

論文2002-39SC-6-9

# 포화자심을 이용한 하프브릿지 컨버터의 소프트스위칭에 관한 연구

## (Soft Switching of Half-Bridge Converter Using Saturable Core)

姜 燦 鎬 \* , 金 熙 峻 \*\* , 原 田 耕 介 \* , 坂 本 浩 \*

(Chan Ho Kang, Hee Jun Kim, Koosuke Harada, and Hiroshi Sakamoto)

### 요 약

본 논문은 하프브릿지 컨버터와 포화자심으로 구성되는 간단한 회로에 의하여 소프트스위칭이 가능한 새로운 회로방식을 제안한다. 본 방식에서는 컨버터의 출력단자와 병렬로 각형의 자화특성을 갖는 포화인덕터를 결합하여 컨버터의 온시간과 인덕터의 불포화기간을 일치시킨다. 2개의 MOSFET 스위치에는 짧은 데드타임을 설정하여 그 기간에 자심의 포화인덕턴스와 스위치의 기생용량 성분에 의한 공진을 일으켜 소프트스위칭을 실현시킨다. 또한 전원 전압의 변동에 대처하기 위해 반도체와 선형인덕터를 가지고 자심의 동작을 모의한 새로운 실용회로를 제안한다. 본 논문에서는 포화자심의 모델링의 방법을 통하여 소프트스위칭의 원리를 해석하고 1.25kW의 컨버터에 대한 실험에 의해 그 타당성을 확인하였다.

### Abstract

A method of soft switching in the half bridge converter using a small saturable core is presented. For the soft switching, a small dead time of both switch off is made in a pair of MOSFET switch. The saturable core is of rectangular magnetization characteristics and the core flux swings from the minus to the plus saturation during ON time of the switch. The soft switching is realized in dead time by a resonance between the saturating inductance of the core and the stray capacitance of MOSFET. As an extension of this concept, instead of the saturable core, we propose a new soft switching circuit using a linear inductance and two switches, which is especially suitable for regulating the output and also for high frequency switching. A theoretical principle of soft switching presented here was confirmed by experiments on a half bridge converter of 1.25 KW.

**Keyword** : Half bridge converter, Soft switching, Saturable core, Linear inductance and two switches

\* 正會員, 日本SOJO大學 電子工學科

(Dept. of Electronics, Sojo univ., Kumamoto, JAPAN)

\*\* 正會員, 漢陽大學校 電子컴퓨터工學部

(Division of Electrical and Computer Eng. Hanyang univ.)

接受日字:2002年7月8日, 수정완료일:2002年10月28日

### I. 서 론

출력 전압조정이 가능한 고주파 컨버터는 대,중용량의 직류전원을 비롯하여 상용전원 또는 전동기제어용 정현파인버터, 그리고 유도가열로, 전자레인지등에 광범위하게 이용되고 있다.<sup>[1-6]</sup> 이경우 스위치로서는 주로 MOSFET 또는 IGBT등의 반도체소자가 사용되고 있

에서 스위치의 고속개폐에 따른 서지전압 또는 서지전류의 발생과 부하에 전달되는 잡음을 억제하고 스위칭 손실을 저감하기 위해서는 소프트스위칭의 적용이 바람직하다. 그러나 소프트스위칭을 구현함에 있어서는 부품수가 증가하고 회로구성과 조정이 복잡해진다는 점은 피할 수 없는 일이다. 이러한 관점에서 본 논문에서는 통상의 하프브릿지 컨버터에 포화자심 1개를 추가하는 것만으로 간단히 소프트스위칭이 실현될 수 있는 새로운 회로방식을 제안한다. 더 나아가 반도체와 선형 인덕턴스로 구성되는 모의회로에 의해 포화자심과 동일한 특성을 얻을 수 있다는 점을 보이고 이것에 의해 포화자심에서는 곤란한 전원전압의 변동에 대응할 수 있는 새로운 방식을 제안한다. 끝으로 고신뢰성과 소형, 경량화를 필요로 하는 통신용 중용량 DC-DC 컨버터에 제안한 회로방식을 적용하는 것을 전제로 하여 본 회로방식에 대한 검증과 실용성을 검토하였다.

II. 회로구성과 포화인덕터

<그림 1>은 본 논문에서 제안한 회로의 구성을 나타내고 있다. 통상의 하프브릿지 컨버터에 소프트스위칭을 위해 출력회로와 병렬로 포화인덕터 SR을 접속하고 있다. 출력회로는 중간탭 변압기를 통해서 직류 정류부하에 결합되고 있고, 변압기의 편자를 없애고 누설인덕턴스를 적극적으로 이용하여 주파수 제어에 의해 출력전압의 조절을 가능하도록 하기 위해 커패시터 Cr을 삽입하여 직렬공진회로가 되게 하고 있다. 직렬공진에 의한 출력회로는 부하단락에 의한 과대한 전류의 억제와 고조파의 저감에도 유효하며 특히, 고신뢰성을 필요로 하는 통신기용 전원으로서 폭넓게 이용되고 있다.<sup>[4]</sup>

여기서 제안하는 소프트스위칭방식은 원리적으로 부하회로의 형태에 관계없이 적용가능하지만, 본 논문

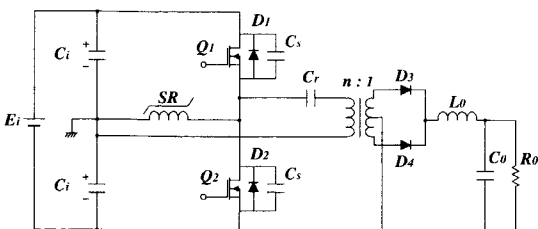


그림 1. 제안한 컨버터의 기본회로  
Fig. 1. Proposed converter circuit.

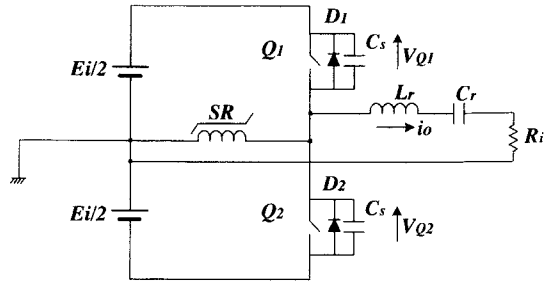


그림 2. 제안한 컨버터의 등가회로  
Fig. 2. Equivalent circuit of proposed converter.

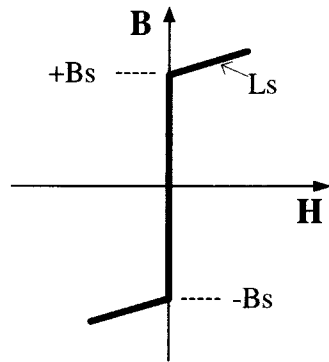


그림 3. 포화자심의 모델링  
Fig. 3. Modeling of saturable core.

서는 특히 고역률로 이용할 목적으로 공진주파수가 스위칭주파수에 비교적 가까운 경우를 예로서 고찰한다. 스위칭소자로서는 고주파동에 적합한 MOSFET를 이용한다. 여기서 포화인덕터 SR을 이용하고 소프트스위칭을 실현하기 위해서는 스위치 Q1, Q2가 갖는 기생용량 성분이 중요한 역할을 하며 이를 Cs로 표현한다.

<그림 2>에서는 해석을 간편하게 수행하기 위해 <그림 1>의 전원전압 Ei를 Ei/2를 갖는 등가적인 2개의 전원으로 분할하여 표현하고 부하의 정류회로를 쇼크리플렉형으로 한다. 또한 인덕턴스 Lo가 충분히 크다고 가정하고, 부하저항 Ro를 교류측에 환산하여 저항 Ri(=n<sup>2</sup>Ro, n: 트랜스의 권선비)로 나타낸다.

포화인덕터 SR은 <그림 3>에 나타낸 것 처럼 이상적인 각형특성을 갖는다고 가정한다.

이 그림에서 자심이 포화한 후에는 극히 작은 투자율이 되어, SR은 미소한 인덕턴스 값 Ls를 갖는다. 여기서 포화자속밀도 Bs에 있어서는 스위치 Q1 또는 Q2가 온기간 동안 자속이 -Bs부터 +Bs까지(또는 역으로) 2Bs 만큼 변화한다. 이른바 정규자화조건(Normal

Excitation)을 만족하도록 회로정수를 설정한다. 이를 위해 자심단면적 A와 권선수 ns는 아래식을 만족하도록 선정한다.

$$\frac{l}{T_{ON}} = \frac{E_i}{4nsABs} \quad (1)$$

### III. 소프트스위칭의 실현

<그림 4(a), (b)>는 <그림 2>의 등가회로에서 해석의 간결함을 위해 출력회로의 저항 Ri 이외의 모든 손실분을 0으로 가정한 경우, Q1, Q2의 게이트신호, 스위치의 단자전압 VQ1, VQ2, 전류 i1, i2, 포화인덕터에 흐르는 전류 iSR 및 출력전류 io의 이상적인 파형을 표시한다. 이 경우 회로의 구성이 출력에 관하여 대상으로 하기 때문에 정상상태에 있어서 정의의 반주기와 부의 반주기에 대해서는 Q1과 Q2를 바꾸어 놓은 형태에서 동일동작이 반복된다. 이 경우 소프트스위칭을 실현하기 위해서는 Q1, Q2가 함께 오프되는 데드타임 Td를 둔다. Td는 충분히 짧은 기간이지만 이 기간내에 소프트스위칭에 의해 전류(轉流)가 이루어진다. <그림 2>의 회로동작은 다음의 3종류의 모드로 집약된다.

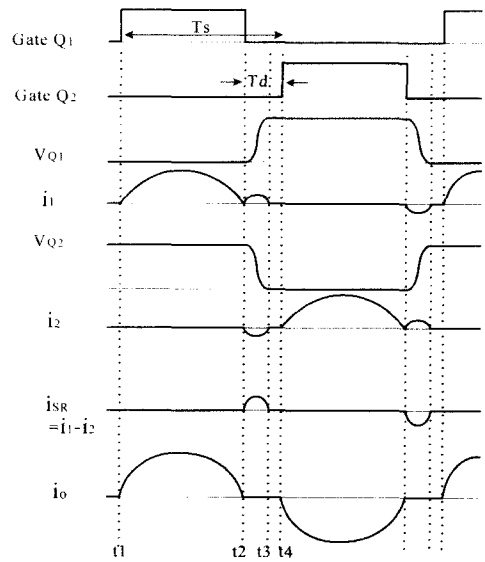
i) 모드1 (t1~t2, t1+Ts~t2+Ts)

이 모드는 Q1, Q2의 어느 한쪽만 온상태에 있는 경우이다. 부하전류와 동일한 전류가 스위치 Q1 또는 Q2에 흐른다. Q1이 온인 경우 <그림 5>의 등가회로가 얻어진다. 이 경우 오프상태에 있는 Q2에는 전압 Ei가 걸리고 VQ2=Ei가 된다. 이 모드에서는 포화인덕터 SR는 불포화되어 인덕턴스는 무한대가 되므로 iSR=0이 되고 SR의 자속은 Ei/2의 시간적분에 의해 -Bs부터 +Bs로 변화한다.

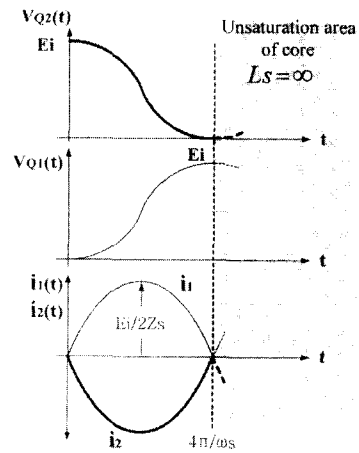
ii) 모드2 (t2~t3, t2+Ts~t3+Ts)

모드1의 동작이 끝나고 Q1, Q2가 함께 오프상태가 됨과 동시에 SR은 식(1)의 조건으로부터 Bs에 달하여 포화된다. SR이 포화되면 부하회로는 아주 작은 포화인덕턴스 Ls에 의해 단락되어 전류(轉流)현상이 시작된다. 이 경우 내부 역방향 다이오드 D1, D2는 역 바이어스되어 차단상태가 된다. 이 모드의 등가회로는 <그림 6>과 같이 된다.

이 경우 스위치 Q1, Q2의 양단에 걸리는 전압 VQ1,



(a) Time chart



(b) Voltage and current waveforms in dead time

그림 4. 제안한 컨버터의 모드별 파형

Fig. 4. Waveforms of proposed converter for each mode.

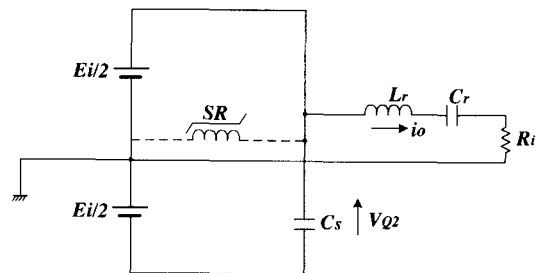


그림 5. 모드1의 전류경로

Fig. 5. Current route of model.

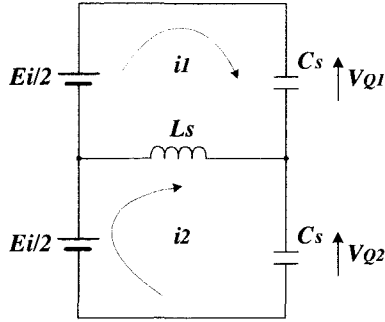


그림 6. 모드 2의 전류경로  
Fig. 6. Current route of mode2.

$V_{Q2}$ 에 관해 다음관계가 성립한다.

$$E_i = V_{Q1} + V_{Q2} \quad (2)$$

$$\frac{E_i}{2} = V_{Q2} + L_s C_s \frac{d^2}{dt^2} (V_{Q2} - V_{Q1}) \quad (3)$$

식(2) 및 (3)을  $V_{Q1}(t_2+) = 0, V_{Q2}(t_2+) = E_i$ 의 초기조건에서 풀면

$$V_{Q1} = \frac{E_i}{2} \{1 - \cos \omega_s (t - t_2)\} \quad (4)$$

$$V_{Q2} = \frac{E_i}{2} \{1 + \cos \omega_s (t - t_2)\} \quad (5)$$

$$\text{단, } \omega_s = 1/\sqrt{2L_s C_s} \quad (6)$$

가 얻어진다. <그림 4(b)>에 나타난 것 같이 식 (4)로부터  $t = t_3 = \pi\sqrt{2L_s C_s} + t_2$ 에서  $V_{Q2} = 0$ 이된다. 여기서 커패시터를 흐르는 전류  $i_{C1}, i_{C2}$ 는

$$i_{C1} = C_s \frac{d}{dt} V_{Q1} = \frac{E_i}{2} \frac{1}{Z_s} \sin \omega_s (t - t_2) \cong i_1 \quad (7)$$

$$i_{C2} = C_s \frac{d}{dt} V_{Q2} = \frac{-E_i}{2} \frac{1}{Z_s} \sin \omega_s (t - t_2) \cong i_2 \quad (8)$$

따라서

$$i_{SR} = i_1 - i_2 = E_i \frac{1}{Z_s} \sin \omega_s (t - t_2) \quad (9)$$

$$\text{단, } Z_s = \sqrt{2L_s / C_s} \quad (10)$$

가 된다.  $L_s, C_s$ 는 아주 작은 값이고  $i_{SR}$ 는 <그림 4>

에 표시한 것 같이 고주파의 반파정류파형이 된다. 이 경우 전압, 전류는 정현파의 일부로서 변하고 서지는 발생하지 않는다. 여기서 스위치  $Q_1$ 이 턴온, 턴오프할 때 전원으로부터  $Q_1$ 에 저장된 에너지  $EN_1$ 은 동시에  $Q_2$ 로부터 전원으로 회생되는 에너지  $EN_2$ 와 동일하므로 식 (4), (5), (7), (8)로부터

$$EN_1 = \int_{t_2}^{t_3+t_1} V_{Q1} i_{C1} dt = \frac{1}{2} C_s E_i^2$$

$$= - \int_{t_2}^{t_3+t_1} V_{Q2} i_{C2} dt = EN_2 \quad (11)$$

가 성립된다. 본 방식에서는 반주기  $T_s$ 마다  $Q_1$ 과  $Q_2$ 를 바꾸어 놓은 형태에서 동일현상이 반복되는 것을 고려하면 턴온, 턴오프때마다 인덕턴스를 통해서 식(11)의 에너지가 전원과 스위치간을 왕복하고, 스위칭손실은 이론상 영이 되어 소프트스위칭이 이루어지는 것을 알 수 있다.

iii) 모드3, ( $t_3 \sim t_4, t_3 + T_s \sim t_4 + T_s$ )

$t = t_3$ 가 되면  $i_{C2}$ 는 영이 되고  $i_{SR} = 0$ , 즉 SR은 다시 불포화 ( $L_s \rightarrow \infty$ ) 상태가 된다. 따라서  $t = t_3$ 에서  $i_{C2}$ 는 영이 되지만 회로가 개방이 되기 때문에 영점을 지나서 음이 되지는 않는다. 따라서  $t \geq t_3$ 에서  $V_{Q2} = 0$ 이 되어 영전압을 유지하고 <그림 4(b)>에서 점선으로 나타난 것 같이 진동에 의한 전압  $V_{Q2}(+)$ 의 재상승은 일어나지 않는다. 동시에  $V_{Q1}$ 은  $V_{Q1} = E_i$ 로 유지된다. 이 경우의 등가 회로는 <그림 7>에 나타내었다.

$t \geq t_3$ 의 기간,  $V_{Q2} = 0$ 가 유지되기 때문에 이 기간에  $Q_2$ 를 턴 온 시키면 영전압 턴온의 소프트스위칭이 실현되고  $Q_2$ 는 온이 되어 전류(轉流)가 완료된다. 여기서 데드타임  $T_d$ 는 전류기간과 일치하는  $T_d = t_4 - t_3$ 가

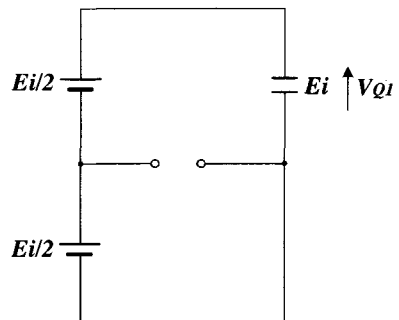


그림 7. 모드3의 전류경로  
Fig. 7. Current route of mode3.

된다.  $t \geq t_1 (=t_1+T_s)$ 의 반주기는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 를 교체한 형태로 되어  $t_1 \sim t_1$ 기간의 동작과 동일한 동작이 되풀이된다.

IV. 반도체스위치에 의한 자심특성 모의

이상 설명한 방식은 1개의 포화인덕터를 이용한 극히 간단한 회로로서 소프트스위칭의 실현을 가능하게 한다. 그러나 이방식에서는 스위치의 온 시간  $T_{on}$ 을 자심의 불포화기간에 일치시키는 일이 중요하고 이를 위해 식(1)의 관계가 항상 만족되지 않으면 안된다. 따라서 전원전압  $E_i$ 가 변화하면 그것에 대응해서  $T_{on}$ 의 보정이 요구되어 그를 위해서는 피드 포워드(feed forward)등 복잡한 제어가 필요하게 된다. 이에 대하여 <그림 8>에 표시한 것 같이 자심의 동작을 반도체스위치, 다이오드 및 선형 인덕턴스로 모의하는 것이 가능하다.<sup>[7]</sup> 이것에 의해 소프트스위칭의 성립조건이 식(1)로 주어지는 조건과 관계없이, 즉 전원전압의 변동에 관계없이 소프트스위칭이 실현 될 수 있다.

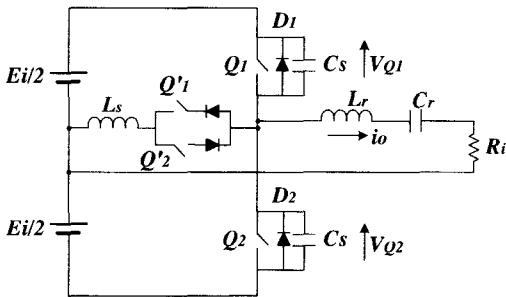


그림 8. 반도체스위치와 선형 인덕턴스에 의한 모의 회로

Fig. 8. Equivalent circuit with auxiliary switches and linear inductance.

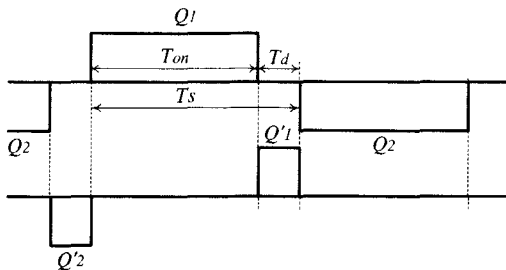


그림 9. 스위치  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_1'$  및  $Q_2'$ 의 게이트 구동파형  
Fig. 9. Gate drive waveforms of switch  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_1'$  and  $Q_2'$ .

<그림 8>에서는 우선 포화인덕터의 기능을 분해하여, 불포화에서 포화로의 전환을 작은 보조스위치  $Q_1'$ ,  $Q_2'$ 로 대체시켰다. 여기서 보조스위치  $Q_1'$ ,  $Q_2'$ 는 <그림 9>에 나타낸 것 같이 반주기  $T_s$ 내에서 주스위치  $Q_1$ ,  $Q_2$ 가 각각 오프되는 기간에 온이 된다.  $Q_1'$  또는  $Q_2'$ 가 온 되는 경우, 자심의 포화에 해당하는 동작은 별개의 선형 인덕턴스  $L_s$ 로서 이루어진다.  $t \geq t_1$  [또는  $t \geq t_1+T_s$ ] 구간에 자속이 포화에서 불포화로 복귀하는 기능은 다이오드  $D_1$ (또는  $D_2$ )에 의해 커패시터 전류  $i_{c1}$  및  $i_{c2}$ 의 역방향 전류를 저지하고 0전류가 유지할 수 있게 한다. 이것에 의해 포화인덕터와 원리적으로 같은 동작을 실현하는 것이 가능하게 된다. 그러나 이 회로에서는  $Q_1$  또는  $Q_2$ 가 온인 경우  $Q_1'$ ,  $Q_2'$ 에는 전압  $E_i$ 가 걸린다. 따라서  $Q_1'$ ,  $Q_2'$ 는 전류용량이 작아도 내압  $E_i$ 를 필요로 한다.

V. 실험 결과

이상 제안한 소프트 스위칭 방식의 타당성을 증명하기 위해 <그림 1>의 컨버터를 제작하였다. 이 경우 각 파라미터의 값은 입력전압 AC 200V, 출력전압 DC 50V, 출력용량 1.25KW,  $C_1=C_2=470\mu F$ ,  $C_r=1\mu F$ ,  $L_r=5.4\mu H$ , 스위칭주파수  $f_s=68kHz$  이고, 사용한 MOSFET, 포화자심 및 선형 인덕터 등의 사양은 각각 <표 1>, <표 2> 및 <표 3>에 나타내었다.

<그림 10(a)>는 스위치  $Q_1$ 이 턴오프 될 때, 포화인덕터를 흐르는 전류  $i_{SR}$ 을 구한 계산 및 실험결과이다. <그림 10(b)>는 반도체에 의한 모의 회로에 대해 실시

표 1. MOSFET의 사양

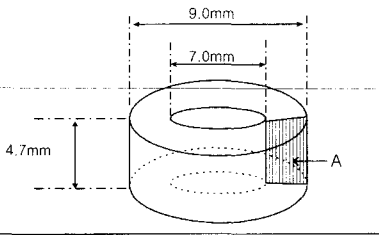
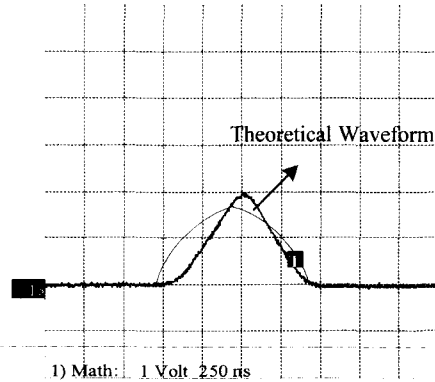
Table 1. Electrical Characteristics of MOSFETs.

Model	2SK1522
Manufacture	Hitachi
Vds	500V
I <sub>d</sub>	50A
trr	120nS
R <sub>on</sub>	0.085ohm
C <sub>iss</sub>	8700pF
C <sub>oss</sub>	2400pF
C <sub>rss</sub>	235pF

표 2. 포화자심의 사양

Table 2. Characteristics of the Saturablecore.

Model	MS9x7x4.5W
Manufacture	Toshiba
Bm(T)	0.5
Hc(A/m)	2.1
Thickness(um)	5.0
Winding(T)	160
Material	Co-based Amorphous

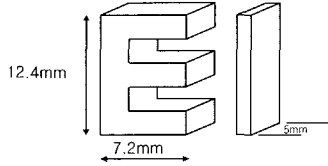
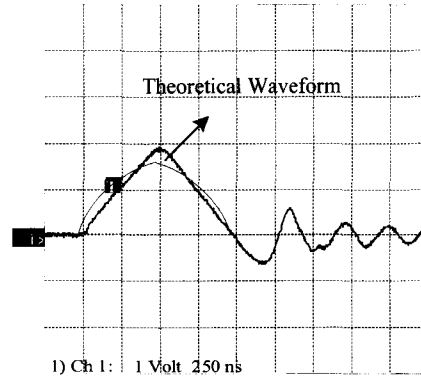



(a) Using saturating core

표 3. 선형인덕턴스의 사양

Table 3. Characteristics of the linear inductance.

Model	PC40EI12.5
Manufacture	TDK
Al-Value	1200( $\mu\text{H}/\text{N}^2$ )
Ae( $\text{mm}^2$ )	14.4
Winding(T)	10
Material	Ferrite

(b) Using auxiliary switches

그림 10. 전류  $i_{SR}$ 의 계산 및 실험파형  
Fig. 10. Theoretical and experimental waveforms of  $i_{SR}$ .

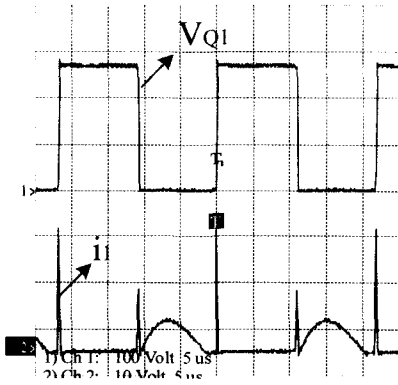
한 실험결과로서 양자는 거의 일치하는 특성이 되는 것을 알 수 있다. 단 이 경우,  $L_s=21.2\mu\text{H}$ ,  $C_s=2.4\text{nF}$ 로 하였다.

<그림 11>은 스위치  $Q_1$ 의 전압 및 전류파형을 나타낸 실험 결과이다. 여기서 (a)는 하드 스위칭에 의한 경우, (b)는 포화인덕터를 사용한 경우, (c)는 반도체에 의한 모의회로를 이용한 경우이다. <그림 11(b), (c)>에서 데드타임은  $T_d = 1\mu\text{s}$ 로  $T_s = 18\mu\text{s}$ 에 비해 매우 짧고, 전류파형의 진폭이 작기 때문에 데드타임에 있어서 전류파형은 거의 무시할 수 있다. <그림 11(a)>에서 명확하게 나타난 것과 같이 보통의 하드스위칭의 경우는 서지전류로서 부하전류 최대치의 약 3배 이상의 피크전류가 흐르고 있지만 본 논문에서 제안한 방

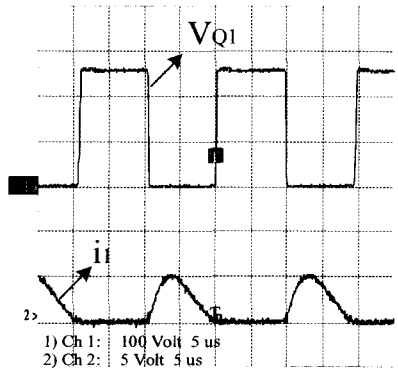
식에 의해 완전히 제거되고 있음을 알 수 있다.

<그림 12>는 본 논문에서 제안한 소프트스위칭컨버터 효율의 측정결과를 통상의 하드스위칭 컨버터의 효율과 비교한 결과를 나타내고 있다. 이 결과 본 방식의 경우 최대 93% 이상의 효율이 얻어지는 것을 알 수 있으며 하드스위칭의 경우에 비해 약 6%의 개선효과를 달성 할 수 있었다.

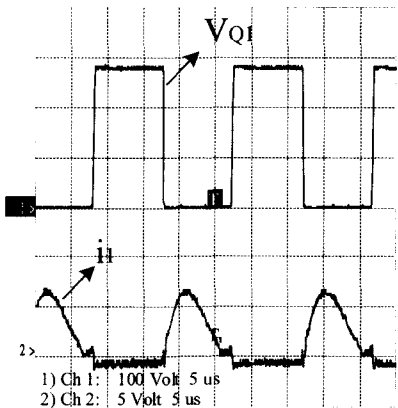
<그림 13>은 반도체에 의한 모의 회로를 이용한 소프트스위칭 컨버터에 있어서, 전원전압  $E_i$ 에 대한 출력전압  $E_o$  및 효율의 측정결과를 나타낸다. 이때 스위칭 주파수  $F_s$ 를 파라미터로 하고 있다. 이 결과로부터 출력전압은 주파수제어에 의해 전압조정이 가능하다는 것을 알 수 있다.



100V/div, 10A/div, 5us/div  
(a) Waveforms for hard switching



100V/div, 10A/div, 5us/div  
(b) Waveforms for soft switching with saturable core



100V/div, 10A/div, 5us/div  
(c) Waveforms for soft switching with auxiliary switches

그림 11. 스위치 Q<sub>1</sub>의 전압 및 전류파형  
Fig. 11. Experimental waveforms of voltage and current at switch Q<sub>1</sub>.

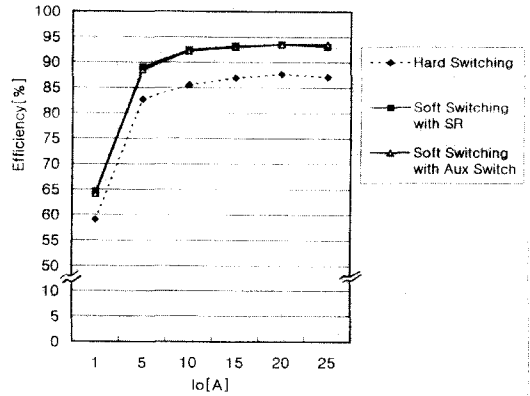


그림 12. 측정 효율 비교  
Fig. 12. Comparison of measured efficiencies.

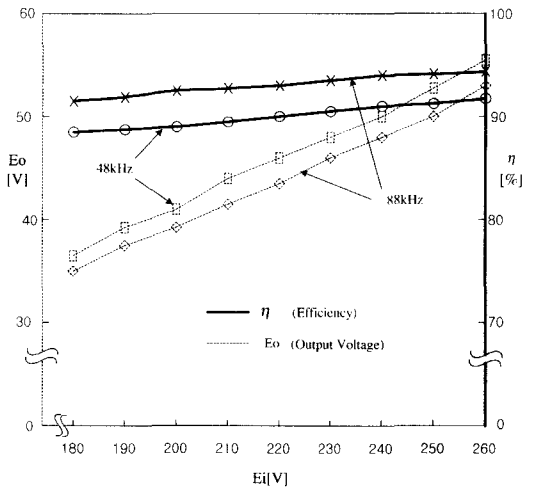


그림 13. 반도체의 모의회로에서 E<sub>i</sub>에 대한 E<sub>o</sub>, η의 측정결과  
Fig. 13. Measured results of E<sub>o</sub>, η for E<sub>i</sub> in case of using auxiliary switches and linear inductance.

VI. 결론

이상과 같이 본 논문에서는 MOSFET를 스위치소자로 한 하프브릿지 컨버터에서 교류출력단자와 병렬로 포화자심을 결합시킨 간단한 변경에 의해 소프트스위칭이 실현되는 것을 제시하였고 해석과 실험을 통해 그 동작 메카니즘을 명백히 하였다. 나아가서 반도체 스위치와 선형인덕턴스를 이용하여 동일한 특성이 실현되는 것을 제시하였고, 그것을 이용하면 전원전압의 변동에 무관하게 소프트스위칭이 가능하게 된다는 것을 제시하였다. 또한 최대 93% 이상의 효율을 얻었고,

이는 하드 스위칭의 경우에 비해 약 6%의 개선효과를 보인다. 향후의 과제로는 3상방식을 포함한 대용량화와 함께 고정주파수에서 PWM 제어가 가능한 회로방식의 개발이 필요하다고 생각된다.

참 고 문 헌

[1] F.C. Schwarz, "A method of resonant current pulse modulation for power converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol, IECI-17, No.3, pp. 209~221, May 1970.

[2] R.King and T.A.Stuart, "A normalized model for the half-bridge series resonant converter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol, AES-17, No.2, pp. 190~198, March 1981.

[3] R.L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Transac

tions on Power Electronics, Vol, PE-3, No.2, pp. 174~182, April 1988.

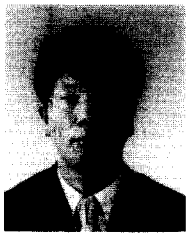
[4] 小林和雄, 千田 潤, 新井康浩, 齋藤義勝, 畑本義行, "直列共振型コンバータのPWM制御動作解析", 信學論 (B), Vol. J80-B-I, No.11, pp. 801~808, November 1997

[5] 大森英樹, 弘田泉生, "パワーエレクトロニクスで変わる家製品", 電學論 (D), 119卷 2号, pp. 127~132, 平成11年

[6] M.P.Chen, J.K.Chen, K.Murata, M.Nakahara and K.Harada, "Surge Analysis of Induction Heating Power Supply with PLL", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 702~709, September, 2001.

[7] K.Harada, C.Chen, "Analysis of a Resonant Converter Controlled by Triac", IEEE Transactions on Industry and Applications, Vol, IA-20, No.1, pp. 326~340, Jan, 1984.

저 자 소 개



姜 燦 鎬(正會員)  
 1986년 : 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1996년 : 한양대학교 산업대학원 전기공학과(공학석사). 2000년~현재 : 일본 SOJO대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 1986년~1988년 : (주)OMC. 1988년~1989년 : (주)LG정보통신 정보통신연구소. 1989년~현재 : (주)동아일렉콤 전원연구소 책임연구원



金 熙 峻(正會員)  
 1976년 : 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1978년 : 동 대학 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1986년 : 일본 큐슈대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1987년~현재 : 한양대학교 전자 컴퓨터 공학부 교수



原田耕介(正會員)  
 1953년 : 일본 큐슈대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1958년 : 동 대학 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1968년~1993년 : 일본 큐슈대학교 전자공학과 교수. 1993년~현재 : 일본 SOJO대학 전자과 교수



坂 本 浩(正會員)  
 1968년 : 일본 쿠마모토공업대학 졸업(공학사). 1989년 : 동 대학 대학원 졸업(공학박사). 1996년~현재 : 일본 SOJO대학 전자과 교수