

論文96-33B-4-24

X-선 발생기기용 공진형 고전압 발생기

(A High Voltage Resonant Generator for X-ray Apparatus)

金學成*, 元忠淵*

(Hack-Seong Kim and Chung-Yuen Won)

요 약

본 논문은 영전압 소프트 스위칭 방식을 사용한 의료용 X-선 발생용 대전력 공진형 인버터를 기술한 것이다. 시스템의 구성은 강압형 초퍼, 공진요소로서 고전압 변압기의 누설 인덕턴스와 추가된 커패시터를 이용한 직렬 공진형 위상전이 PWM 인버터, 고전압 다이오드, 고전압 케이블을 이용한 평활 커패시터로 이루어진다. 컨버터 입력전압은 입력전압 보상기를 갖는 강압형 초퍼에 의해 제어된다. 출력 조절은 빠른 상승 시간을 얻고 넓은 부하범위내에서의 출력전압 조절을 위하여 DSP를 사용한 디지털 피드백 제어를 갖는 공진형 위상전이 PWM 인버터에 의해 얻어진다. 70kVp, 300mA (21kW)급 산업용 혹은 의료용 X-선 발생장치를 설계하고 그 시뮬레이션과 실험 결과를 비교 검토하였다.

Abstract

This paper describes a high power resonant inverter for diagnostic X ray generators using zero voltage soft switching technology. The system consists of a step down chopper, a resonant phase shift PWM inverter, a high voltage diode, and high voltage cables as smoothing DC capacitor. The inverter makes use the leakage inductance of the high-voltage transformer and external capacitor as resonant components. The rectified input voltage is controlled by a step down chopper with input voltage compensator. The output regulation is obtained by a resonant phase-shift PWM inverter with the digital feedback controller using DSP(Digital Signal Processor), resulting in fast rising time and wide output voltage variation. The theoretical results are correlated with results from an experimental prototype of a 70kVp, 300mA(21kW).

I. 서 론

인간의 가장 소중한 생명을 다루는 첨단 의료 기기(X선 장치, 초음파 단층 검사기 등)들은 안전성과 신뢰성을 향상시키기 위해 꾸준히 연구되고 있을 뿐만 아니라, 다양화, 고기능화가 요구되고 있다. 이러한 의료 기기의 구동 전원장치는 전력전자 기술에 의해 점점 발전되고 있다.^{[1], [2]} X 선 발생 전원으로서의 요구 조건은 다음과 같다.

첫째, 순시대전력을 발생시킬 수 있는 고 에너지 밀도의 전원이고

둘째, 적절한 X 선 정보를 얻기 위한 제어성이 좋은 전원이며

셋째, 전원 on/off시 재현성이 좋고 내구성이 좋은 것 등이다.

위의 요구조건을 충족시켜 주기 위해서 과거부터 정류형 변압기식 전원이 사용되었지만 최근에는 인버터식 X 선발생 장치가 급속하게 보급되고 있다. 종래에는 전원 전압을 단권 변압기에서 가변한후 주변압기의 1차측에 인가하였기 때문에 전원 전압의 변동과 전원 임피던스의 변동으로 인하여 관전압(tube voltage)이 변동하였다. 그러나 인버터식 장치에서는 전원 교류전

* 正會員, 成均館大學校 工科大學 電氣工學科
(Dept. of Electrical Engineering, Sungkyunkwan Univ.)

接受日字:1996年1月22日, 수정완료일:1996年3月27日

압을 일단 직류전압으로 변환하여 직류전압의 안정화를 이루기 때문에 관전압은 전원 전압의 변동 등에는 영향을 받지 않을 뿐만 아니라 이 직류전압을 고주파의 교류로 변환하여 주변압기에 인가하기 때문에 피드백제어에 의해 高精度(고정도)의 관전압제어가 가능하게 된다. 대전력 제어용 반도체 소자도 초기의 다이오스터, 트랜지스터로부터 MOS-FET, IGBT 소자가 사용됨으로써 인버터 주파수도 수kHz에서 수십kHz로 고주파화가 가능하게 되었다. 또한 1차 전압의 고주파화로 인하여 주변압기의 크기를 대폭 소형화할 수 있는 장점이 있기 때문에 전체 장치의 소형화 및 경량화 등이 가능하다.

인버터식 X-선 발생 장치는 방형파와 공진의 두 가지 방식으로 구분되어지는데 스위칭 손실과 고주파 노이즈의 증가로 인하여 공진 방식이 방형파 방식보다 적합하다고 알려져 있다. 이와 같은 이유로 최근의 X-선 발생 장치는 공진 방식을 채택하는 것이 두드러진다. 그러므로 본 논문에서는 고주파 대전력 변환 기술로서 공진 회로를 이용하여, X-선 발생 전원 장치의 소형 경량화, 고효율화를 실현하고 새로운 디지털 제어 기법을 채택하여 장치의 고신뢰성을 목적으로 하고자 한다. 본 연구에서 이용된 X-선 발생장치는 그림1에서 보이는 바와 같이 강압형 초파(Step-down chopper), 위상전이 인버터, 고전압 변압기, 고압 다이오드, 고압 케이블 및 X 선관 필라멘트 가열회로로 구성된다. 공진형 인버터의 스위칭 방식으로서 ZVS 소프트 스위칭(Soft-Switching)에 의해 주 전력변환 회로에 사용된 전력용 반도체 소자인 IGBT의 스위칭 스트레스를 저감하였다. TMS 320C31 DSP(Digital Signal Processor)보드를 사용하여 연산 시간 지연에 따르는 실시간 디지털 제어의 문제점을 해결하여 제어 회로 구성의 단순함과 추가 기능 부여의 유연성을 가지게 한다. 실제 실험에서는 21kW급의 X 선용 고주파 공진형 고전압 발생 장치를 설계 제작하여 순간 부하 임피던스 변동에도 안정된 응답 특성을 갖도록 하였다.

II. X-선 발생용 공진형 고전압 컨버터 시스템

그림 1은 제안된 X Ray 전력 발생 장치의 전체 시스템 구성도로서 고주파 초파-인버터식 DC-DC 컨버터 시스템을 나타내고 있다. 컨버터의 입력 직류전압을

공급하기 위하여 3상 상용 교류 전원 AC 220V를 3상 전파 정류하여 이로부터 적정 직류전압으로 변환하기 위하여 강압형 초파부를 거친다.

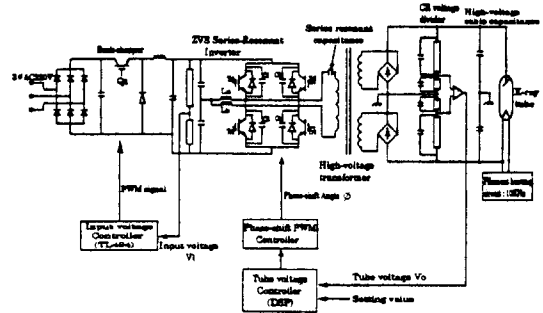


그림 1. X 선 발생장치용 직렬 공진형 위상전이 PWM DC-DC Converter

Fig. 1. Series-resonant phase-shift PWM DC-DC converter for X-ray Generator.

그림에서 위상전이 PWM 인버터부에서는 영전압 소프트 스위칭을 위하여 스위치와 병렬로 커패시터(C1~C4)를 연결하고 준공진 인덕터 L_a 와 L_b 를 삽입하였다. 여기서 커패시터는 접속 스위치의 턴-온과 턴-오프시 dv/dt 를 감소시키기 위한 전압 클램프 스너버이고 페라이트 코어에 리츠선(Litz wire)으로 감은 인덕터 L_a 와 L_b 는 인버터의 전류(轉流) 모드가 이루어지는 동안 공진극에 삽입되어 턴 온시 영전압을 얻게 하는 역할을 한다.¹⁴⁾

그리고 공진회로 요소로서 고주파 고전압 변압기의 기생 인덕턴스 성분과 표류 커패시턴스 성분에 직렬 커패시턴스 성분을 추가하여 직렬 공진 인버터로 동작된다. 이것은 보통 고전압 변압기가 고전압 절연(絶緣)을 위하여 절연 거리가 크게 설계되어야 하고 그것에 의해 누설 인덕턴스가 커지게 되기 때문이다. 이 누설 인덕턴스로 인하여 고전압 제어용 인버터를 고주파할 경우 고전압 변압기의 임피던스가 크게 되고 이로 인하여 충분한 2차측 출력 공급이 곤란하게 된다. 따라서 공진용 커패시터를 투입하면 고전압변압기의 누설 인덕턴스성분과 함께 공진 회로를 구성하게 되어 대출력화에 대응하게 된다. 또한 인버터 출력은 위상전이 PWM방식으로 고주파 인버터 내부에서 조절할 수 있게 구성되어 있고 출력단의 고전압 케이블은 X 선관 전압 공급선(feeder)으로서 출력의 평활 필터로서 사용되어진다. 그리고 이 시스템 출력단의 순간 부하 변동

시 빠르고 정확한 출력 전압의 보상을 위하여 초퍼부에서는 인버터의 직류링크 전압을 검출하여 입력전압 보상기를 통하여 컨버터의 입력전압을 보상하였다. DSP(TMS320c31)보드에서는 컨버터 시스템의 출력인 X-선관 양단 즉 양극과 음극의 고전압을 검출하여 디지털 PID 알고리즘을 수행하고 그 출력 값을 위상전이 PWM 제어기에 전달함으로써 위상전이가각 ϕ 가 조정되고 공진형 인버터의 출력 전압이 변화하여 순간 부하 변동시 빠른 전압 보상을 가능하게 한다. 또한, X-선관 전류는 필라멘트 가열 변압기 1차측 전류를 측정함으로써 필라멘트 가열회로내의 전류제어를 통하여 제어된다.

1. 강압형 초퍼의 구성과 동작

인버터식 X-선 발생용 전력 변환장치는 공급 교류 전원을 직류로 변환하여 직류링크 커패시터를 통하여 인버터의 입력 전압으로 사용하기 때문에 직접적으로 전원 전압의 변동이나 전원 임피던스의 직접적인 영향은 적어지지만 큰부하의 변동에 의해 일차전압이 저하하게 된다. 따라서 부하 변동, 즉 출력 고전압의 직선성을 보상하기 위해서는 인버터의 고전압측에서의 피드백제어를 행함으로써 출력 고전압을 안정화시킬 수 있다. 또한 최대 정격에서의 장시간 부하가 가해진 경우 DC-DC 컨버터의 1차 DC전압 즉 인버터의 직류링크 커패시터의 출력 전압 강하가 어느 정도 이하로 되며 인버터의 입력전압은 관전압을 보상할 수 있는 전압 범위 아래가 되므로 피드백 제어에 의한 관전압의 보상은 불가능해진다. 이에따라 그림 2와 같이 1차 DC전압을 보상할 수 있는 전압 보상기가 고려되었다. 이러한 1차 전압 보상기를 갖지 않는 X 선 발생 장치도 상품화되고 있지만 이러한 방식의 장치는 사용 전원 전압을 보통 220V에서 380V로 승압하여 사용할 경우 보통 단권변압기를 사용하게 되는데 이때의 단권 변압기는 임피던스가 크기 때문에 1차전압의 큰 변동을 가져오게 되므로 최대 정격의 장시간 부하에는 문제점이 야기될 수 있다. 본 연구에서 제안한 초퍼-인버터식 X-선 발생 장치에서는 이러한 1차전압의 보상을 직류전원부의 초퍼단을 구성하여 1차 DC 전압 보상을 수행하게 되는데 이것은 인버터의 직류링크 커패시터의 전압을 제어하므로 입력전압 보상기라할 수 있다. 초퍼단의 스위칭소자로는 IGBT를 사용하였으며 스위칭 주파수는 약 25kHz이고 PWM전용소자 IC(TL

494)를 사용하여 전압보상회로를 설계하였다. 보상기의 출력을 IC내부의 발생된 톱니파와 비교하여 고정된 주파수를 가지는 PWM신호의 시비율을 0 ~ 1까지 변화 시킴으로써 평균 출력 전압을 보상하였고 출력 전압의 리플을 제거하기 위하여 필터 회로의 인덕터와 커패시터를 설계하였다. 본 장치의 입력전압 보상기는 X-선관전압 보상기와는 독립적으로 동작된다.

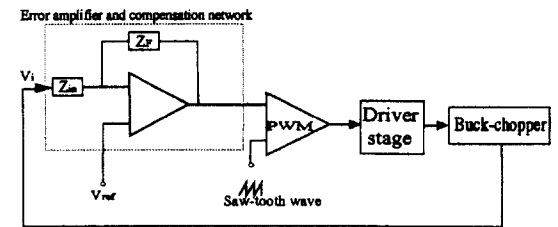


그림 2. 강압형 초퍼의 제어 블록도
Fig. 2. Control block-diagram of the step-down chopper.

2. 위상전이 PWM 제어

고주파 스위칭에서 PWM방법은 높은 스위칭손실과 스트레스 그리고 낮은 스위칭 효율, 전자기파 장애(EMI) 증가등 많은 단점을 가지고 있다. 이러한 단점은 스위칭시 낮은 di/dt와 dv/dt를 갖고 정현파에 가까운 파형을 갖는 공진형 컨버터를 사용함으로써 크게 감소시킬 수 있다. 이렇게 함으로써, 고주파 동작에서의 파워 스위칭 소자와 정류 다이오드의 스트레스와 손실을 줄이고 EMI 필터링과 노이즈 문제의 해결을 좀더 쉽게 할 수 있으며 상대적으로 효율이 높은 동작이 가능하게 된다. 이러한 공진형 컨버터에서 스위칭 주파수를 가변 함으로써 제어되는 컨버터를 주파수 변조(Frequency Modulation; FM) 컨버터라 하는데 이러한 FM 컨버터는 마그네틱 코어의 손실과 노이즈를 증가시키고 자계요소의 활용도와 EMI제어에 있어 많은 어려움을 가지게 된다.

이러한 결점은 위상전이 PWM 인버터를 사용함으로써 극복할 수 있다. X-선 발생장치에서 위상전이 PWM 기법을 사용한 직렬 공진형 인버터는 고정된 인버터 주파수로 동작되고 위상전이가각을 조정함으로써 연속적인 레귤레이션이 가능하다. 그림 3은 지연시간 (td)이 포함된 인버터 스위치를 온-오프 하는 게이팅 전압 신호와 그 순서이다. 여기서 지연시간 t_d는 무손실 영전압 소프트 스위칭 동작을 얻기 위하여 고려되어야 할 구간이다.

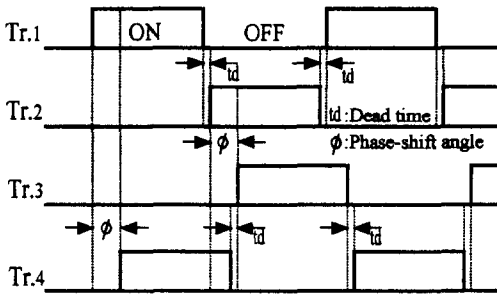


그림 3. 위상전이 PWM 인버터의 게이트 신호
Fig. 3. Gate-signals of the phase shift PWM inverter.

위상전이 PWM 단상 전파 브릿지 인버터의 왼편 스위치단 Tr.1과 Tr.2를 기준단으로하고 오른편 스위치단 Tr.3과 Tr.4를 제어단이라 하면 출력 전압의 주파수를 결정하는 스위치 Tr.1과 Tr.2의 게이팅 전압 신호는 0.5의 시비율을 갖는 기준 게이팅 신호가 되며 Tr.1과 Tr.2의 게이팅 전압 신호에 대하여 동기 되어진 Tr.3과 Tr.4의 게이팅 신호는 역시 0.5의 시비율을 가지고 위상전이 되어진다. 따라서 Tr.3과 Tr.4의 위상전이각 ϕ 는 0에서 180°까지 가변되어지므로써 고정된 주파수 내에서 인버터의 출력 전압을 제어할 수 있다. 따라서 X 선 관전압은 인버터의 위상전이각 제어 범위 $0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ 사이에서 연속적으로 제어된다.

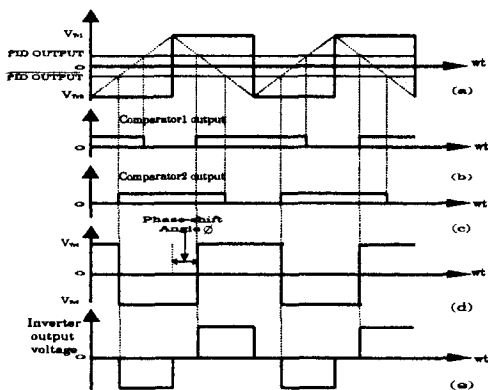


그림 4. 위상전이 PWM 제어기의 동작 원리
Fig. 4. Principle of the phase shift PWM controller.

그림 4는 본 연구에서 설계한 위상전이 PWM 제어기의 동작 원리를 보여준다. (a)에서는 단상 전파 브릿지 인버터의 기준상 전압 파형인 고정된 주파수의 구

형파를 발생시키고 이 기준상의 방형파를 적분하여 기준상의 전압 파형 주기와 일치하는 삼각파 파형을 만들고 관전압 보상기내에 PID 제어기의 출력 값인 DSP 보드의 D/A 컨버터 출력과 비교한 파형을 나타내었다. D/A 컨버터의 출력은 인버터의 위상전이각 제어 범위 $0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ 에 비례한 $-10V \sim +10V$ 가 출력되어진다. (b)와(c)에서는 비교기를 통한 출력파형을 나타내고 이 출력은 각각 단안정 멀티바이브레이터를 통하여 상승 edge에서의 신호를 발생하게 되고 이 신호는 R-S 플립-플롭회로를 통하여 인버터 제어단의 게이팅 신호를 발생하게 된다. (d)는 그 결과로서 기준상의 전압 파형에 대하여 PID제어기의 출력 값에 따라 위상 전이각을 갖는 제어상의 전압 파형을 나타내었다. 그리고 (e)에서는 이와 같은 위상전이 PWM방법에 의해 제어된 인버터 출력 전압 파형을 보여주고 있다.

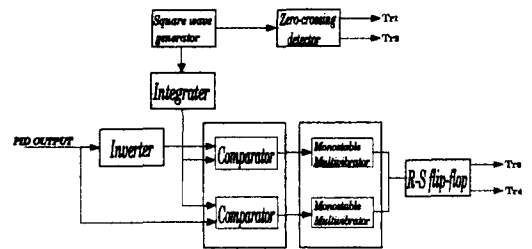


그림 5. 위상전이 PWM 제어기의 블록도
Fig. 5. Block diagram of the phase shift PWM controller.

그림 5는 제작된 위상전이 PWM 제어기의 블록도를 나타내었다.

본 연구에서 제작된 위상전이 PWM 제어회로는 회로의 구성 요소를 크게 단순화할 수 있고 일반 위상전이 제어 전용 IC에 비해 보다 선형성이 안정된 제어 동작이 가능하며 디지털 제어기와와의 인터페이스가 용이하다는 장점을 가지게 된다.

3. 관전압 보상 디지털 PID 제어기

X-선 발생 전원장치는 요구 조건인 촬영 사진의 선명도를 위하여 과도 상태의 작은 오버슈트와 빠른 상승 시간, 그리고 정상 상태에서의 최소 맥동율을 갖는 안정된 직류 고전압이 발생되어야 한다. 따라서 본 연구에서 제안한 초파 인버터 방식의 X 선 발생 장치는 이 조건에 따라 관전압제어에 있어 부하 변동에 따른 빠른 관전압 보상을 위하여 X 선관 양단의 출력 고전압을 검출하여 DSP를 사용한 디지털 PID제어기를 구

성하여 관전압을 보상하였다. 이 때 설정한 관전압과 실제 전압과의 차이를 오차로 하여 디지털 PID 제어기에 의해 계산된 제어량이 위상전이가각 제어기에 전달되어 위상전이가각 θ 를 발생시켜 인버터를 구동함으로써 관전압 보상이 이루어진다.

이때 PID 제어기의 제어량은 다음 식으로 나타낼 수 있다. 즉

$$PID(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1)$$

여기서, K_p : 비례 이득, K_i : 적분 이득 K_d : 미분 이득

제어량 $PID(t)$ 는 DSP내의 디지털 PID 제어기에서 다음과 같이 계산되어진다.

$$PID(t) = PID(nT) = K_p e(nT) + K_i T \sum_{k=1}^n e(kT) + \frac{K_d}{T} [e(nT) - e(n-1)T] \quad (2)$$

여기서 T 는 샘플링 주기이다. 식 (2)의 이산적인 제어 시스템은 그림 6에 보여진다. 따라서

그림 6에서는 X-선 발생 장치의 관전압 제어 블록도를 보여 주고 있다.

본 연구의 디지털 X-선 관전압 제어기의 동작은 피드백 루프에서 그림 1의 병렬 CR형 분압기를 통해 측정된 실제 관전압을 DSP 보드의 12bit A/D 컨버터로 읽어 들여 관전압 지령값과 비교한다. 그 오차값에 대하여 이산적인 PID 알고리즘을 수행하고 출력된 제어량이 D/A 컨버터를 통하여 위상전이 PWM 제어기에 전달되어 인버터의 스위칭 패턴을 출력함으로써 관전압 보상이 이루어지게 된다. 본 관전압 제어기의 샘플링 주기는 $100 \mu s$ 로 하였다.

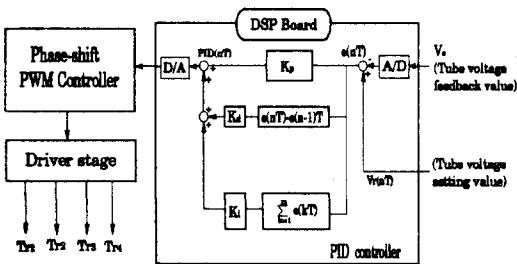


그림 6. 관전압 제어 시스템의 블록도
Fig. 6. Block diagram of the tube voltage control system.

4. 고주파 고압 변압기의 회로 모델 및 설계

X-선 장치에서는 고전압 발생이 필수적인데 여기에는 권수비가 큰 변압기가 사용되며 이 변압기를 고주파 고압(High Frequency High Voltage; HFHV) 변압기 또는 주변압기라고한다. 권수비 N 은 400 ~ 600 정도이며 주변압기의 정격은 단시간(수 초이내)이므로, 배전용 변압기에 비하여 임피던스가 크고 따라서 2차 전류에 의하여 2차측의 고전압은 상당히 변화한다.

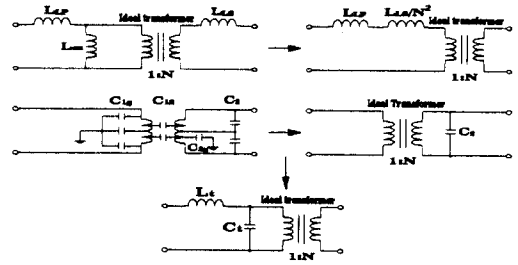


그림 7. 고주파 고전압 변압기의 등가 회로 모델
Fig. 7. Equivalent circuit model of the high-frequency high-voltage transformer.

그림 7의 주변압기 실제 등가 회로에서는 주변압기의 표류 커패시턴스 성분을 고려하였다. 그것은 일반적으로 주변압기가 각 권선층과 여러 요소들이 절연지등을 가지고 다른 요소와 절연되어 있기 때문이다. 주변압기의 자화인덕턴스 성분 L_{ex} 는 일차측 권선에 병렬로 연결되어 있고 다른 인덕턴스 성분이 훨씬 크기 때문에 무시할 수 있을 정도로 작다. 그리고 누설 인덕턴스 성분 L_{lp} 과 L_{ls} 는 결과적으로 합성 누설 인덕턴스 성분 L_t 로 표현되어지고 이 때 합성 인덕턴스 성분은

$$L_t = L_{l,p} + N^2 L_{l,s} \quad (3)$$

로 된다.

표류 커패시턴스 성분은 변압기 1차측 권선과 코어 접지점과의 표류 커패시턴스 C_{1g} 와 1차측 권선과 2차측 권선과의 커패시턴스 C_{12} 그리고 2차측 권선의 각 코일층 사이의 커패시턴스 C_2 또한 2차측 권선과 외함 접지점과의 커패시턴스 C_{2g} 성분으로 분류할 수 있는데 여기서 C_{2g} 성분은 다른 성분보다 훨씬 작기 때문에 실제 무시할 수 있다.^[31] 그리고 C_{12} 와 C_{1g} 성분 또한 C_2 성분에 비해 무시할 수 있을 정도로 작고 고주파 고압 변압기에서 합성된 권선 커패시턴스 C_t 는 C_2 성분이 가장 크게 좌우하게 된다. 위에서 언급한 바와 같이 고

주파 고압 변압기는 합성 누설 인덕턴스 성분 L_s 와 합성 권선 표류 커패시턴스 성분 C_s , 그리고 이상적인 변압기 (Ideal Transformer)의 권선비 N 으로 나타낼 수 있다.

본 실험에서 제작한 주변압기의 철심(core)재료에는 고주파에서 와전류(eddy current)에 의한 옴(ohm)손실이 작게하기위하여 페라이트를 사용하였다. III-2절에서 사용된 변압기의 설계 사양을 나타내었다.

5. 고전압 측정 장치의 특성 및 병렬 CR형 분압기의 설계

X-선 발생용 고주파 고전압 발생 장치에서 X-선 조사시간 동안 X-선관에 걸린 직류 고전압을 분압된 형태의 전압으로 정확히 측정하는 것은 X 선 장치의 특성 분석 및 고전도의 관전압 제어에 있어 필수적인 요소가 된다. 고전압을 측정하는데 있어 저항만으로 구성된 단순한 저항형 분압기는 제작이 용이하므로 많이 사용되지만 이러한 형태의 분압기는 대지에 대한 분압기의 분포 표류용량에 기인한 주파수 특성이 낮기 때문에 분압기의 출력 전압은 분압비에 비례하지 않는다. 이러한 대지에 대한 표류용량의 영향을 보상해 줄 수 있는 분압기를 사용해야 하는데 그 대표적인 형태의 분압기가 병렬 CR형 분압기라고 할 수 있다. 따라서 급속한 상승 시간을 갖는 써지 전압 또는 고주파를 포함한 왜곡파형등을 충실하게 측정하기 위해서는 병렬 CR형 분압기의 이용이 필수적이라할 수 있다.^{110), 111)}

본 연구의 실험 장치에서 설계, 제작된 병렬 CR형 분압기는 고전압용 저항 100MΩ을 10개를 직렬로 연결하여 끝단에 출력 저항 10kΩ을 연결하고 이에 대해 각각의 저항에 병렬로 커패시터를 연결하였다. 제작된 분압기의 분압비는 10000 : 1 로 하였다.

제작된 분압기는 외경 76mm, 직경 520mm의 원통에 넣고 절연유를 채워 고압 변압기 및 고압 다이오드로 구성된 고압 정류부와 함께 취부하였다.

III. 시뮬레이션 및 실험 결과

1. 시뮬레이션

위상전이가각 ϕ 에 대한 영전압 소프트 스위칭 인버터 회로의 이론적인 동작 특성과 하드웨어를 구성하는데 필요한 각 파라미터를 추출하기 위하여 PSPICE 소프트웨어 프로그램(Design center 6.0)을 이용하여 시뮬

레이션 하였다. 시뮬레이션 조건으로 직류 입력 전압은 200V, 스위칭 주파수는 20KHz, 데드 타임은 5 μ s이고 위상전이가각이 $\phi = 0^\circ, \phi = 90^\circ$ 일 때의 동작 특성 파형을 그림 8과 9에 나타내었다.

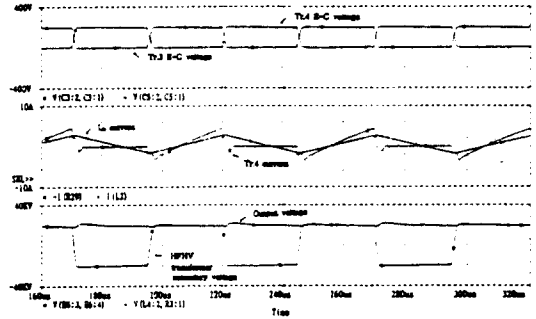


그림 8. $\phi = 0^\circ$ 일 때 ZVS-PWM 인버터의 동작 전압 전류 파형

Fig. 8. Voltage and current waveforms of the ZVS-PWM inverter operating at $\phi = 0^\circ$.

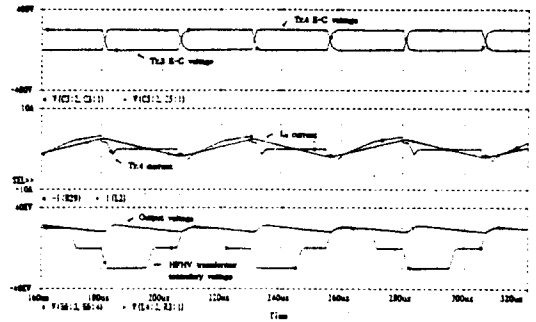


그림 9. $\phi = 90^\circ$ 일 때 ZVS-PWM 인버터의 동작 전압 전류 파형

Fig. 9. Voltage and current waveforms of the ZVS PWM inverter operating at $\phi = 90^\circ$.

2. 실험 결과

아래 표1. 은 본 연구에서 제작된 고주파 고압 변압기의 설계 사양을 나타내고 있다. 동작 주파수는 약 25kHz로 선정하였고 최대용량은 35kW 그리고 충전 절연은 노맥스 필름 0.1t x 3장으로 하였다. 그림 10은 제작된 내철형 고주파 고압 변압기이고 그림 11은 실험에 사용되어진 초퍼-인버터 장치 외형이다.

그림 12와 13은 인버터의 동작 특성을 실험한 파형이고 그림 14에서는 위상전이가각을 0°, 90°, 150° 로 하였을 때의 고압 변압기의 1차측 전압 파형이며 그림 15와 16은 컨버터의 출력 고전압 파형이다.

표 1. 고주파 고압 변압기의 설계 사양
Table 1. Specifications of HFHV transformer.

구 조	Core size	1차 Turn수 및 권선규격	2차 Turn수 및 권선규격	누설 인덕턴스 Lt (μH)
내철형	TDK UU (120×160×20) 2조	6 AL sheet (0.2×40mm) 2장	3480 (φ0.2)	18

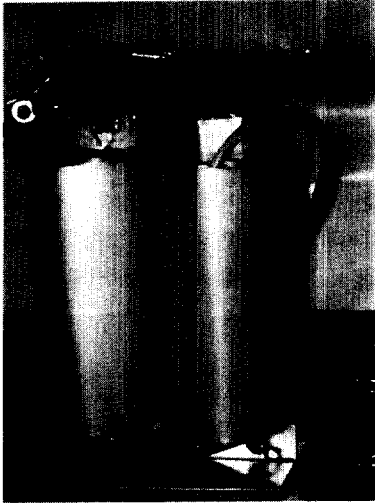


그림 10. 내철형 고주파 고압 변압기
Fig. 10. Core-type HFHV transformer.

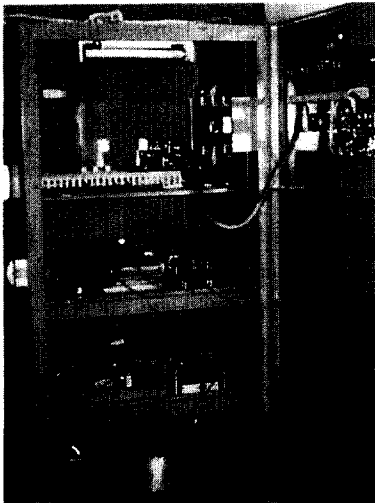


그림 11. 초퍼-인버터의 외형
Fig. 11. External shape of chopper-inverter.

IV. 결 론

고주파 공진형 고전압 인버터식 X-선 발생장치를 설

계하고 제작하여 아래의 결과를 얻었다.

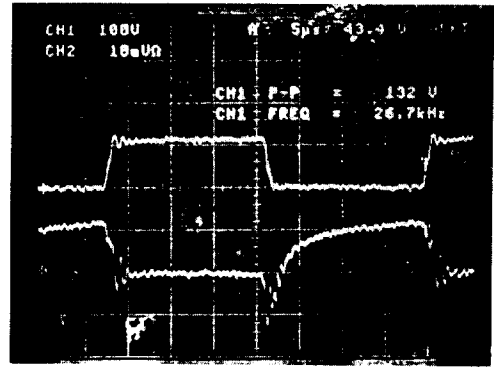


그림 12. ZVS PWM 인버터의 IGBT의 E-C간 전압과 콜렉터 전류 파형
Fig. 12. IGBT E-C voltage and collector current waveforms of the ZVS PWM current inverter.

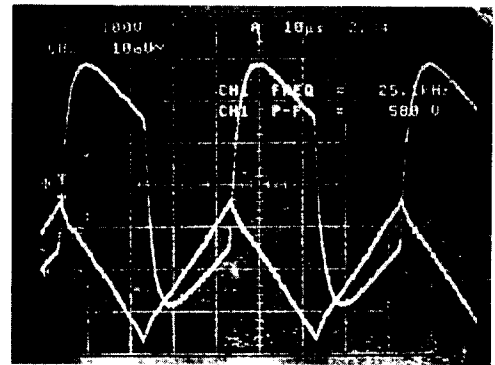


그림 13. HFHV 변압기의 일차측 전압과 소프트 스위칭 인덕터 Lb의 전류 파형
Fig. 13. HFHV transformer primary voltage and the soft switching inductor L_b waveforms.

- 1) 입력전압 조정용 25kHz, 21kW급 강압형DC초퍼를 설계하고 제작하였다.
- 2) 반도체 스위칭 소자의 스트레스(dv/dt) 저감 및 장치의 효율 상승을 위하여 ZVS Phase-shift형 25kHz, 21kW급 고주파 공진형 인버터를 설계 및 제작하였다.
- 3) 고주파 고전압 변압기를 설계 제작함으로써 장치의 소형화와 고전압 절연을 실현하였다.
- 4) 관전압 제어의 디지털화에 있어 고성능 마이크로 프로세서인 DSP TMS320C31을 사용하여 순간 부하

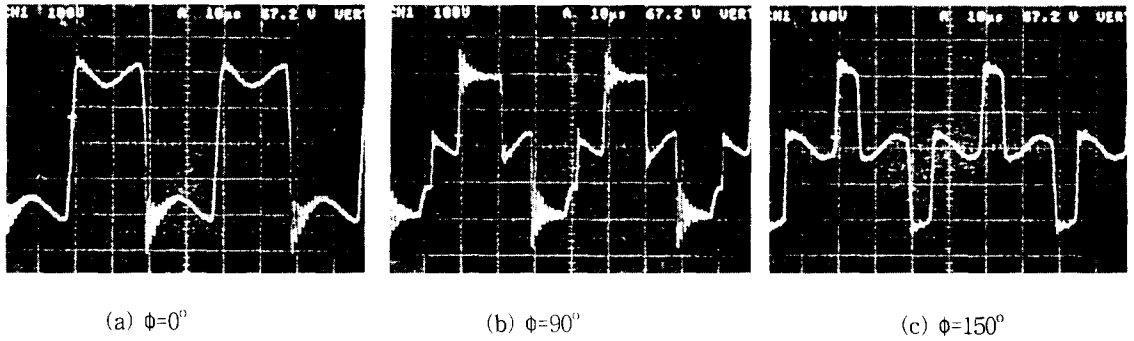


그림 14. HFHV 변압기의 일차측 전압파형
 Fig. 14. Primary voltage waveforms of the HFHV transformer.

변동시 빠른 전압보상을 가능하게 하였다.

향후에는 최적한 디지털 제어를 개발하고 장치용량을 보다 대형화(35kW급)하여 고정도, 고효율화형 고압 발생 장치를 설계 및 제작하고 신뢰성 실험에 관한 연구를 수행하고자 한다.

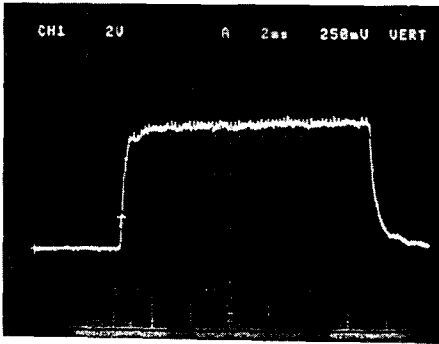


그림 15. 컨버터의 출력 전압파형 [20kV/Div]
 Fig. 15. Output voltage waveform of the converter [20kV/Div].

※ 이 논문은 전기연구소 주관으로 수행중인 "X-ray 용 고주파 공진형 고전압 발생장치 개발" 과제의 일부이며 지원을 감사 드립니다.

참 고 문 헌

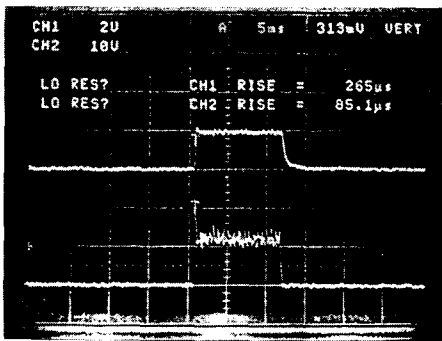


그림 16. 컨버터의 출력 전압파형 [20kV/Div] (위)과 PID제어기의 출력파형 [10v/Div] (아래)
 Fig. 16. Out voltage waveforms of the converter (upper) [20kV/Div] and D/A output waveform of PID controller(lower) [10v/ Div].

[1] Jun Takahashi, Hiroshi Takano, Mutsuo Nakaoka, "A state of the art 50kW- 10kHz Soft-Switching Assisted PWM DC-DC Converter for X-Ray Power Generator", PCC-Yokohama '93 Conference Proceedings pp. 165-170, Apr. 1993.

[2] 安部,小倉,青柳,他 インバータ式 X線装置の特性 (共振形,最高出力:50kW), 日放技學誌, Vol. 48 (2), pp. 221-225, 1992.

[3] Hino, H., Hatakeyama, T. and Nakaoka, M., "Resonant PWM Inverter Linked DC-DC Converter using Parasitic Impedances of High-Voltage Transformer and Its Applications to X-Ray Generator", PESC Record, pp. 1212-1219, 1988.

[4] S.Nagai and M. Nakaoka, "Phase-Shifting PWM Control-Mode High-Frequency Inverter for Induction-Heating Applications", PCIM Conference Proceedings. Vol. 1, pp. 292-301, 1988.

- [5] H.takano, H.Uemura, "Advanced Constant Frequency PWM Resonant DC-DC Converter With Real Time Digital Control for X-Ray Power Generator", Proc. of EPE-Firenze, pp. 544-549, 1991.
- [6] Marian K.Kazimierczuk, and Manikatan K, "Fixed-Frequency Phase-Controlled Full-Bridge Resonant Converter with a Series Load," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, pp. 9-17, January. 1995.
- [7] Unित्रode switching regulated power supply design seminar manual, Unित्रode Corporation, MA 1984.
- [8] 김학성, 김현준, 유동욱, 하성운, 원충연, "X-ray 용 고주파 공진형 고전압 발생장치에 관한 연구", 대한전자공학회, 하계 종합 학술대회 논문집, Vol. 18, pp. 400-404, No1, 1995.6
- [9] H.S. Kim, C.Y. Won, D.W. Yoo, S.W. Ha, "A Study on High Power Resonant Converter for X Ray Generator", Proceedings of ICPE'95, pp. 288-294, October 10-14, 1995.
- [10] 靑柳泰司, "放射線機器工學(I)-X線診斷器", Corona 社, 1994.
- [11] Y.Chorine, H.Foch and J.Salesses, "Study of a Resonant Converter using Power Transistor in A 25kW X-ray Tube Power Supply", IEEE Power Electronics Specialist Conference and ESA Proceedings, pp. 295-306, June, 1985.

 저 자 소 개



金 學 成(正會員)

1964년 11월 8일생. 1989년 성균관대학교 전기공학과 졸업(학사). 1992년 8월 성균관대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 2월 성균관대학교 대학원 박사과정 수료

元 忠 淵(正會員) 第 32卷 B編 第 4號 參照

현재 성균관대학교 전기공학과 교수