

論文97-34S-1-16

## 포화인덕터를 이용한 일정주파수제어 포워드 공진형 컨버터

## (A constant frequency controlled Forward ZVS-MRC using a saturable inductor)

安 泰 榮 \*

(Tae Young Ahn)

## 요 약

본 논문에서는 포워드 전압공진형 DC-DC 컨버터의 2차측에 포화인덕터를 추가하여 일정한 스위칭주파수와 일정한 시비율에서 출력전압을 제어 시킬 수 있는 새로운 회로방식을 제안하였다. 제안된 컨버터는 스위칭 주파수가 1.5MHz, 출력전력이 50W(5V/10A)인 컨버터를 시험제작하여 제안한 제어방식의 타당성을 검토하였다. 그 결과 제안된 방식의 컨버터는 기존의 공진형 컨버터에 비해서 스위치 전압 스트레스가 낮고 컨버터가 고정된 주파수 및 시비율에서 동작하기 때문에 출력필터와 변압기 등의 최적설계가 가능하다. 또한 회로방식 상 출력전압은 2차측에서 제어되기 때문에 포워드형 컨버터와 같이 제어회로를 1,2차로 절연해야 할 필요가 있는 컨버터에서는 제어회로 및 시스템이 더욱 간단하게 된다.

## Abstract

This paper proposes a constant frequency controlled Forward zero voltage switching multi resonant converter (ZVS-MRC) which operates with a fixed duty ratio. The proposed converter is obtained from a conventional Forward ZVS MRC by placing a saturable core in parallel with the secondary side of the transformer. Experimental results are presented for a proposed converter which operates at 1.5MHz switching frequency with an output power of 50W (5V/10A). The merits of the proposed converter include : 1) reduced voltage stress to the main switch compared with the conventional counterpart, 2) ease on designing the magnetic components including EMI and output filter, and 3) simple control scheme.

## 1. 서 론

최근의 스위칭전원장치 분야에서는 다른 전자기기와 마찬가지로 소형화 및 경량화에 대한 요구가 더욱 높아지고 있는 실정이며, 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 스위칭전원에서 가장 중요한 부분이라고 할 수가 있는 DC-DC 컨버터에서는 스위칭주파수와 회로 내에서 사용되는 인덕터, 커패시터의 크기가 반비례하

기 때문에 일반적으로 스위칭전원장치를 소형화 시키기 위한 가장 손쉬운 방법으로 스위칭 주파수를 고주파화 하는 방법이 있다<sup>[1]-[2]</sup>. 그러나 기존의 하드 스위칭 방식의 pulse width modulation (PWM) 컨버터에서는 누설인덕터나 접합용량과 같은 회로내부에 존재하는 기생성분을 고려하고 있지 않기 때문에 고주파 스위칭시 높은 서지전압을 발생시켜서 스위치가 파괴되거나, 출력노이즈를 증대시켜서 전원시스템 자체의 신뢰성에 나쁜 영향을 주기도한다. 또한 무리한 고주파화는 스위칭 손실을 증가시켜서 시스템 효율을 저하시키는 원인이 되기 때문에 고주파화에 대한 대책이 필요하다.

\* 正會員, 忠北大學校 電氣電子工學部  
(School of Electrical and Electronics Engineering, Chungbuk National University)

接受日字: 1996年11月14日, 수정완료일: 1997年1月9日

공진형 컨버터는 고주파 동작이 가능하기 때문에 전원의 소형화에 적합한 회로방식이다. 특히 zero voltage switching multi resonant (ZVS-MR) 방식은 변압기의 누설인덕턴스 다이오드나 MOSFET와 같은 반도체 스위치소자의 기생용량등 전력변환회로 내부의 불필요한 기생요소를 공진시 필요한 공진소자로 이용할 수가 있기 때문에 전원의 고주파화에 적합한 회로방식 중의 하나이다<sup>[3]</sup>. 특히 포워드형 컨버터 회로방식에 ZVS-MR방식을 적용하게 되면 2차측의 공진커패시터의 순환전류의 영향으로 변압기가 자동리셋 되기 때문에 별도의 리셋회로가 불필요하게 되며, 무부하에서도 동작이 가능하다는 특징이 있다. 그러나 ZVS MR방식을 포함한 일반적인 공진형 컨버터 회로 방식은 출력전압을 안정화 시키기 위해 오프시간이 일정하거나 온시간이 일정한 상태에서 스위칭 주파수를 가변하는 소위, 가변주파수 제어방식을 채택하고 있기 때문에 다음과 같은 단점이 있다.

- 1) 입력전압 및 부하범위가 스위칭주파수 제어범위에 비례한다.
- 2) 동작주파수가 컨버터의 조건에 따라서 변화하기 때문에 자성체 부품(변압기, 인덕터) 및 입출력필터의 최적설계가 곤란하고, 노이즈대책이 어렵다.
- 3) 제어회로를 포함하는 전체회로의 대역폭은 최저 스위칭 주파수에서 결정된다.

이러한 결점을 극복하기 위해서 일정한 스위칭주파수에서 동작하는 공진형 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[4]</sup>. 특히 [4]에서는 2차측의 다이오드 대신 보조스위치로 대체하여 보조스위치의 시비율을 조절하여 출력전압을 제어 하고 있기 때문에 2차측에 별도의 시비율 제어회로가 추가되며 전체회로가 복잡해진다.

본 논문에서는 포워드 공진형 컨버터의 출력전압을 고정주파수에서 제어되는 회로방식을 제안하였다. 제안된 회로방식은 기존의 포워드 공진형 컨버터의 2차측에 포화인덕터를 추가하고, 추가된 포화인덕터의 포화전류를 제어하여 출력전압을 안정하게 제어한다. 1.5MHz의 스위칭 주파수에서 동작하는 50W급 포워드 공진형 컨버터를 구성하여 제안된 회로의 유용성을 검토하고 그 실험결과에 대해서 보고한다.

## II. 회로구성

### 1. 고정 주파수제어 포워드공진형 컨버터

그림1에 일정주파수제어 포워드 공진형 컨버터의 회로가 나타나 있다<sup>[7]</sup>. 변압기 2차측에 포화인덕터  $L_s$ 를 병렬로 추가한 것 외에는 기존의 포워드 공진형 컨버터와 같다. 제안된 회로의 동작원리 설명을 단순화시키기 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 출력필터를 구성하고 있는  $C_f, L_f$ 는 필터역할을 하기에 용량이 충분히 크다고 가정하면 부하저항  $R_L$ 과 함께 정전류  $I_o$ 로 나타낼 수 있다.
- 2) 변압기의 1차측과 2차측과의 권선비는 1이다.
- 3) 스위치로써 사용되고 있는 MOSFET, 다이오드는 이상적인 스위치 동작을 한다.
- 4) 변압기의 1차측 여자인덕턴스는 그 곳에 흐르는 전류가 정전류인  $I_m$ 이라고 가정해도 좋을 만큼 충분히 크다.

위의 가정으로부터 그림1의 회로를 그림2와 같이 변압기 없는 등가회로로 나타내었다.

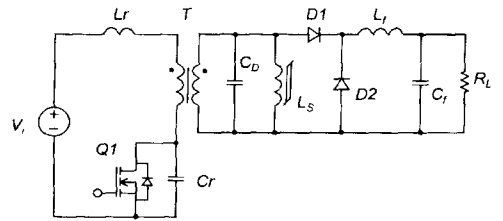


그림 1. 일정주파수제어 포워드 공진형 컨버터  
Fig. 1. Constant frequency controlled Forward ZVS-MRC.

한편 그림2의 등가회로내부에서 나타난 포화인덕터는 그림3의 (a)와 같은 B-H특성곡선을 갖는다고 가정하면, 자계H와 자속밀도B의 관계는 다음과 같다.

$$B = \mu H \tag{1}$$

여기서  $\mu$ 는 자성체의 투자율이며, 자계H와 자속밀도B의 비례계수가 투자율이 된다. 이 경우 포화인덕터의 인덕턴스는 다음과같이 계산된다.

$$L_s = \mu \frac{N^2 S}{l} \tag{2}$$

S는 코어의 실효단면적이며, N은 권선수, l은 코어의

평균 자로길이다. 식(2)로부터 포화인덕터의 인덕턴스는 투자율에 비례하며 투자율의 변화는 인덕턴스의 변화에 영향을 미치게 된다는 것을 알 수가 있다. 그림3의 (a)와 같은 B-H 특성곡선인 경우 기울기는 두 개의 상태만 존재하기 때문에 투자율은 두 개의 상태만 나타난다. 식(1)과 식(2)로부터 포화인덕터의 인덕턴스는 그림3의 (b)처럼 포화인덕터에 흐르는 전류  $i_{LS}$ 의 변화에 의해 인덕턴스가 변화한다. 따라서 포화전류  $i_{sat}$  크기 비교에 의해 포화인덕턴스는 그림3의 (c)와 같이  $L_{min}$ 과  $L_{max}$ 의 두 값만이 존재하며, 인덕터에 흐르는 전류  $i_{LS}$ 에 의해 포화인덕터는 두 개의 값중 하나의 값을 갖는 선형인덕터라고 생각할 수가 있다<sup>[8-9]</sup>.

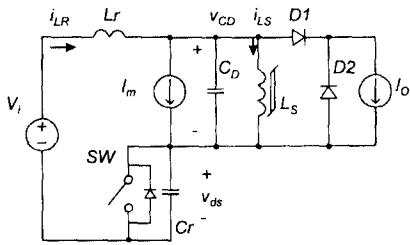
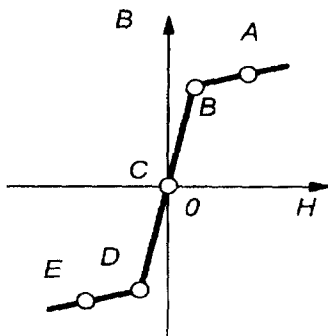
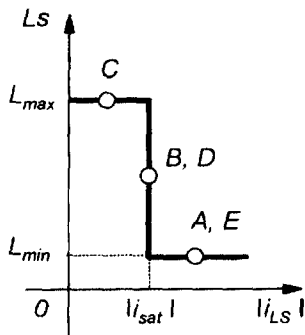


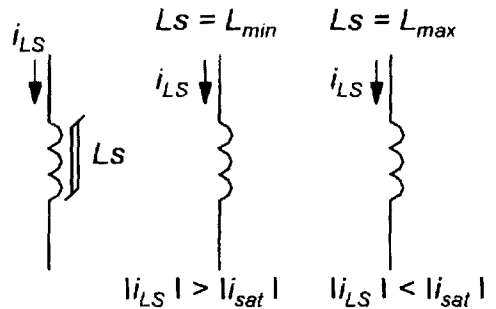
그림 2. 그림1에 대한 컨버터의 등가회로  
Fig. 2. Simplified circuit diagram for Fig. 1.



(a) B-H 특성곡선  
(a) B-H curve



(b) 전류와 인덕턴스의 관계  
(b) Inductance-current curve



(c) 포화인덕터의 전류에 의한 등가인덕턴스의 변화  
(c) Equivalent inductor according to the inductor current flowing

그림 3. 포화인덕터의 모델링  
Fig. 3. Saturable core for modelling.

## 2. 회로의 동작원리

고정주파수제어 파워드 공진형 컨버터는 포화인덕터의 포화시간만을 제외하면 기본적으로는 기존의 파워드 공진형컨버터와 같은 동작을 한다. 그림4는 그림2와 그림3의 등가모델로부터 얻은 각상태별 등가회로이다.

그림2의 등가회로와 그림3의 포화인덕터의 모델을 사용한 컨버터의 정상상태 동작은 다음과 같이 설명된다.

### 상태 1 [ $t_0 < t < t_1$ ]

시간  $t_0$ 에서 스위치SW가 턴온 되면서 스위치동작의 한주기가 시작되며, 이 기간 동안 커패시터  $C_D$ 와 인덕터  $L_r, L_{max}$ 의 전압 전류가 공진한다. 커패시터  $C_D$ 의 전압  $V_{CD}$ 가 공진에 의해 음의 값을 갖고 있기 때문에 다이오드  $D1$ 은 역바이어스가 되고 출력전류는  $D2$ 를 통해 흐른다. 이때 포화인덕터  $L_s$ 에 흐르는 전류  $i_{LS}$ 는 포화전류  $i_{sat}$ 보다 작기 때문에 높은 임피던스를 갖는 등가인덕턴스  $L_{max}$ 가 되며 흐르는 전류는 무시할 수 있을만큼 작다.

### 상태 2 [ $t_1 < t < t_2$ ]

공진에 의해 포화인덕터  $L_s$ 에 흐르는 전류  $i_{LS}$ 는  $t_1$ 에서 포화전류  $i_{sat}$ 보다 커지기 때문에 낮은 임피던스를 갖는 등가인덕턴스  $L_{min}$ 가 되며 흐르는 전류는 음의 최저치를 나타낸다. 이상태에서 커패시터  $C_D$ 와 인덕터  $L_r, L_{min}$ 이 공진하며, 커패시터  $C_D$ 의 전압  $V_{CD}$ 가  $t_2$ 에서 음에서 양의전압으로 상태가 바뀐다.

### 상태 3 [ $t_2 < t < t_3$ ]

$t_2$ 에서 커패시터  $C_D$ 의 전압  $V_{CD}$ 가 양의 값이 되면서 다이오드  $D2$ 는 역바이어스가 되고 출력전류는  $D1$ 를 통해 흐른다. 스위치SW가  $t_3$ 에서 오프될 때 까지 인덕터  $L_r, L_{min}$ 과 커패시터  $C_D$ 는 공진을 계속한다.

상태 4 [  $t_3 < t < t_4$  ]

스위치SW가  $t_3$ 에서 턴오프되면서 스위치의 전압  $V_{ds}$ 의 전압이 걸리기 시작한다. 이 기간 동안에는 스위치의 병렬 커패시터  $C_r$ 이  $C_D$ , 인덕터  $L_r$ ,  $L_{min}$ 과 함께 공진하게 된다. 이때  $V_{ds}$ 는 전압공진 때문에 턴오프시 영전압 스위칭이 가능하며,  $t_4$ 에서 포화인덕터  $L_s$ 에 흐르는 전류  $i_{L,s}$ 는 포화전류  $i_{sat}$ 보다 작게 된다.

상태 5 [  $t_4 < t < t_5$  ]

이 기간동안 포화인덕터  $L_s$ 는 증가적으로  $L_{max}$ 가 되며 높은 임피던스를 갖는다. 공진회로는 커패시터  $C_D$ ,  $C_r$ 과 인덕터  $L_r$ ,  $L_{max}$ 가 되며, 이 상태에서 공진인덕터  $L_r$ 의 전류가 양에서 음으로 되고 이때의 전압  $V_{ds}$ 는 최대치를 갖는다. 시간  $t_5$ 에서 전압  $V_{CD}$ 가 음이 되면서 상태6으로 된다.

상태 6 [  $t_5 < t < t_6$  ]

이 상태의 공진요소는 상태5와 같고 전압  $V_{CD}$ 가 음이 되면서 다이오드D1은 역바이어스가 되고 출력전류는 D2를 통해 흐른다. 공진인덕터  $L_r$ 의 전류가 음의 값을 갖기 때문에 스위치의 전류는 내부다이오드로 흐르게 되고 이때 전압  $V_{ds}$ 가 영전압이 된후  $t_6$ 에서 스위치가 턴온 되면 영전압 스위칭이 가능해 진다.  $t_6$ 에서 스위치의 한주기가 끝나고 스위칭 동작은 반복 된다. 일반적으로 포워드형 컨버터는 변압기의 포화를 방지하기 위해 리셋회로가 필요하지만 본 회로의 경우 전압  $V_{CD}$ 의 공진에 의한 자동리셋 구조에 의해 리셋회로가 불필요하다.

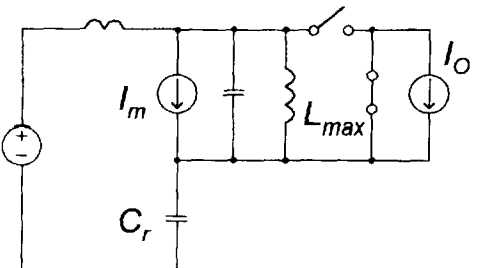
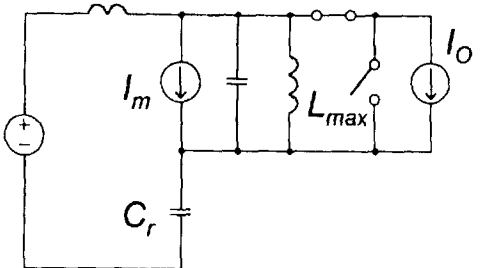
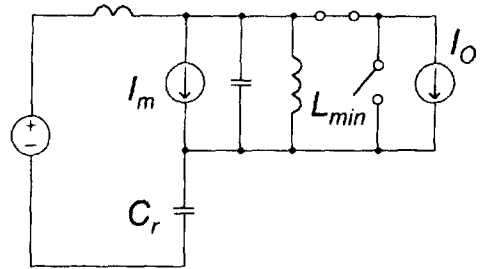
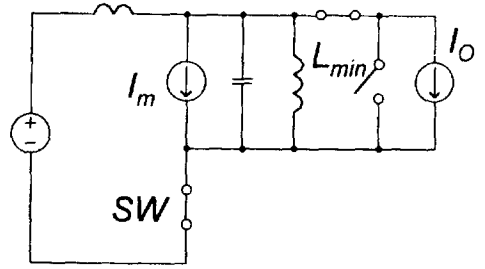
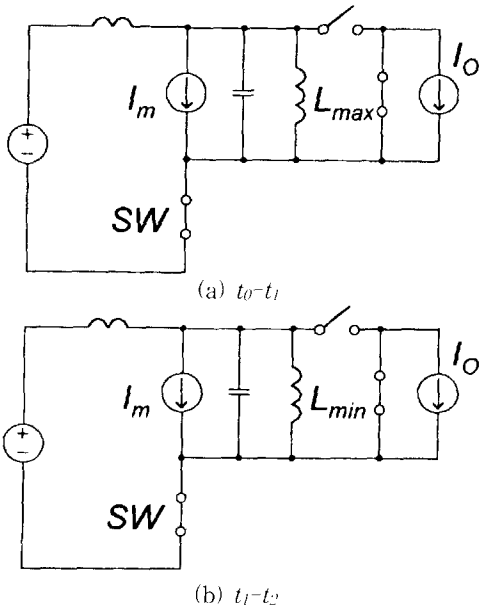


그림 4. 각상태별 등가회로  
Fig. 4. Topological stages of the converter.

3. 시뮬레이션

앞절에서 설명한 각 상태의 동작의 타당성을 확인하기 위해 실험과 시뮬레이션의 비교를 했다. 시뮬레이션

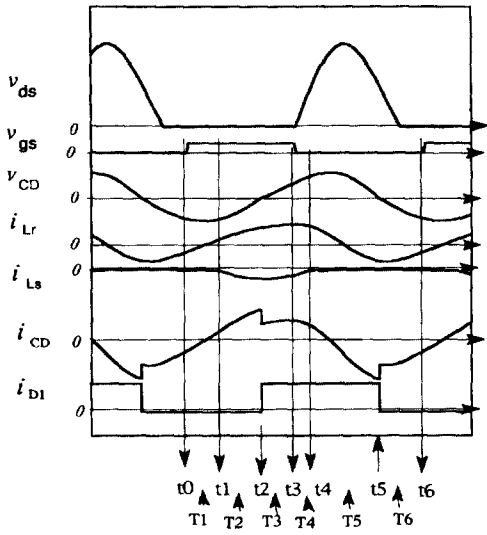
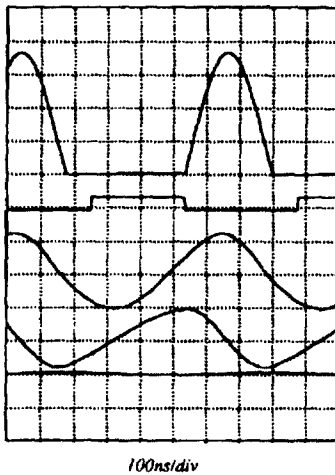
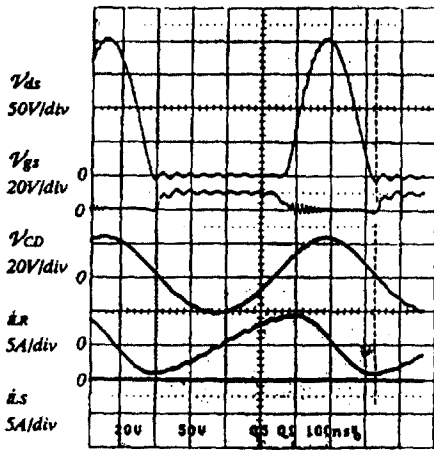
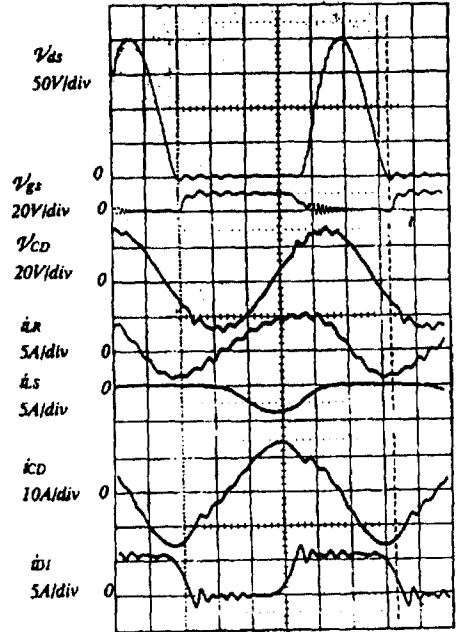
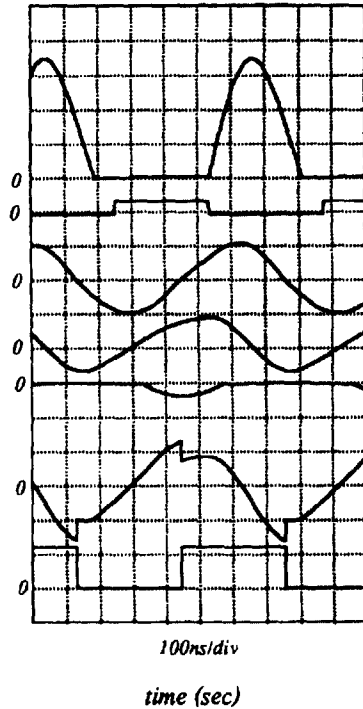


그림 5. 컨버터의 이론동작과형  
Fig. 5. Key waveforms of the converter.



(a)  $I_o = 0.5A$



(b)  $I_o = 6A$

그림 6. 실험과 시뮬레이션의 비교  
Fig. 6. Experimental and simulation waveforms of the converter.

은 그림2의 등가회로와 그림3의 포화인덕터의 모델이 사용되었다. 표1에는 실험과 시뮬레이션에 사용된 회로의 소자와 파라미터가 나타나 있다. 실험과 시뮬레이션에서는 컨버터를 1.6MHz의 일정한 스위칭주파수에서 동작시켰으며 이때 시비율은 고정되었다. 부하전류가 6A 및 0.5A 일때의 조건에서 동작시킨 결과를 그림6에 나타내었다. 그림으로부터 실험과 시뮬레이션의 결과가 비교적 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 한편 스위치Q1과 다이오드D1,2가 영전압 스위칭 동작을 하고 있기 때문에 스위칭손실이 저감 될 것으로 판단되며 비교적 높은 동작주파수에서도 전압 및 전류의 서지나 발진이 일어나지 않는 것은 공진시 공진요소에 기생요소가 흡수 될 수 있도록 회로가 동작하기 때문이며, 이 특성은 이 회로의 가장 큰 장점 중의 하나이다. 한편 부하전류가 0.5A 일 때 포화인덕터의 전류 $i_{LS}$ 는 거의 시간에 관계 없이 일정하며, 6A 일 때는 전류 $i_{LS}$ 가 포화 되고, 부하전류가 증가할수록 포화인덕터의 포화전류 $i_{LS}$ 가 정비례한다는 것을 알 수가 있다.

표 1. 실험회로에 사용된 소자와 정격  
Table 1. Parameters of the experimental circuit.

입력전압 $V_i$	48V	
공진인덕터 $L_r$	Iron powder core	T80#6, 22 Turns
공진커패시터 $C_r$	1.5nF	폴리프로필렌 커패시터
주스위치 $Q1$	IRF640	200V / 18A
2차측 공진커패시터 $C_D$	50.8nF	폴리프로필렌 커패시터
변압기 $T$	EI core	6:3Turns, $L_r=0.33\mu H$ , $L_m=145\mu H$
포화인덕터 $L_s$	MB12×8×4.5	8Turns
정류다이오드 $D1,2$	ESAD 83-004×2	
출력필터용 인덕터 $L_f$	2uH	
출력필터용 커패시터 $C_f$	20uF	MLCC
스위칭주파수 $f_s$	1.6MHz	

III. 출력전압제어

제한된 컨버터의 출력전압을 제어하기 위해 변압기의 2차측에 위치한 포화인덕터 $L_s$ 에 권선을 추가하고 저항 $R_c$ 를 결합하였다. 이때의 회로가 그림7에 나타나 있다. 저항 $R_c$ 와 출력전압과의 관계를 설명하기 위해,

그림8에 나타난 것처럼 시뮬레이션을 통해 저항 $R_c$ 값을 두 개의 상태( 0.6Ω과 100Ω)에서 변화 시키면서 포화인덕터 $L_s$ 의 전압 $V_{CD}$ 와 전류 $i_{LS}$ 의 변화를 관찰 하였다. 그림8에 나타난 것과 같이 저항 $R_c$ 값의 변화는 포화인덕터의 포화전류를 변화시키는 것이고, 결국은 전류 $i_{LS}$ 의 변화에 의해 등가 인덕턴스가 변화하게 된다. 전류  $i_{LS}$ 가 포화되는 기간은 그림4의 상태별 등가회로의 상태2,3,4에 해당되고 전류 $i_{LS}$ 와 포화인덕터의 전압  $V_{CD}$ 는 공진에 의해 정현파 상태가 되고 있으며, 특히 전압  $V_{CD}$ 는 저항 $R_c$ 가 작은 값일수록 그 최대값이 커진다는 것을 알 수가 있다. 한편 컨버터의 출력전압은 2차측 정류다이오드와 LC필터에 의해 포화인덕터의 전압  $V_{CD}$ 을 반파정류한 값의 평균치가 되기 때문에 그림8로부터 저항 $R_c$ 가 작아질수록 출력전압은 커지게 된다는 것을 알 수가 있다. 이 제어방법은 변압기 1차측의 스위칭 시간과 시비율에 의존하지 않기 때문에 컨버터는 일정한 스위칭 주파수에서 제어저항 $R_c$ 만의 변화에 의해서 출력전압을 제어할 수 가 있다. 또한 2차측에서 제어가 가능하기 때문에 제어회로를 절연시킬 필요가 없다.

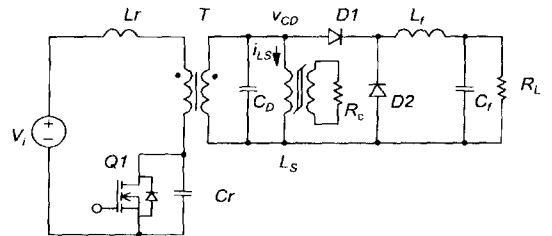


그림 7. 제어저항 $R_c$ 를 추가한 컨버터  
Fig. 7. Forward ZVS-MRC with control resistor  $R_c$ .

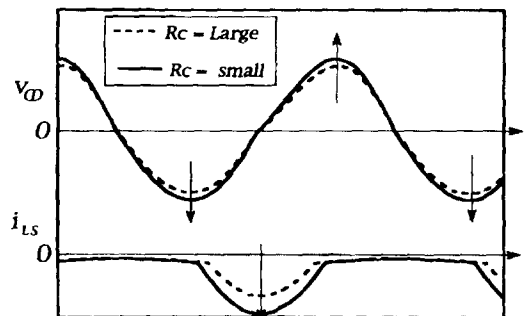


그림 8. 포화인덕터 $L_s$ 의 파형  
Fig. 8. Waveforms of saturable core  $L_s$ .

IV. 실험

제어회로를 포함한 고정주파수제어 포워드 공진형 컨버터가 그림9에 나타나 있다. 제어회로는 제어저항  $R_c$  대신에 다이오드  $D_c$ 와 MOSFET  $Q_2$ 로 구성하였고 MOSFET의 게이트와 소스전압을 오옴영역(Ohmic region)에서 동작하도록 제어하여 등가저항을 대신할 수 있도록 하였다. 출력전압을 안정화 시키기 위해 한 개의 오차증폭기를 사용하였고, 컨버터의 출력전압과 기준전압의 비교를 통해 얻은 오차전압을 주어진 이득만큼 증폭하여  $Q_2$ 를 제어하도록 하였다. 표2에는 실험에 사용된 컨버터의 입출력정격과 사용된 소자의 값을 나타내었으며, 이때 컨버터의 출력은 약50W이고, 스위칭주파수는 1.5MHz로 일정하게 하였다.

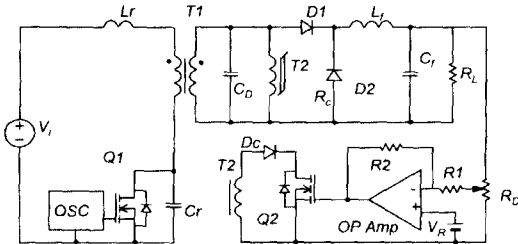
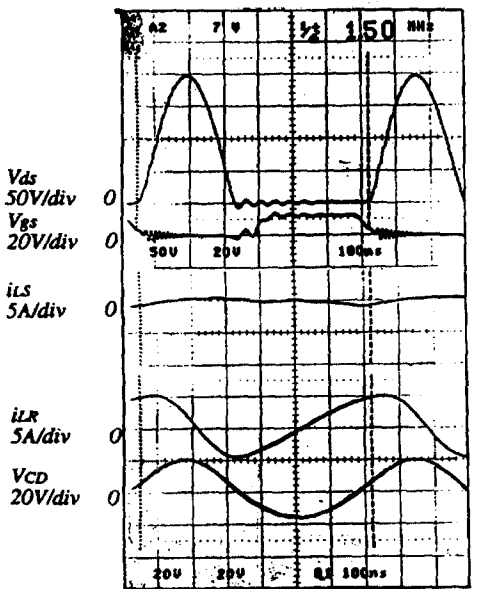
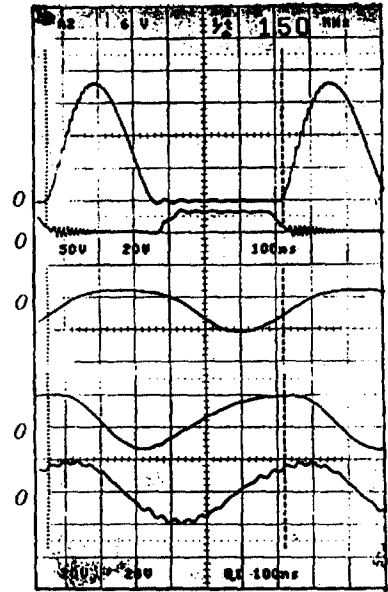


그림 9. 제어회로를 추가한 실험회로  
Fig. 9. Experimental circuit of the converter with control circuit.



(a)  $I_o = 1A, V_o = 5V$



(b)  $I_o = 10A, V_o = 5V$

그림 10. 실험파형  
Fig. 10. Experimental waveforms.

표 2. 컨버터에 사용된 소자와 정격  
Table 2. Parameters of the experimental converter.

입력전압 $V_i$	48V	
출력전압 $V_o$	5V	
출력전류 $I_o$	0.5 10A	
공진인덕터 $L_r$	Iron powder core	T80#6, 22 Turns
공진커패시터 $C_r$	1.5nF	폴리프로필렌 커패시터
주스위치 $Q_1$	IRF640	200V / 18A
$Q_2$	2SK564×2EA	100V / 32A
2차측 공진커패시터 $C_0$	50.8nF	폴리프로필렌 커패시터
변압기 $T$	EI core	6:3Turns, $L_p=0.33\mu H$ , $L_m=145\mu H$
포화인덕터 $L_s$	MB12×8×4.5	6:2Turns
다이오드 $D_1, D_c$	ESAD 83 004 2	SBD
출력필터용 인덕터 $L_f$	2uH	
출력필터용 커패시터 $C_f$	20uF	MLCC
스위칭주파수 $f_s$	1.5MHz	

그림10은 컨버터의 부하전류가 각각 1A 및 10A일 때 컨버터 각 부분의 파형을 나타내었다. 그림으로부터 컨버터는 부하전류와 관계없이 주스위치 $Q_1$ 의 전압과

전류가 영전압스위칭 하고 있으며, 포화인덕터의 전류  $i_{Ls}$ 의 최대치가 부하전류  $I_o$ 와 비례하고 있다는 것과 스위칭전압의 최대치가 부하전류에 반비례한다는 것을 알 수가 있다. 그림11은 실험회로의 부하특성을 나타내고 있다. 그림으로부터 컨버터는 부하변화에 대해 출력전압이 약5V로 일정하게 레귤레이션 되고 있다는 것을 알 수가 있다. 그림12는 부하변화에 대한 주스위치Q1의 최대전압을 기존의 가변주파수제어 공진형컨버터와 비교하여 나타낸 그림이다. 그림으로 부터 고정주파수 제어방식이 가변주파수제어방식과는 달리 전압스트레스가 부하전류에 반비례한다는 것과, 컨버터의 설계시 고정주파수 제어방식은 최소부하전류에서 스위치의 정격전압이 결정된다는 것을 알 수가 있다. 실험 컨버터의 효율특성이 그림13에 나타나 있다. 실험제작한 컨버터의 최대효율은 최대부하전류에서 나타나며 그때의 효율은 약78%이었다.

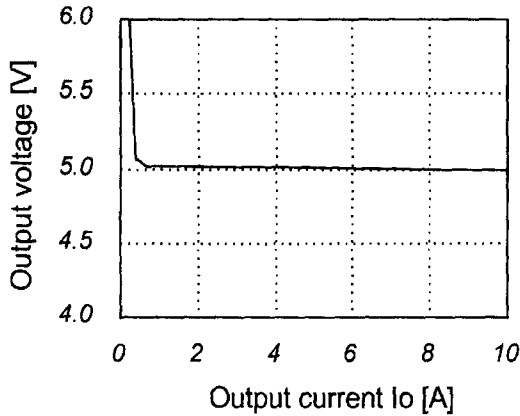


그림 11. 컨버터의 부하특성  
Fig. 11. Load characteristic of the converter.

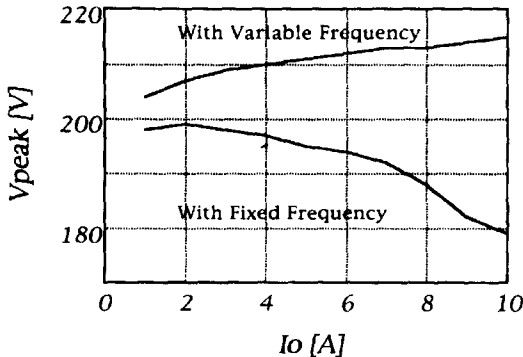


그림 12. 스위치의 전압 스트레스  
Fig. 12. Voltage stress of the main switch.

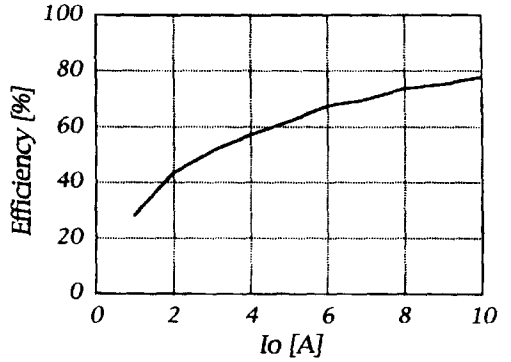


그림 13. 컨버터의 실험효율  
Fig. 13. Measured efficiency of the converter.

V. 결론

본 논문에서는 포워드 공진형 DC-DC 컨버터의 2차측에 포화인덕터를 추가하여 일정한 스위칭주파수와 일정한 시비율에서 출력전압을 제어시킬 수 있는 새로운 회로방식을 제안하였다. 제안된 컨버터는 스위칭주파수를 1.5MHz에서 동작하는 약50W 출력의 컨버터를 제작하여 제안한 제어방식의 타당성을 검토하였다. 그 결과 제안된 방식의 컨버터는 기존의 공진형 컨버터에 비해서 반도체 스위치의 전압 스트레스가 부하전류에 반비례하고 있다는 것과 일정한 스위칭주파수 및 시비율에서 동작하기 때문에 출력필터와 변압기 등의 최적설계가 가능하고 간단하게 된다는 것을 알 수가 있었다. 또한 회로방식상 출력전압의 제어는 2차측에서 행해지기 때문에 포워드형 컨버터와 같은 절연형의 컨버터에서는 제어회로가 간단하게 되며, 회로방식의 특성상 일반적으로 포워드형 컨버터에서 요구되었던 리셋회로가 자동리셋구조에 의해 불필요하게 되고, 그 결과 전체 컨버터를 더욱 소형화 시킬 수 있는 장점이 있다.

참고 문헌

[1] H. J. Kim, T. Y. Ahn, L. H. Lee, S. H. Oh, "A 2MHz resonant DC DC converter module for telecommunication application", INTELEC Record, pp. 502-508, 1991.  
[2] R. Redl, B. Molnar and N. O. Sokal, "Class E resonant DC DC power converters: analysis of operations, and experimental results at



- 1.5MHz", IEEE Transaction on power electronics, vol. 1, no. 2, pp. 111-120, Apr. 1986.
- [3] W. Tang, W. Tabisz, A. Lofti, F. C. Lee and V. Vaperian, "DC analysis and design of forward multi-resonant converter", IEEE PESC Record, pp. 862-869, 1990.
- [4] R. Ferrington, M. Jovanic, and F. C. Lee, "Constant frequency zero voltage switched multi-resonant converter: analysis, design and experimentation", IEEE PESC Record, pp. 873-880, 1989.
- [5] C. P. Henze, H. C. Martin, D. W. Parsley, "Zero-voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation", IEEE APEC proceeding, pp. 33-40, 1988.
- [6] Ionel Dan Jitaru, "A new high frequency, zero-voltage switched, PWM converter", APEC Proceeding. pp. 657-664, 1992.
- [7] T. Y. Ahn, H. J. Kim, K. Harada, "Fixed frequency, fixed duty ratio controlled Forward ZVS-MRC using a saturable core", PESC Record, pp. 551-557, 1993.
- [8] L. G. Meares, "New simulation techniques using spice", APEC Proceeding, pp. 198-205, 1986.
- [9] S. P. Hardy and J. R. Florian, "Effective nonlinear magnetic simulation using Redspice", APEC Proceeding, pp. 216-219, 1986.

---

 저 자 소 개
 

---



安 泰 榮(正會員)

1961년 3월 25일생. 1984년 2월 한양대학교 전자공학과(공학사). 1990년 2월 한양대학교 대학원 전기공학과(공학석사). 1994년 3월 큐슈대학교 전자공학(공학박사). 1994년 4월 ~ 1995년 5월 일본세이코전기제작소 연구소 과장. 1995년 6월 ~ 1996년 2월 삼성전자 마이크로사업부 선임연구원. 1996년 3월 ~ 현재 충북대학교 전기전자공학부 전임강사. 주관심분야는 스위칭 컨버터, 소프트웨어 스위칭, 조명용 인버터등