기능을 수행 할 수 있는 회로는 Figure 3과 같다.

Figure 3의 ELB1 전원 차단 스위치는 장비 전체의 전원을 ON/OFF 시키고 장비 동작 중에 회로에 과부하 발생시 스스로 회로 전원을 차단한다. 전원 스위치의 초기 ON상태에서 발생하는 서지 전압에 의한 회로 충격을 흡수하기 위하여 Figure 3의 Z1, Z2, Z3의 서지 흡수버(surge absorber)를 이용하여 회로를 보호한다. Figure 3의 LF1, LF2 및 C1~C7은 전원 공급 라인을 통해 공급되어지는 전원 전압 변동과 잡음 성분을 제거 하는 역할을 한다.

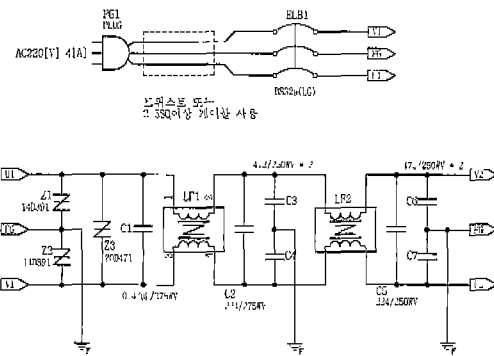


Figure 3. 라인 필터 회로도.

2.2. 1차 정류 회로

인버터 방식에 있어서 승압 트랜스를 고주파 성분으로 스위칭 시키기 위해 교류 220 V/60 Hz 성분의 입력 전원을 직류 220 $\sqrt{2}$ V로 변환한 후 펄스 폭 변조 제어 회로와 조합하여 고주파 성분의 전원으로 변환하여 승압 트랜스를 스위칭 시킬 수 있게 하여야 한다.

Figure 4의 1차 정류 회로는 교류에서 직류로 변환시키는 회로로써 브리지 정류 회로와 커패시터형 평활 회로를 이용하여 AC-DC변환을 시킨다. 그러나 이 회로는 초기 전원 ON시에 커패시터가 완전 방전 상태일 때 커패시터측 임피던스는 순간적으로 0 Ω 인 상태이므로 브리지 다이오드에 순간적으로 급격히 많은 양의 돌입 전류(이론상 ∞ A)가 흐르게 된다. 이 경우 브리지 다이오드의 과손이 발생할 수가 있다. 이 점을 대처하기 위해 Figure 4의 트라이악 Q101과 저항 R103, R104를 부착하였다. 초기 전원 ON시에 Q101은 차단 상태이고 R103과 R104를 통해 작은 양의 전류를 커패시터형 평활 회로에 흐를 수 있게 하여 캐패시터에 충전시킨다. 그 다음 커패시터의 충전이 어느 정도 이루어지면 트라이악을 동작시켜 많은 양의 전류를 공급할 수 있도록 한다. 이렇게 하면 브리지 다이오드에 순간적으로 급격히 많은 양의 돌입전류가 흐르는 방지할 수 있고 주변 회로의 연계 과손을 방지할 수 있다.

2.3. 펄스 폭 변조 제어 회로

출력 전압을 정밀 제어하기 위한 방법은 직렬 제어 방식, 병렬 제어 방식, 주파수 제어 방식(공진 방식), 펄스 폭 변조 제어 방식 등이 있다. 본 장치에서는 펄스 폭 변조 제어 방식을 사용하고 있다. 이 제어 방식은 스위칭 주파수는 고정시키고 스위칭 ON 시간(t_{ON})을 가변시켜 출력 전압의 평균값을 가변할 수 있다. 또한 스위칭 주파수를 고정시켜 승압에 사용될 고전압 트랜스

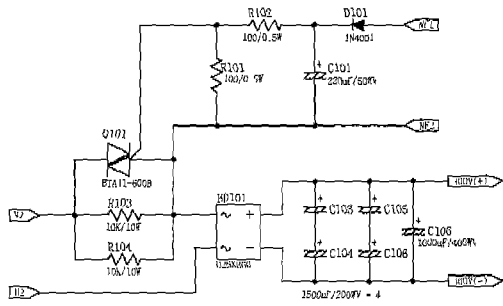


Figure 4. 1차 정류 회로도.

Q101, BR101 발인편 부착 요망
R103, R104 부리시 약간 공간을 띄움것

는 고정될 한 개의 주파수만 고려하여 설계할 수 있다. 펄스 폭 변조 제어 방식을 이용한 제어 회로는 Figure 5와 같이 구성. 이 회로에서는 TL494 비교형 펄스 폭 변조 회로와 자체 발진 회로를 내장한 스위칭 레귤레이터용 IC를 사용하여 펄스 트랜스(T1, T2)를 스위칭 시키고 펄스 트랜스(T1, T2) 2차 측의 유도 전압으로 전브리지 구동 회로의 POWER MOS-FET들의 각 게이트 소오스간을 스위칭 시켜 준다. 이 회로에 의해 출력되어지는 펄스 폭 변조 파형을 Figure 6과 같다.

Figure 5의 VR201, VR202를 조절하여 펄스 폭을 제어하여 Figure 6의 스위칭 ON 시간(t_{ON})을 가변한다. 또한 Figure 5의 VR204를 조절하여 펄스 폭 변조 신호의 주파수와 고전압 트랜스의 스위칭 주파수를 조절한다.

Figure 5의 FB_I, FB_V 단자로 출력 전류와 출력 전압 제한 받아 Figure 6의 스위칭 ON 시간(t_{ON})을 서보 제어하여 출력 값을 안정하게 보상한다. Figure 5의 수동 스위치 S201을 조작하여 출력을 ON/OFF시키거나 REMOTE_CTL 단자에 TTL LOGIC 신호(0 V 또는 5 V)로 출력을 ON/OFF시킨다.

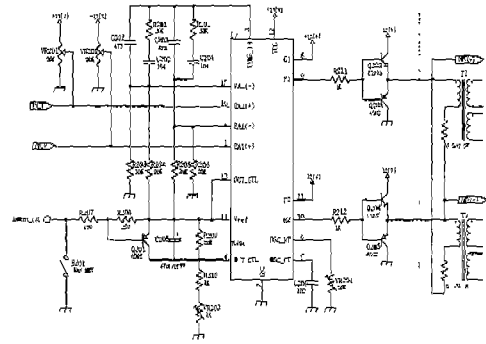


Figure 5. 펄스 폭 변조 제어 회로도.

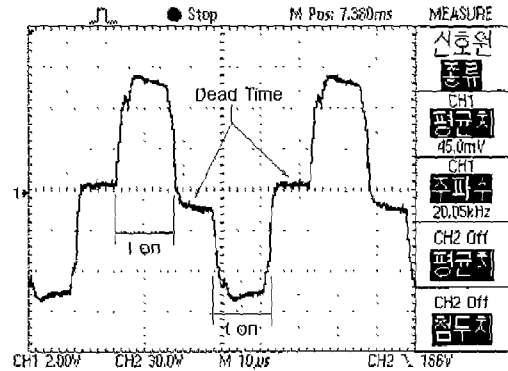


Figure 6. 펄스 폭 변조 파형(Figure 5의 단자 DR V(+)-DR V(-)간 파형).

2.4. 전 브리지 구동 회로

고압 트랜스를 스위칭 하는 데는 트랜지스터 1석식, 트랜지스터 다석식, 반 브리지(Half-Bridge) 방식, 전 브리지 방식 등이 있다. 이 방식들 중 대전력, 고속 스위칭 제어에 가장 적합한 방식으로는 전 브리지 구동 방식이며 Figure 7과 같이 구성할 수 있다.

전 브리지 구동 방식 및 순서는 Table 1 전 브리지 구동 회로 동작순서에 나타내어져 있다. 이 방식에 대해 살펴보면 ②와 ④의 동작구간을 비교해 보면 서로 대칭임을 알 수 있다. 즉 Figure 7의 두 단자 NP(+)와 NP(-) 간의 전류방향을 NP(+)→NP(-), NP(-)→NP(+)의 방향으로 흐를 수 있게 하고, 이 두 단자 NP(+), NP(-)에 고전압 트랜스를 접속한다. 이 방식은 트랜스를 단순히 ON/OFF 시켰을 때 발생하는 OFF 지연 시간을 감소시키고, 스위칭시 양방향 모두 전류를 흘려주게 되므로 고전압 트랜스를 통해 보다 많은 전력을 전달한다.

Figure 7의 FET Q301~Q304의 드레인-소오스 간에 연결된 스너버(snubber) 회로(C301, D301, R305)는 Table 1의 ①과 ③의 동작구간(Figure 6의 Dcad Time) 동안 즉 고전압 트랜스에 전류가 흐르지 않는 동안에 고전압 트랜스에서 발생하는 역기전력을 방전시켜 주고 FET가 ON되는 초기 상태에 발생하는 서지 전압을 흡수하므로써 FET 파손을 방지할 수 있다.

Figure 7의 펄스 트랜스(T1, T2)는 저압(DC 12 V)을 사용하는 펄스 폭 변조 제어 회로와 고압(DC $220\sqrt{2}$ V) 사용하는 전 브리지 구동 회로간을 절연시켜 주므로써 고압 회로에서 발생하는 서지 전압과 고압 트랜스에서 발생하는 역기전력에 의한 저압의 펄스 폭 변조 제어회로의 파손을 방지할 수 있다.

Figure 8은 전 브리지 구동회로에 의한 고전압 트랜스 1차 측 스위칭 파형이다.

Figure 8의 전 브리지 구동 파형에서 서지 전압이 감소하는 것은 Figure 7의 스너버 회로에서 스위칭 ON시

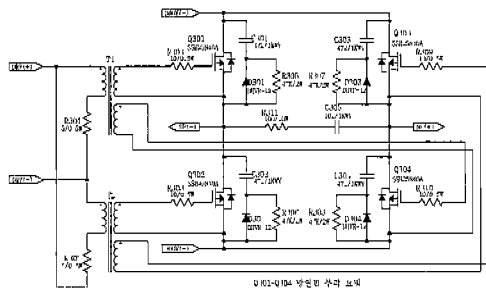


Figure 7. 전 브리지 구동 회로도.

Table 1. 전 브리지 구동 회로 동작순서

동작순서	Q301	Q302	Q303	Q304
①	OFF	OFF	OFF	OFF
②	ON	OFF	OFF	ON
③	OFF	OFF	OFF	OFF
④	OFF	ON	ON	OFF
⑤	OFF	OFF	OFF	OFF

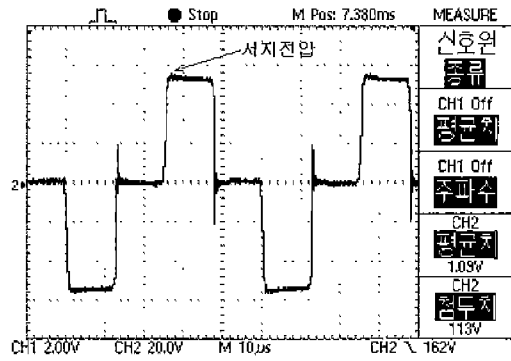


Figure 8. 전 브리지 구동 파형.

간(t_{on}) 초기 상태에 발생하는 서지 전압을 흡수에 의하여 감소되었다.

2.5. 고전압 트랜스

고전압 발생 장치에 사용하는 트랜스를 설계할 때의 고려사항으로는 1차 권선 N_p 의 여자 인덕턴스를 크게 하여 여자전류를 적게 해야한다. 그리고 사용하는 코어의 특성으로서는 실효투자율 μ_r 가 클수록 적합하다. 또 각 권선의 권선 수를 적게 하기 위해서는 최대 자속 밀도 B_m 이 커서 잔류 자속 B_r 이 작은 것이 좋다. 또한 철손을 적게 하려면 손실계수가 작은 것이 바람직하고 스위칭 주파수에 의해 코어를 적절하게 선택해야 한다. 코어의 형상으로는 트로이달 형상이 누설자속도 적고, 1차 대 2차의 결합도도 좋아 훨씬 양호한 특성을 얻을 수 있으나 권선의 어려움이 있다. 이에 반해 누설 자속은 약간 발생하지만 권선이 용이한 EE형, EI형 그리고 PQ형 코어를 사용할 수 있다. 이 코어들 중 PQ형 코어는 유효 단면적이 넓으므로 실효투자율 μ_r 가 크고 소형화에 적합한 코어이다. 이와 같은 고려 사항들을 기준으로 고전압 발생 장치에서는 PQ4040형 코어를 사용하였다.

다음으로 권선 수를 결정할 때의 고려사항을 보면 1차 권선의 권선 수는 코어가 자기 포화를 일으키지 않는 조건에서 결정한다.

1차 권선수 N_P 는 식 (2)와 같이 구할 수 있다.

$$N_P = \frac{V_{IN} t_{ON}}{A_e \Delta B} \times 10^8 \quad (2)$$

V_{IN} : 입력 전압
 A_e : 코어의 실효 단면적
 ΔB : 자속밀도의 변화량 ($\Delta B < B_m - B_r$)
 t_{ON} : 스위칭 ON 시간

위 식은 정상상태 일 때의 권선수이다. 그러나 고전압 트랜스의 2차 측 출력 전류가 경부하로부터 진부하로 급격하게 변화하게 되면 2차 측의 출력 전압이 저하된다. 이때 펄스 폭 제어 회로에서는 출력전압을 복귀시키기 위해 스위칭 ON 시간(t_{ON})을 넓게 가져가게 된다. 이것은 입력 전압에 관계없이 나오기 때문에 최고 입력 전압 $V_{IN(max)}$ 으로 최대 스위칭 ON 시간 $t_{ON(max)}$ 로 되는 상태를 발생시킨다. 그리고 이때에도 고전압 트랜스는 자기포화를 일으키지 않도록 해야 하기 때문에 1차 권선수 N_P 는 식 (3)과 식 (4)로 결정한다.

$$N_P = \frac{V_{IN(max)} t_{ON(max)}}{A_e \Delta B} \times 10^8 \quad (3)$$

$V_{IN(max)}$: 최대 입력 전압
 $t_{ON(max)}$: 최대 스위칭 ON 시간

$$N_P = \frac{V_{IN(max)}}{A_e F \Delta B} \times 10^8 \quad (4)$$

$F = \frac{1}{t_{ON(max)}}$: 스위칭 주파수

2차 권선수 N_s 는 출력 전압 V_o 로부터 결정된다. 2차 측에 반파 정류회로에 강압형 초피 코일과 캐패시터를 이용한 평활 회로를 접속하였을 때를 기준으로 보면 2차 권선 전압을 V_s 라 할 때 식 (5)와 같이 V_s 를 구할 수 있다.

$$V_s \geq (V_o + V_F) / D_m \quad (5)$$

V_o : 출력 전압
 V_F : 다이오드 순방향 전압 강하
 D_m : 듀우티 비 최대값
 (듀우티 비($D=t_{ON}/t_{ON}+t_{OFF}$))

V_s 는 입력 전압 V_{IN} 에 비례하므로 최저 입력 전압에 시도 이 관계가 성립하도록 해 두어야 한다. 따라서 2차 권선수 N_s 는 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$N_s = \frac{V_s}{V_{IN(min)}} \cdot N_P = \frac{V_o + V_F}{V_{IN(min)}} \cdot N_P \quad (6)$$

식 (4)와 식(6)에 의해 본 장치의 고전압 트랜스 권선 사양은 아래의 Table 2와 같이 결정하였다.

1차 측에 흘려줄 수 있는 전류량을 증가시키고 와이어간의 갭을 줄이기 위해 1차측(N_P)의 권선을 2레이어로 감았다. 또한 2차 측(N_s)의 권선을 4레이어로 감아서 각 레이어 별로 정류·평활 시켜 출력한 뒤 최종 출력 단에서 직렬 연결하여 고전압 트랜스에 가해지는 충격 전압과 충격 전류를 줄일 수 있다.

2.6. 고전압 정류 및 평활 회로

기존의 고전압 발생 장치는 승압 트랜스의 권선비에 의해 출력전압이 결정되어지는 구조이다. 그러나 본 고전압 발생 장치에서는 펄스 폭 변조 제어 방식을 사용하여 스위칭 주파수는 고정시키고 스위칭 ON 시간(t_{ON})을 가변함으로써 출력 전압의 평균값을 가변 할 수 있는 방식을 채택하였으므로 고전압 트랜스에 의해 유도된 전압을 평균값으로 변환하는 회로가 필요하다. 또한 본 고전압 발생 장치에 장착 예정인 X선관의 X선 방출효율을 높이기 위해서는 교류성분의 고전압보다는 직류성분의 고전압을 사용하는 것이 유리하다. 따라서 Figure 9의 고전압 정류와 평활 회로 적용함으로써 고전압 트랜스에 의해 유도된 전압을 평균값으로 변환한다.

Figure 10의 고전압 트랜스 유도 전압 파형을 보면 (+)주기와 (-)주기가 교번하고 있다. 이 상태의 전압 파형을 평활 시키면 평균 전압은 항상 0 V가 된다. 따라서 (-)주기를 제거하기 위하여 Figure 9의 회로에서 다이오드 D401-D402, D403-D404, D405-D406, D407-D408의 진파 정류회로가 구성되어 있다. 이 회로에 의해 Figure 10의 파형이 Figure 11과 같은 파형처럼 (-)

Table 2. 고전압 트랜스 권선 사양

	1차측 (N_P)	2차측 (N_s)	2차측 (N_{P1})	2차측 (N_{P2})
권선수 (T)	22	48	1	1
전압 (V)	300	450	13	13
전류 (A)	3	0.5	0.2	0.2
선경 (ϕ)	0.8	0.5	0.15	0.15
신재질	에나멜	리지(50선, 고내압)	에나멜	에나멜
기타사항	2 레이어	4 레이어	케환용	케환용

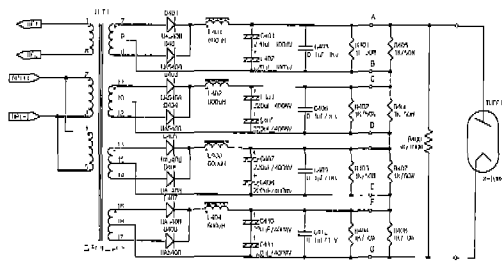


Figure 9. 고전압 정류 & 평활 회로도.

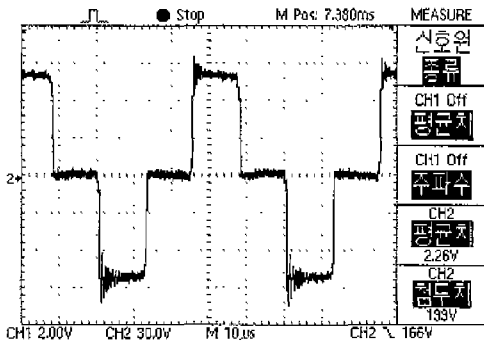


Figure 10. 고전압 트랜스 유도 전압 파형.

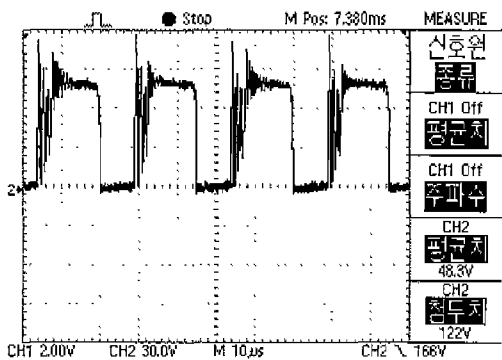


Figure 11. 고전압 전파 정류 파형.

주기를 (+)주기 측으로 극성을 변환시켜 (-)주기가 제거된 것처럼 파형을 출력된다.

Figure 11과 같은 파형은 평활 회로에 의해 직류 신호로 되고 평균값 전압을 출력한다. Figure 12는 평균값 전압 출력을 나타낸 것이다.

3. 실험 결과 및 고찰

앞 절에서 제시된 이론에 의해 고전압 발생 장치를 제작 및 실험하였다. Figure 13은 인버터 방식을 이용하여 제작된 고전압 발생장치의 실험 장치 사진이다.

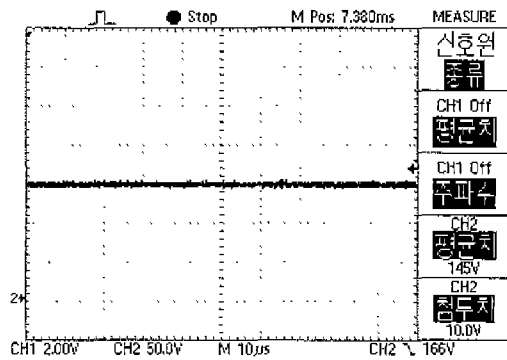


Figure 12. 평균값 출력 파형 (단자 A-B간).

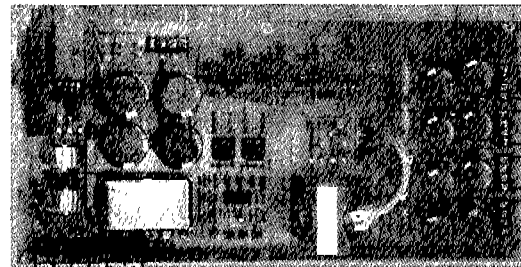


Figure 13. 제작된 고전압 발생 장치 사진.

제작된 고전압 발생 장치의 동작과 성능을 실험하기 위해 공급 전원은 교류 80 V/3A, 스위칭 주파수는 40 kHz, 펄스 폭 비율은 10~90%까지 변화시켜 출력 전압을 측정하였다.

Figure 14는 고전압 트랜스 2차 측 출력전압(CH1)과 출력단자(Figure 9의 단자 A B간)의 평균전압(CH2)을 측정된 파형이다.

전압 측정 결과는 Table 3에 나타내었다. 펄스 폭 비율의 변화에 따라 고전압 트랜스 1차 측의 실효값은 36.8 V~102.0 V로 변동되었으며 이때 고전압 발생 장치의 출력 전압의 평균값 변화는 54.2 V~620.0 V까지 변동되었다. 이러한 결과로 볼 때 본 장비의 기본 설계 원리인 인버터 방식이 정상적으로 동작되고 있음을 알 수 있다.

Figure 15는 펄스 폭 비율별에 따른 출력 전압 변화를 나타낸 것이다. Figure 15에 나타난 바와 같이 펄스 폭 비율과 출력측 평균전압간에 거의 선형적인 관계가 갖고 있으나 직선성을 갖는 비례선형특성을 개선하므로써 출력전압을 제어하는데 있어 더욱 향상된 정밀성을 기대할 수 있다.

기존의 인버터 방식에서는 부하에 따른 출력 전압과 출력 전류를 제어하기 위하여 스위칭 주파수를 변화시켜 제어하였다. 이 경우 스위칭 트랜지스터의 주파수 특

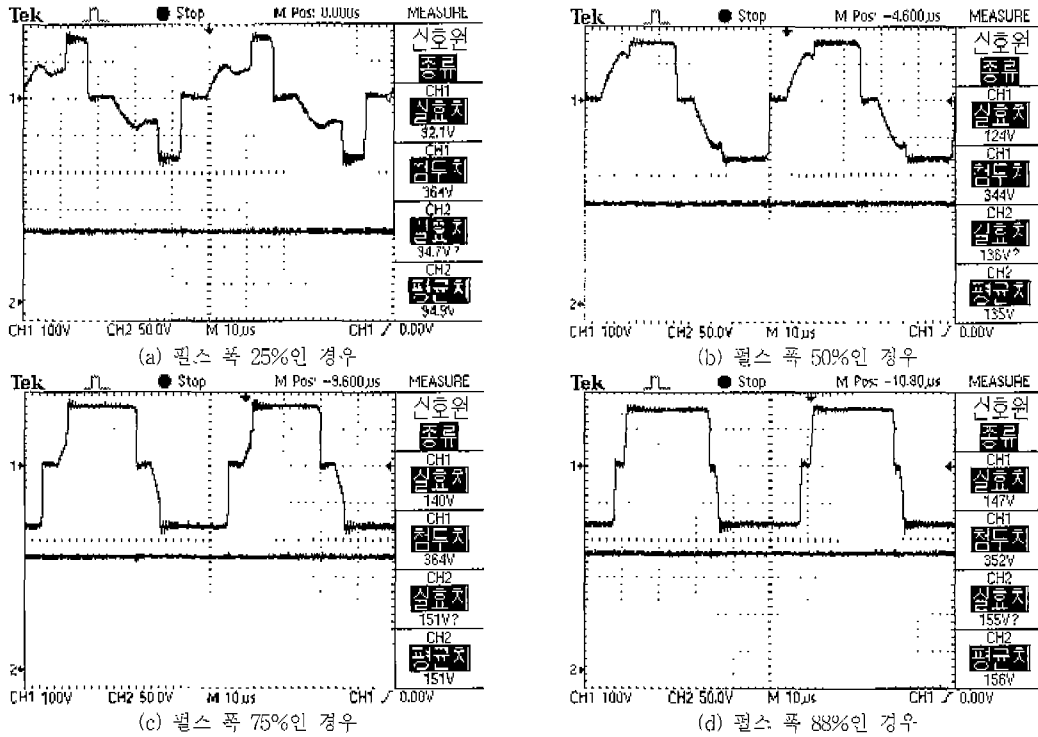


Figure 14. 고전압 트랜스 2차 측 출력 전압과 출력단자의 평균전압 측정 파형.

Table 3. 펄스 폭 비율에 따른 출력전압 측정 결과

펄스폭 비율 [%]	고전압트랜스 1차측 전압		출력 전압	
	검두값 [v]	신호값 [v]	신호값 [v]	평균값 [v]
10	228.0	36.8	216.0	216.8
15	256.0	49.5	270.8	267.2
20	250.0	58.1	335.2	334.0
25	250.0	65.7	392.0	390.8
30	244.0	73.0	448.0	448.0
35	252.0	73.2	480.0	480.0
40	244.0	78.5	508.0	508.0
45	240.0	83.6	532.0	528.0
50	248.0	81.5	548.0	552.0
55	258.0	86.1	564.0	564.0
60	256.0	88.2	568.0	572.0
65	258.0	91.7	588.0	588.0
70	250.0	92.8	596.0	592.0
75	248.0	96.8	600.0	600.0
80	250.0	102.0	616.0	612.0
85	242.0	101.0	620.0	616.0
90	240.0	102.0	620.0	620.0

성과 고전압 트랜스의 주파수 특성에 따라 복합적인 비선형 특성을 나타내게 된다. 본 논문에서는 스위칭 주파수를 고정시키고 스위칭 펄스 폭을 변화시켜 제어함으로써 비선형 특성 요인을 감소시키고, 또한 제어 정밀도와 안정도를 향상시켰다.

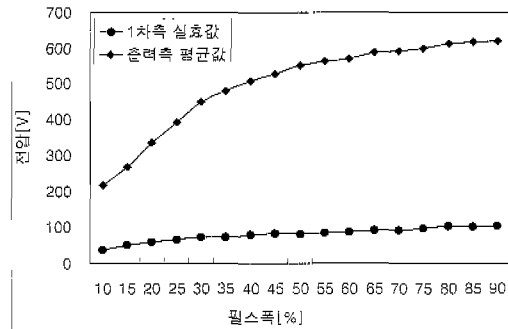


Figure 15. 펄스 폭 비율에 따른 출력 전압.

4. 결 론

인버터를 이용한 의료용 X선 발생기의 고전압 발생 장치를 설계하는 방법을 제시하였다. 또한, 펄스 폭 변조 방식으로 출력전압을 제어한 고전압 발생장치를 제작하였다. 이때의 인버터는 공진형을 사용하였다. 공급전원은 교류 80 V/3A, 스위칭 주파수는 40 kHz, 펄스 폭 비율은 10~90%까지 변화시켜 출력 전압을 측정한 결과, 펄스 폭 비율의 변화에 따라 고전압 트랜스 1차측의 신호값은 36.8 V~102.0 V로 변동되었으며 이때

고전압 발생 장치의 출력 전압의 평균값 변화는 54.2 V ~620.0 V까지 변동되었다. 또한 50~500 mA의 가변전류를 얻었다.

본 논문에서 제시된 설계 방법은 향후 스위칭 주파수를 상승시키고, 스위칭 속도가 빠른 소자와 고투자율의 트랜스 코어를 이용하면 현재보다 높은 고전압을 얻을 수 있어 의료용 X선 발생기의 고전압 발생 장치에 적용할 수 있을 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] 고신관 외, "방사선기기학", pp. 129~145, 대학서림, 1998.
- [2] J. Holtz, "Pulse Width Modulation-A Survey", IEEE PESC Conf. Rec., pp. 11~18, 1992.
- [3] 김종희 외, "IH-Jar용 ZVS SEPP 고주파 공진 인버터에 관한 연구(1)", 전기학회논문지 48B권 2호, pp. 69~74, 1999.
- [4] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 2b, No. 5, pp. 880~885, 1990.
- [5] Guan-C yun Hsieh, Chun-Hung Lin, Jyh-Ming Li and Yu-Chang Hsu, "A study of series-resonant DC/AC Inverter", in Proceedings of the 1995 IEEE Pesc 95, Vol. 1, pp. 493~499.
- [6] K. Harade, H Sakamoto and M. Shoyame, "Phase controlled with high frequency switching", IEEE Trans. on Power Electronic, Vol. 3, No. 4, pp. 406~411. 1988.
- [7] J. Hc. N. Mohan and B. Wold, "Zero-Voltage switching PWM inverter for high frequency DC-AC conversion", in the Proceedings the 1990 IEEE IAS, pp. 1215~1221.