

공진 스위치를 이용한 고효율 Boost 컨버터 구현에 관한 연구

(A Study on the Implementation of High Efficient
Boost Converter using Resonant switch)

林承河* · 崔太燮** · 司空石鎮***

(Seung-Ha Lim · Tae-Sup Choi · Sug-Chin Sakong)

요 약

본 논문은 상용전원 110[V] 주파수 60[Hz] 전원을 110[V] 주파수 60[kHz]로 전력변환시 스위칭에서 발생하는 전력 손실을 감소시키기 위해 스너버 회로 및 전압공진 스위치를 이용한 boost 컨버터 구현에 관한 연구이다. 논문에서 RCD 스너버 회로를 이용한 Boost 컨버터는 스위치 양단의 서지전압과 오실레이션을 줄일 수 있었으며, Half-Bridge 인버터는 전압 공진 스위치로 스위칭을 하여 고주파 스위칭시에도 스위치 손실을 줄일 수 있다. 그러므로, 전력변환 과정에서 발생하는 스위칭 손실을 대폭 감소시킬 수 있었으며 결과적으로 전력변환 효율을 높였다.

Abstract

This paper is a study on implementation of boost converter using Zero Voltage Resonant switch and Snubber circuit to reduce power loss which happen in switching when 110[V] 60[kHz] AC power source converts to 110[V] 60[Hz] AC power source.

In this paper, Boost Converter using RCD snubber circuit reduced surge and oscillation of switch, and Half-Bridge Inverter reduced switching loss by using Zero Voltage Resonant switch in high frequency switching.

Therefore, the switching loss which generated in power conversion decreased, and after all power conversion efficiency is higher.

1. 서 론

전력변환에는 직류전력을 서로 다른 전압 전류의 직류전력으로 변환하는 DC-DC 변환, 직류

*正會員 : 부천전문대 전자과 교수

**正會員 : 국민대학교 전자공학과 박사과정

***正會員 : 국민대학교 전자공학과 교수

接受日字 : 1996年 8月 24日

전력을 교류전력으로 변환하는 DC-AC 변환(역변환), 교류전력을 직류전력으로 변환하는 AC-DC 변환(순변환), 교류전력을 상이한 교류전력으로 변환하는 AC-AC 변환이 있다.

PWM(Pulse Width Modulation)방식의 반도체 소자를 강제적으로 스위칭시키기 때문에 고주파 스위칭을 행하면 EMI(Electromagnetic Intereference)문제와 스위칭 손실이 증가하므로 스위칭 주파수가 제한되어 있다^{1, 2, 3)}. 이러한 문제를 해결하기 위해 공진형 컨버터는 공진을 일으키는 인덕터 및 캐패시터를 전력회로에 추가하여 영전류 혹은 영전압에서 스위칭 함으로써 스위칭 손실을 현저히 줄일 수 있다.

본 논문은 상용전원 110[V] 주파수 60[Hz] 전원을 110[V] 주파수 60[kHz]로 전력변환시 스위칭에서 발생하는 전력 손실을 감소시키기 위해 전압 공진 스위치를 이용한 boost 컨버터 구현에 관한 연구로서, RCD 스너버 회로를 사용한 Boost 컨버터는 스위치 양단의 서지전압과 오실레이션을 감소시키고, Half-Bridge 인버터는 영전압 공진 스위치로 스위칭을 하여 고주파 스위칭시에도 스위치 손실을 줄이므로, 전력변환 과정에서 발생하는 스위칭 손실을 대폭 감소시킬 수 있는 단상 110[V], 10Watt 전력변환장치를 제안한다.

2. 본 론

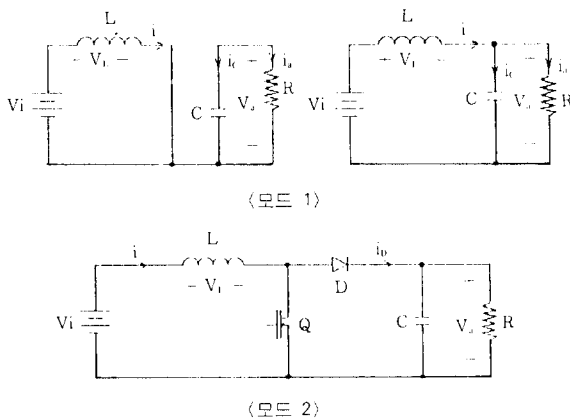


그림 1. Boost 컨버터 기본회로와 등가회로
Fig. 1. The Circuit of Boost Converter and Equivalent Circuit

2.1 Boost 컨버터의 동작원리

Boost 컨버터는 출력전압이 입력전압보다 크다. 그러므로 입력전압을 변압기 없이 승압하기 위해 이 회로를 사용한다. 그림 1은 Boost 컨버터 기본 회로와 등가회로이며, 이 컨버터의 전류 연속모드에서의 회로 동작은 두개의 모드로 나눌 수 있다^{3, 4)}.

〈모드 1〉 스위치 Q가 도통일 때 ($0 \leq t \leq t_1$)

입력 전류가 증가하게 되며, 인덕터 L에 에너지를 충전한다.

〈모드 2〉 스위치 Q가 차단일 때 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

스위치를 통하여 흐르던 전류는 이제 L, C, 부하와 다이오드 D를 통하여 흐른다. 인덕터 전류는 Q가 다음 주기에서 다시 턴-온될 때까지 감소하게 된다. 이때, 인덕터 L에 축적된 에너지는 부하로 전달된다.

2.2 공진 스위치의 동작

2.2.1 스위칭 손실

반도체 스위치 소자가 동작할 때 일정한 스위칭 시간, 즉 턴온 시간(Turn On Time) t_{on} 과 턴오프 시간(Turn Off Time) t_{off} 가 존재하며, 이때 전압전류가 중첩(Crossover)되며 전력손실은 스위칭 시간에 비례하게 된다. 전력용 BJT의 경우, 대개 수 μs -수십 μs 정도의 턴온 턴오프 시간이 존재한다. 이에 대하여 전력용 MOSFET의 스위칭 시간은 수십 ns-수백 ns로 BJT에 비하여 매우 짧다^{5, 6)}.

2.2.2 전압 공진 스위치

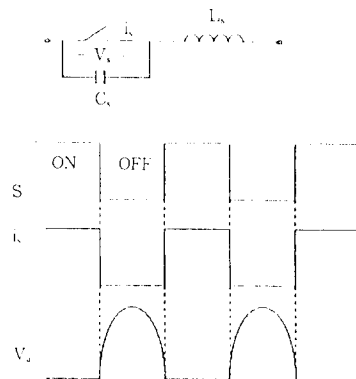


그림 2. 전압 공진 스위치와 파형
Fig. 2. The Voltage Resonant Switch and Waveform

그림 2의 전압 공진 스위치에서는 공진용 캐패시터가 스위치와 병렬로 접속되어 있어 스위치에 걸리는 전압 파형이 사인과 형태로 나타난다.

그림 2에서 스위치가 턴오프되면 스위치의 전압이 사인과 형태로 공진을 하게 되며 이 전압이 피크값을 지나서 0으로 감소된 후에 스위치의 턴온이 이루어진다. 결국 스위치는 영전압에서 턴온 턴오프되며 이러한 스위칭 동작을 영전압 스위칭이라고 한다⁶⁾.

영전압 스위칭 역시 스위칭 손실이 거의 0에 가까울 정도로 작다. 또한 전압 공진 스위치에서는 기생 인덕턴스 및 기생 캐패시턴스가 공진 회로에 흡수되기 때문에 턴온 전류서지 및 턴오프 전압 서지가 제거된다. 본 논문에서는 고주파 스위칭을 실행하기 위해서 이 전압 공진 스위치방식을 적용하여 스위칭 손실을 감소시켰다.

2.3 스너버(Snubber) 회로

스너버 회로는 전력형 반도체 디바이스의 스위칭시 디바이스에 인가되는 고전압과 스위칭 손실을 감소시키거나 전력용 스위칭 소자의 2차 항복 파괴 방지를 목적으로 하는 보호 회로이다^{7, 8)}

일반적으로 Cs 하나만의 스너버는 스위치가 턴-온 될 때 스위치를 통해 Cs가 방전하기 때문에 스위치 디바이스의 손상을 가질 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 Cs에 저항 Rs와 다이오드 Ds를 그림 3과 같이 구성된 RCD 스너버회로를 적용하였다.

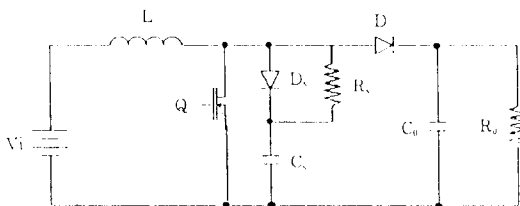


그림 3. RCD 스너버를 사용한 Boost 컨버터 회로
Fig. 3. The Boost Converter with RCD Snubber

회로의 저항 Rs는 스위치가 턴-온될때 방전 전류를 제한하고 다이오드 Ds는 충전 전류가 스위치의 턴-오프 과도 상태 동안 저항 Rs를 바이패스 하도록 해준다. 이때, Rs의 값은 스위칭

가 턴-온 되는 가장 짧은 시간동안 캐패시터가 완전히 방전될 만큼 충분히 작아야 한다.

2.4 전력 효율

본 논문에서 사용한 전력 효율의 유도는 수학적으로, 전압 파형은 푸리에 급수로서의 전류 파형 동안의 사인과 주기로서 표현하면 다음과 같이 된다.

$$v(t) = V_m \sin \omega t$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t)$$

그리고, 역률은 AC 파라메타이며, 다음과 같이 정의할 수 있다^{9, 10)}.

$$\text{Power Factor} = \frac{\text{Real Power}}{\text{Apparent Power}} \quad (1)$$

여기에서 각각의 고조파는 일반적으로 사인과 코사인 형태를 가진다. 이 형태는 n차 고조파의 rms 크기와 관계가 있다.

$$I_n(\text{rms}) = \frac{1}{2} \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

그리고, 전체 rms 크기는,

$$I_{\text{total}}(\text{rms}) = \sqrt{I_1^2(\text{rms}) + I_2^2(\text{rms}) + \dots + I_n^2(\text{rms})}$$

유효 전력은 아래와 같이 구할 수 있고,

$$\text{Real Power} = \int_0^T \frac{V(t)i(t)}{T} dt =$$

$$\int_0^T \frac{V(t) \sin \omega t [a_1 \sin \omega t + b_1 \cos \omega t + \dots] dt}{T} \quad (2)$$

$$= V_{\text{rms}} * I_{1\text{rms}}$$

무효 전력은 다음과 같다.

$$\text{Apparent Power} = V_{\text{rms}} * I_{\text{total}}(\text{rms}) \quad (3)$$

그러므로 (1)식에 (3)식과 (4)식을 대입하면 아래와 같이 된다.

$$\begin{aligned} \text{Power Factor} &= \frac{\text{Real Power}}{\text{Apparent Power}} = \frac{V_{\text{rms}} I_1(\text{rms})}{V_{\text{rms}} I_{\text{total}}(\text{rms})} \\ &= \frac{I_1(\text{rms})}{I_{\text{total}}(\text{rms})} \end{aligned} \quad (5)$$

부하단을 저항 1[kΩ]으로 하였을 때 그림 11에서 보는 바와 같이 파형의 위상차가 발생하지 않아서 cosθ가 1인 결과로 볼 수 있다.

만약, 고조파 왜곡이 있을 때의 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Power Factor} &= \frac{\text{Real Power}}{\text{Apparent}} \\ &= V_{\text{rms}} I_1(\text{rms}) \cos \theta \\ &= \frac{I_1(\text{rms}) \cos \theta}{I_{\text{total}}(\text{rms})} \end{aligned}$$

이다. 본 논문에서는 I_1 rms 전류의 값이 0.234A로 측정되었고, $I_{\text{total}}(\text{rms})$ 은 0.25A로 측정되었으므로 윗식으로부터 역률의 계산 값은 0.94로서 94%의 값을 얻었다.

2.5 시스템 구성 및 설계

본 논문에서의 전체 시스템의 블럭도는 그림 4와 같다.

전체 시스템은 크게 네개의 부분으로 구분될 수 있으며 입력 회로부, Power 스위치부, 제어 회로부, 출력부로 나눌 수 있다. 입력회로는 필요한 DC전력을 얻기 위해 전파 정류회로를 사용하고, 입력회로에 대용량 캐패시터가 필요하다. 본 논문에서 가장 중요한 부분은 Power 스위치 부분이며, 이 부분에서 효율 개선 및 주파수를 높이기 위하여 RCD 스너버를 Boost컨버터에 사용하여 스위칭시 발생하는 서지전압과 오실레이션을 줄이고 입력 전압을 승압하였다. Half-Bridge 인버터 부분에서는 영전압 스위칭을 하였으며 직류 전력을 교류전력으로 전력변환하였다. 공진 주파수를 가변하여 스위칭 주파수를 높일 수 있지만 스위칭 주파수가 높아지면 효율이 떨어지고 스위칭 주파수가 낮아지면 효율은 향상된다. 본 논문의 응용 분야는 유도 가열 장치, 초음파 발생용 전원 장치, 고속 전동기 구동용 전원에 이용할 수 있으나 본 연구는 특정 장치를 위한 연구가 아닌 공진 스위칭을 통한 단상 110[V], 60[Hz]의 주파수를 높은 주파수로 변환하

는 과정에서 발생하는 스위칭 손실을 줄이는 것이 목적이다. 그래서 60[kHz]로 스위칭하여 효율 특성과 고주파용 스위치의 용도로 사용하였다. 그리고 제어 회로부에서는 IC KA7524와 KA7522를 사용하여 출력단을 센싱하여 게이트를 구동하였다.

2.5.1 RCD 스너버를 사용한 Boost 컨버터 회로의 설계 및 동작

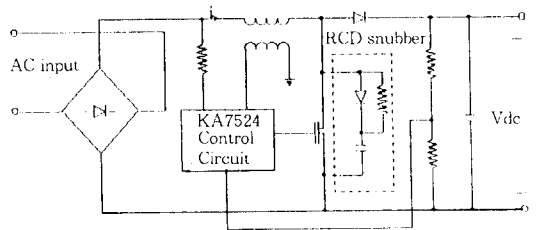


그림 5. RCD 스너버를 사용한 Boost 컨버터 회로
Fig. 5. The Boost Converter Using RCD Snubber

Boost 컨버터의 주 스위치는 MOSFET(IRF-830)를 사용하고, 스위칭 주파수는 60[kHz], Duty Ratio는 0.347로 제어 IC는 KA7524를 사용하여 게이트를 구동시킨다. 게이트 구동시 이 제어 IC는 Zero Crossing을 하고 출력 전압을 센싱하여 출력 직류 전압을 230[V]의 일정한 값으로 유지할 수 있도록 제어한다. 그리고 주 스위치단에 RCD 스너버 회로를 부가하여 스위치 양단에 서지전압과 오실레이션을 감소시킬 수 있다.

RCD 스너버 회로의 상수값의 결정은 다음과 같다.

$$C_{(max)} = \frac{I_{D(max)} [T_{rv(max)} + T_{f(max)}]}{V_{DS(max)}} \approx 400\text{pF}$$

그런데 콘데서 용량이 너무 작으면 스위칭 손

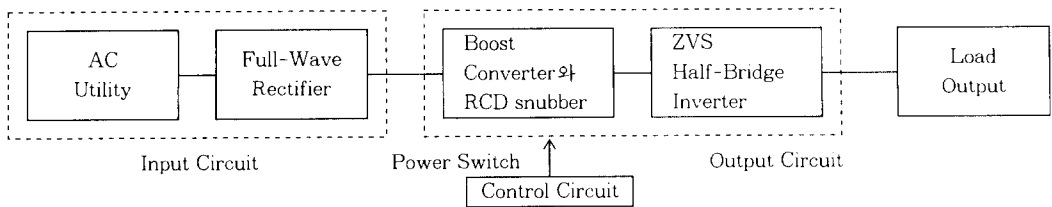


그림 4. 전체 시스템의 블럭도
Fig. 4. The Block Diagram of all System

실이 증가하므로 약 680pF를 사용한다.

여기서,

$I_{D(max)}$: IRF830에 흐르는 드레인 전류 최대 값=1.292[A]

$V_{DS(max)}$: IRF830의 드레인 소오스 최대 전압=약 245[V]

T_{ri} : IRF830의 상승 정압 시간=53ns

T_{fi} : IRF830의 하강 전류 시간=23ns이다.

$$R = \frac{T_{on(min)}}{3C} = 2.45[K]$$

($T_{on(min)}$) : 스위칭 온 시간 (듀티비에서 온 시간)=5us, C : 스너버 회로에서의 C 값 (위에서 구한 값)=680uF)

Diode : MOSFET IRF830의 특성을 고려한 Recovery dv/dt, di/dt, Is의 특성을 고려하여 선택하면 IN4937의 다이오드가 적절하다.

스너버 회로에서의 손실은 다음과 같다.

$$P_R = \frac{1}{2} CV_{int(max)}^2 f = 1.76W (f: \text{스위칭 주파수})$$

다음은 Duty 비의 식은 다음과 같다.

$$V_a = \frac{1}{1-D} V_i, D = \frac{T_{on}}{T_s} = 0.35$$

(V_a : 평균 출력 전압, V_i : 입력 전압,

T_{on} : 듀티비의 온 시간, T_s : 전체의 주기)

2.5.2 Half-Bridge 인버터의 설계 및 동작

그림 6은 Half-Bridge 인버터의 회로이며 동작은 다음과 같다. MOSFET Switch Q1, Q2는 Half-Bridge Inverter의 구조이며, 제어 IC에 의해 교대로 ON/OFF를 한다. 그 결과 L1과 C3로 이루어진 공진탱크에 전압이 인가되고 인덕터 L1에 공진 전류가 흐른다. MOSFET(Q1, Q2)

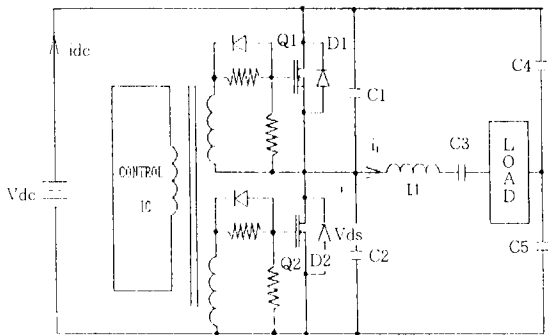


그림 6. Half-Bridge 인버터 회로
Fig. 6. The Half-Bridge Inverter Circuit

내부의 역병렬 다이오우드에 의해 MOSFET 양 단전압이 영(Zero)인 상태에서 영전압 스위칭 하기 때문에 전력 손실이 최소화 한다. C1, 2는 스위칭하는 순간에만 도통하여 스위칭시 발생하는 노이즈에 의한 전자파 방해를 최소화한다.

본 논문에서 사용한 값은 L1 : BSF-2125, C1 : 152 630[V], C2 : 152 630[V], C3 : 682 800 [V], C4 : 103 630[V], C5 : 103 630[V]이다. 위 값들은 공진 주파수를 고려하여 변경될 수 있고 주파수 특성이 좋은 마일러 콘덴서를 사용하였다.

● 모드별 동작

Half-Bridge Inverter 회로의 각 부분에 대해서 한 주기 동안의 파형을 그림 8에 나타내었다. MOSFET(Q1, Q2)의 Gate-Source간의 전압 파형은 제어 IC의 게이트 구동회로가 동작하여 만들어지게 된다. 새로운 한 주기가 시작되기 전의 상태는 다음과 같다. L1과 C3의 공진회로에 흐르는 전류 i_L 이 (-)이고 MOSFET 내부 역병렬 다이오드 D1을 통해 흐르고 있을 때, 제어 IC Gate Driver의 출력 신호에 의해 MOSFET Q1이 ON상태가 된다. 그러나 아직도 i_L 의 방향이 (-)이기 때문에 공진 전류가 Q1의 Drain으로 흐르지 않게 된다.

그림 7은 Half-Bridge의 각 모드별 등가 회로이며 동작은 다음과 같다.

〈모드 1〉 Q1:ON Q2:OFF(t_0-t_1)

MOSFET Q1가 ON이 되고 Q1을 통해 L1에 에너지를 충전하고 전류 i_L 이 (+)로 방향을 바꾸면 D1을 통해 흐르던 전류는 MOSFET Q1을 통해 흐르게 된다. 이 모드에서는 전압 Vdc가 MOSFET Q1을 통해 전력을 공급하여 공진 회로에 에너지를 축적시킨다. C2에는 전압이 Vdc까지 충전된 상태이다.

〈모드 2〉 Q1, Q2:OFF(t_1-t_2)

제어 IC에 의해 MOSFET Q1가 OFF되면 전류 i_L 은 MOSFET에 병렬로 연결된 C2을 통해 공진을 하면서 흐르게 된다. C1는 충전이 시작되고, C2의 전압이 방전을 하여 L1에 에너지는 peak값에 도달하고 MOSFET Q2의 양단전압이 영(Zero)이 되면서 모드 3이 계속된다.

〈모드 3〉 Q1, Q2:OFF D2:ON(t_2-t_3)

MOSFET Q2의 전압이 영(Zero)까지 떨어지면 다이오드 D2가 도통하여 L1의 에너지가 방출하여 i_L 을 공급하기 때문에 공진회로는 Free-Wheeling을 하게 되고 C2에 다시 역충전되는 것을 방지한다. 이 Mode에서는 D2가 ON이므로 i_L 의 방향이 (-)로 바뀔 때 MOSFET Q2가 영 전압 스위칭을 하도록 Q2를 ON시켜야 한다.

〈모드 4〉 Q1:OFF Q2:ON(t_3-t_4)

MOSFET Q2가 ON되어 i_L 의 방향이 (-)로 바뀌면 Q2를 통해 전류가 흘러 공진 회로는 Free-Resonance를 한다. C1의 전압은 Vdc까지 충전된 상태이고, 이때는 캐패시터 C3, C5가 전압원 역할을 하여 L1에 에너지를 공급하며 전류

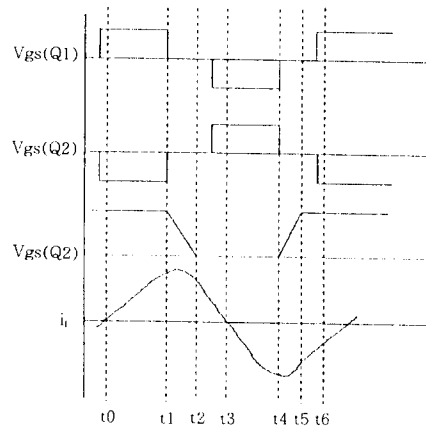


그림 8. 한 주기동안의 각 부 파형
Fig. 8. The Waveform of each Part during and Cycle

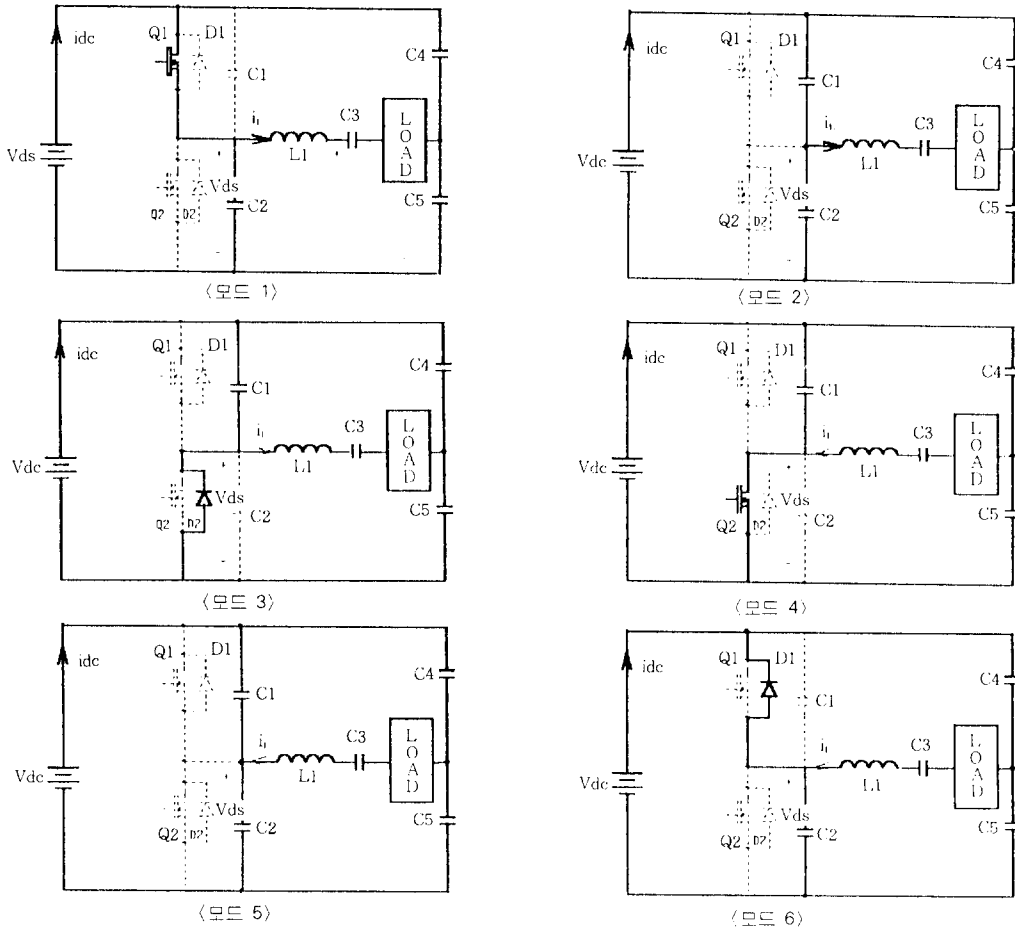


그림 7. Half-Bridge의 각모드별 동가회로
Fig. 7. The Equivalent Circuit of Each Mode in Half-Bridge

가 (-) 방향으로 흐르게 된다.

〈모드 5〉 Q1, Q2 : OFF ($t_4 - t_5$)

전류 i_L 이 Free-Resonance하고 있을 때, 제어 IC에 의해 Q2가 OFF되어 i_L 은 C1을 방전시키면서 L1과 공진하며 전류가 흐른다. 그리고, MOSFET Q2의 양단 전압은 C2의 전압은 V_{dc} 까지 올라간다.

〈모드 6〉 Q1, Q2 : OFF D1 : ON ($t_5 - t_6$)

MOSFET Q2의 전압이 전압 V_{dc} 까지 올라가면 D1이 도통하여 i_r 은 전류 전원 V_{dc} 로 흘러들어 간다. 이 모드에서는 공진회로의 에너지가 D1을 통해 V_{dc} 로 Regeneration된다. D1이 ON이므로 C1에 역충전을 방지하며, MOSFET Q1의 영전압 스위칭을 위하여 제어 IC는 제어 신호가 발생하게 되면 Q1이 ON 상태가 되어 전류 i_L 의 방향이 (+)로 바뀔 때 i_L 은 Q1의 드레인을 통해 흐르게 된다. 그림 8은 한주기동안의 각 부 파형을 보여준다.

3. 실험 결과 및 고찰

3.1 전체 회로도

그림 9는 전체 시스템 구성도로서 본 논문에서 RCD스너버 회로를 이용하여 Boost 컨버터를 설계하였으며, Half-Bridge 인버터는 직렬 전압 공진 스위치로서 구현하였다.

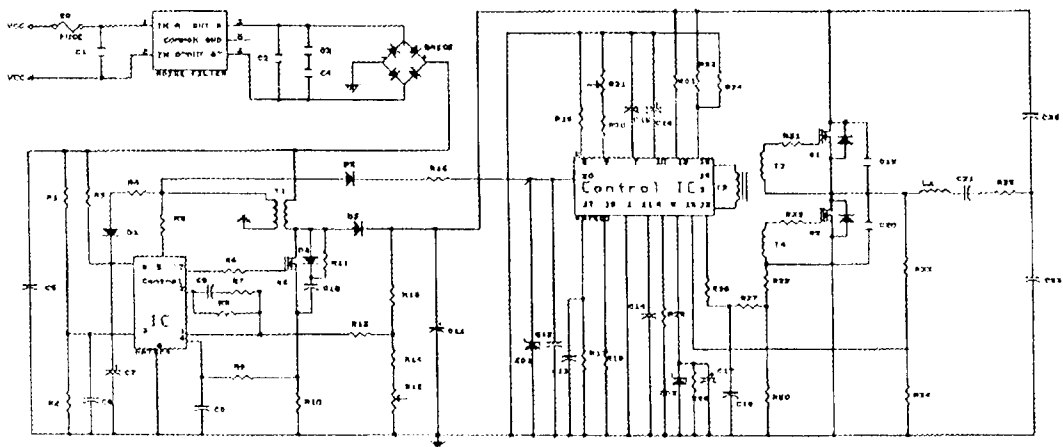


그림 9. 전체 회로도
Fig. 9. Overall Circuit

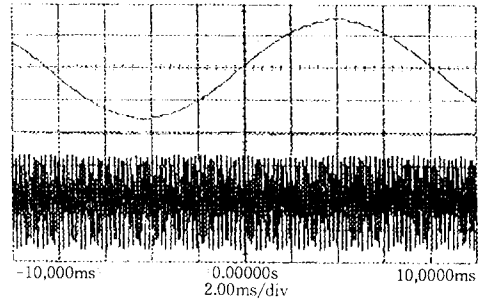


그림 10. 입력 전압(위)와 출력 전압 파형(100[V/div], 10[ms/div])
Fig. 10. The Waveform of Load Output Voltage(Down) and Input Voltage(Up)

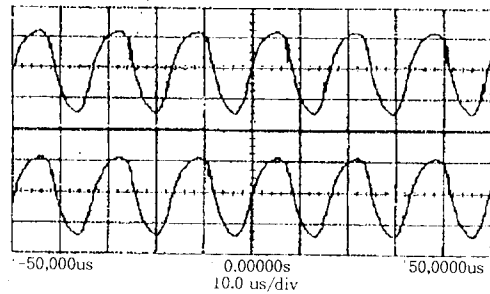


그림 11. 출력 전압과 전류 파형(100[V/div], 10[us/div], 0.1[A/div])
Fig. 11. The Waveform of Output Voltage and Output Current

3.2 각 부의 파형

그림 10은 입력전압과 출력 전압파형이며 입력전압은 AC 110 ± 20 [%] 주파수는 60[Hz]을 인가하여 본 논문 부하단(저항1[k Ω])에서 출력 파형이 AC 110[V] 주파수 파형이 60[kHz]됨

을 관측하였다.

그림 11은 시스템 출력 전압 파형과 전류 파형의 부하를 저항 1[kΩ]일 때의 파형이며, 전류 파형도 고조파 왜곡이 거의 없고 출력 전압과 출력 전류의 파형에서 위상차가 발생하지 않았음을 관찰하였다.

그림 12는 Boost 컨버터의 게이트 구동 전압 파형으로 스위칭 주파수는 60[kHz], Duty Ratio는 0.347로 MOSFET IRF830을 구동하였다. 그

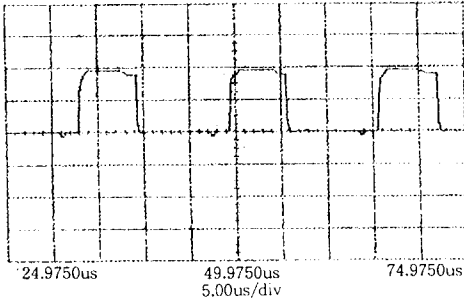


그림 12. Boost 컨버터의 게이트 구동전압(5[V/div], 5[us/div])
Fig. 12. The Gate Driving Voltage of Boost Converter

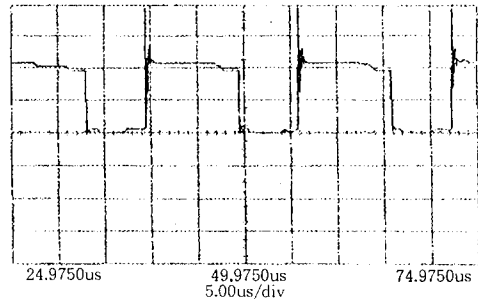


그림 14. RCD 스너버 없는 경우 드레인과 소오스 전압 파형(Vds)(100[V/div], 5[us/div])
Fig. 14. Drain and Source Voltage Waveform without RCD Snubber

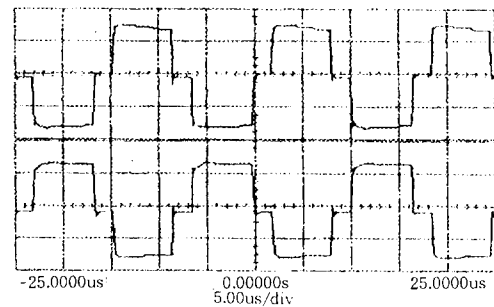


그림 16. KA7522의 게이트 구동 전압(Vgs1과 Vgs2) (5[V/div], 5[us/div])
Fig. 16. Gate Driving Voltage of KA7522 IC (Vgs1과 Vgs2)

림 13에서와 같이 Boost 컨버터의 출력전압은 230[V]로 일정하였다.

그림 14는 Boost 컨버터의 스위치 양단의 전압 파형으로 RCD 스너버 회로가 없을 경우의 드레인과 소오스 전압 파형이며 현저하게 감소됨을 보여주고 있다.

그림 15는 RCD스너버 회로를 인가할 경우 서지 전압과 오실레이션 현상이 RCD 스너버를 사용하기 전과 비교하여 현저히 줄었다.

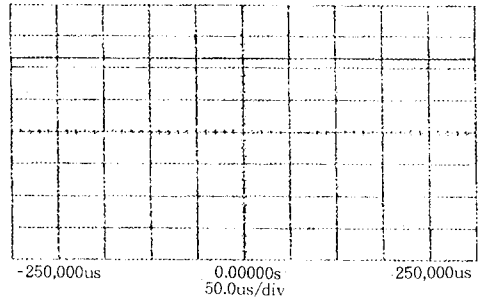


그림 13. Boost 컨버터의 출력 파형(Vdc) (100[V/div], 50[us/div])
Fig. 13. The Output Voltage of Boost Converter

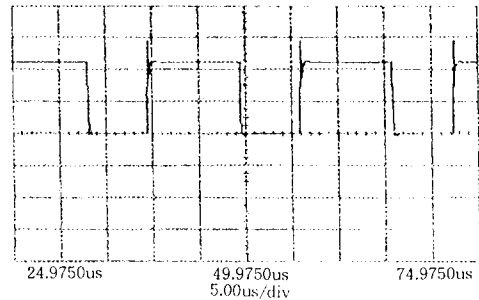


그림 15. RCD 스너버 인가시 드레인과 소오스 전압 파형(Vds)(100[V/div], 5[us/div])
Fig. 15. Drain and Source Voltage Waveform with RCD Snubber

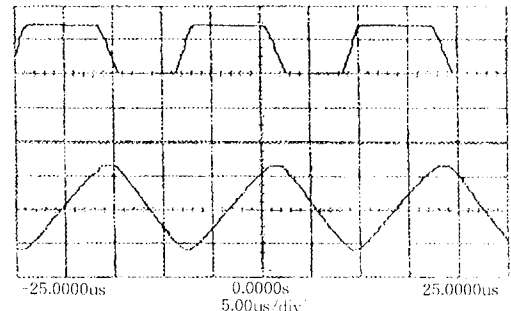


그림 17. C₂의 전압(VC₂)와 전류(IL) 파형(100[V/div], 5[us/div], 0.1[A/div])
Fig. 17. The Voltage Waveform of C₂ and Current Waveform of I_L

그림 16은 Half-Bridge의 게이트 구동전압 V_{g1} 과 V_{g2} 의 전압 파형이며 스위칭 주파수는 60[kHz]로 구동하였다. 이 제어 회로는 KA7522의 IC의 출력을 트랜스포머를 사용하여 두 게이트 신호를 역상으로 발생시켰다.

그림 17은 MOSFET Q2에 병렬로 연결한 C2 전압 파형과 i_L 에 흐르는 전류파형으로서 이론적으로 고찰한 것과 동일하게 파형을 얻을 수 있다. 즉 C2의 전압과 C1의 전압이 0이 된 후에 스위치가 온(on)이 되어 영전압 스위칭을 한다.

4. 결 론

본 논문은 상용전원 110[V] 주파수 60[Hz] 전원을 110[V] 주파수 60[kHz]로 전력변환시 스위칭에서 발생하는 전력 손실을 감소시키기 위해 스너버 회로 및 전압공진 스위칭을 이용한 boost 컨버터 구현에 관한 연구를 하였다. 전력 변환 효율 개선 boost 컨버터를 구현하기 위하여 Boost 컨버터의 스위칭단에 RCD 스너버 회로를 추가함으로써 스위치 양단에서 발생하는 서지전압과 오실레이션을 감소시킬 수 있었으며, Half-Bridge 인버터의 스위칭은 영전압 공진 스위칭을 시켜서 영전압일 때 스위칭을 함으로써 스위칭에서 발생하는 손실을 감소시켰다.

그러므로, 다음과 같은 결론을 얻었다. 기존의 PWM 컨버터에서의 스위칭과 달리 MOSFET 양단의 전압이 영이 될때 스위칭하는 영전압 스위칭을 하며 턴-오프 손실을 제거할 수 있었으며 효율을 94[%]까지 개선하였다. 그리고 스위칭 손실없이 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있고, 스위칭 주파수를 높임으로써 소형화 할 수 있다.

참 고 문 헌

- 1) K. Kit Sum, "Swth Mode Power Conversion (Basic Theory and Design).," Marcel Dekker, Inc., pp. 2~4, 1984.
- 2) Eugene R. Hnatek, "Design of solid state Power supplies," Van Nostrand Reinhold, pp. 200~201, pp. 485~513, 1989.
- 3) Muhammad H. Rashid, "Power Electronics (Circuit, Device, and Applications)," Prentice Hall, Inc., pp. 320~323, pp. 443~454, 1993.
- 4) Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Eletronics : Converters, Applications, and Design," John Wiley & Sons, pp. 427~429, pp. 75~80, 1989.
- 5) 김창석, "고역률 AC/DC 정류회로의 제어방식에 관한 연구," 광운대학교, 1993.
- 6) G. Hua and F.C. Lee, "An Overview of Soft-Switching Techniques for PWM Converters," The VPEC Partnership Program, 1994.
- 7) John G. Kassankian, Martin F. Schlecht, George C. Verghese, "Principles of Power Electronics," Addison-Wesley Publishing Company, pp. 671~688, 1991.
- 8) Otmar Lilgenstein, "Switched-mode Power Supplies in Practice," John Wiley & Sons Ltd., pp. 141~143, 1989.
- 9) R. H. Christiansen, "Analytical Approach to Power Quality," Power technics.
- 10) Gilleski, "Power Quality and Emerging Electrotechnologies : their relationship, impact and suggested precautions," Power Quality Proceeding, Oct, 1989.

◇ 著 者 紹 介 ◇



임 승 하(林承河)

1947년 2월 21日生. 1969년 2월 광운대학교 응용전자공학과 졸업. 1980년 8월 연세대학교 산업대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1992~현재 국민대학교 대학원 전자공학과 박사과정수료. 1981년~현재 부천전문대학 전자과 교수. 주관심분야는 전력전자. FA 회로 및 시스템 등임.



최 태 섭(崔太燮)

1967년 4월 12日生. 1992년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업. 1995년 2월 국민대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1995년~현재 국민대학교 대학원 박사과정, 부천전문대 전자과 외래강사.



사공 석진(司空石鎭)

1951년 3월 23日生. 1976년 2월 고려대학교 전자공학과 졸업. 1981년 2월 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1985년 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1976년~1980년 Motorola 연구원. 1990년~1991년 스위스 E.T.H 초빙 교수. 1982년~현재 국민대학교 전자공학과 교수.