

전력MOSFET를 이용한 고주파 공진형 DC-DC

Converter의 설계와 해석에 관한 연구

차 인 수 ° 이 우 선

조선대학교 대학원 전기공학과 조선대학교 공과대학 전기공학과

A Study on the Design and Analysis of H.F Resonant Converter using power MOSFET

In-Su Cha ° Woo-Sun Lee

Department of Electrical Engineering, Cho Sun University

ABSTRACT

This paper presents a new converter composed of a P.W.M controller and a resonant converter which operates at a constant frequency. This converter has relatively simple control circuits and high conversion efficiency. The optimum operating point corresponding to maximum efficiency for the S.R.C and P.R.C operating above resonance is obtained.

1. 서 론

최근 전력제어를 하는 전력 반도체 소자로서 사이리스터가 많이 사용되고 있으나 사이리스터는 전력 제어함에 있어서 자기 소호가 필요한 단점이 있으나 자기소호를 할 수 있는 전력MOSFET는 다수 캐리어 흐름으로 인해서 전하축적이 없기 때문에 속도가 빠르고 입력 임피던스가 높기 때문에 근래에 전동기 제어등 전력제어의 반도체 전력소자로서 널리 이용되고 있다.

산업기술의 급속한 발전에 따라 전기전자기기의 구동에 보다 소형, 경량이고 효율과 신뢰성이 높은 직류 안정화 전력제어 장치로 스위칭 제어방식에 의한 L.C 공진회로 컨버터에 대해서 최근 연구되고 있다. 이 방식은 상용전원을 직접정류한 직류컨버터에 인가하고 고속도 스위칭 소자의 온, 오프 비를 변화하여 출력전압을 P.W.M 제어함으로써 전력손실이 적어 고효율을 얻을 수 있고 또한 고주파로 변환하기 때문에 변압기를 대폭적으로 소형경량화 할수있다.

공진형 컨버터는, 출력전압을 얻는 방식에 따라 직렬 공진 컨버터(Series Resonant Converter:S.R.C)와 병렬 공진 컨버터(Parallel Resonant Converter:P.R.C)로 나뉘지며 S.R.C는 높은 효율, 신뢰성, 경제성, 낮은 방사잡음 뿐만아니라 대전력 사용이 가능하며 항공기 산업 분야에 널리 이용되고 있다. 또한 P.R.C는 스위치의 턴

온, 턴오프 손실을 무시한 정도로 손실이 적기때문에 대전력 고주파 동작에 적합하다.

본 연구에서는 전력MOSFET를 이용한 컨버터 회로의 공진주파수에 대해 P.W.M구동회로에 의한 스위칭 주파수를 최적결정하여 공진컨버터의 출력전압을 얻고, 또한 P.W.M 제어기에 의해 출력파형의 고조파를 제거하여 효율을 향상시키고 공진컨버터를 소형, 경량화 하고자한다.

2. 공진 컨버터의 회로 동작 이론

본 연구에서 적용된 변조파는 싱현파가 아닌 직류파를 만송파인 삼각파와 비교하여서 출력펄스파형용 그림 1과 같이 얻었다.

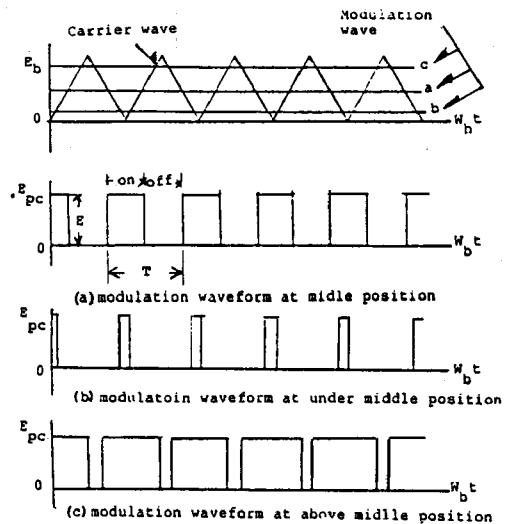


Fig.1 Triangular modulation

출력펄스는 그림 1의 (a)로부터 다음과 같이 결정된다.

$$E_o = E \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (1)$$

$$= \alpha E \quad (\alpha : \text{듀티사이클})$$

S.R.C의 정상상태 도봉모드에서 인덕터 전류와 캐패시

터 전압파형은 그림 2와 같다. 스위칭 지연각  $\alpha$ 와 스위칭 도봉각  $\beta$ 는 각주파수와 관계를 맺는다.

$$V_e = L_r(d i_L/dt) + V_{cr} \quad (9)$$

$$V_{cr} = (1/C_r) \int (i_L - I_e) dt \quad (10)$$

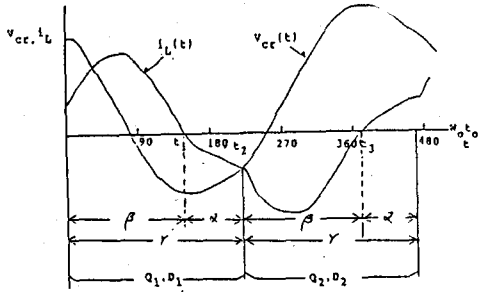


Fig.2 Steady state inductor current and capacitor voltage waveforms in S.R.C

스위칭 소자  $Q_1$ 이 턴온하면 ( $t_2$ 에서  $Q_2$ 가 턴온한다) 인덕터 전류와 캐패시터 전압방정식은 시간 간격에 따라 식 (2), (3), (4), (5)로 주어진다.

$$i_L(t) = I_{L0} \cos(\omega_0 t) + [(V_{10} - V_0)/Z_0] \sin(\omega_0 t) \quad (0 \leq t \leq t_1) \quad (2)$$

$$i_L(t') = [(V_{11} + V_0)/Z_0] \sin(\omega_0 t') \quad (0 \leq t' \leq t_2 - t_1) \quad (3)$$

$$V_{cr}(t) = -I_{L0} Z_0 \sin(\omega_0 t) + (V_{10} - V_0) \cos(\omega_0 t) + V_0 \quad (0 \leq t \leq t_1) \quad (4)$$

$$V_{cr}(t') = (V_{11} + V_0) \cos(\omega_0 t') - V_0 \quad (0 \leq t' \leq t_2 - t_1) \quad (5)$$

식(2), (3), (4), (5)에서 각파라미터들은 식(6)으로 주어진다.

$$V_{10} = V_{cin1}(0), V_{11} = V_{cr}(t_1), V_{12} = V_{cr}(t_2) \\ V_{20} = V_{cin2}(0), V_{21} = V_{in} - V_{11}, t' = t_2 - t_1 \quad (6)$$

$V_0$ : 변압기 1차전압  $I_{L0}$ : 인덕터의 초기치 전류

P.R.C의 정상상태 도봉모드에서 인덕터 전류와 캐패시터 전압파형은 그림 3과 같다. 그림 3으로부터 인덕터 전류와 캐패시터 전압방정식은 식(7), (8)로 주어진다.

$$i_L(t) = I_e + [I_L(0^+) - I_e] \cos \omega_0 t + \omega_0 C_r [V_e - V_{cr}(0^+)] \sin \omega_0 t \quad (7)$$

$$V_{cr}(t) = V_e + [V_{cr}(0^+) - V_e] \cos \omega_0 t + \omega_0 L_r [I_L(0^+) - I_e] \sin \omega_0 t \quad (8)$$

식(7), (8)로부터  $V_e$ ,  $V_{cr}$ 은 식(9), (10)로 주어진다.

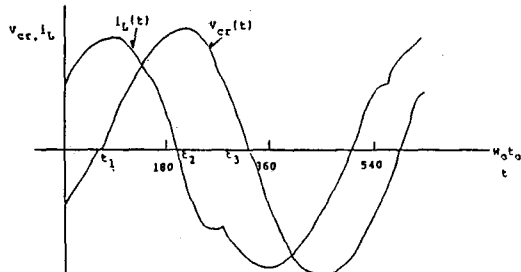


Fig.3 Steady state inductor current and capacitor voltage waveforms in P.R.C

3. 실험결과 및 고찰

S.R.C의 전력회로를 그림 4에 나타냈다.

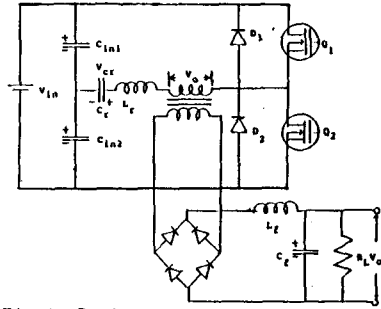


Fig.4 Series resonant converter

P.W.M 제어기 회로와 블록선도 그리고 구동회로를 그림 5, 6, 7에 나타냈다.

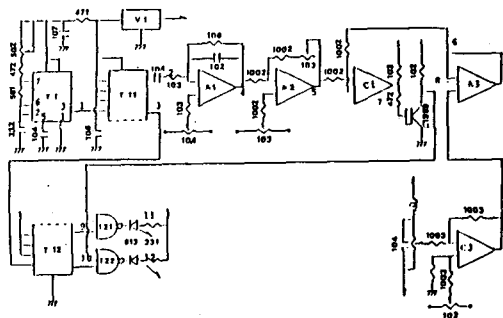


Fig.5 Control circuit of P.W.M

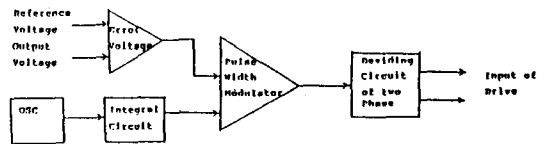


Fig.6 Block diagram of P.W.M Controller

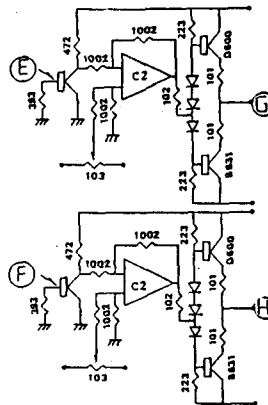
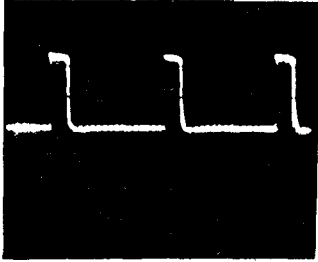


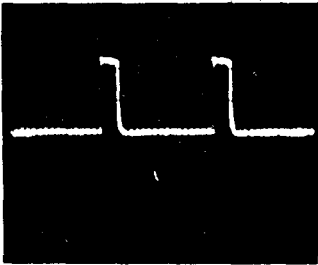
Fig.7 Drive circuit

구동회로의 출력펄스 파형을 그림 8에 나타냈다. 8(a)는 그림 4의 공진회로 스위칭소자  $Q_1$ , 8(b)는  $Q_2$ 의 입력펄스 파가 된다.

정상상태 도통모드에서 S.R.C와 P.R.C의 캐패시터 전압파형과 인덕터 전류파형을 그림 9에 나타냈다.

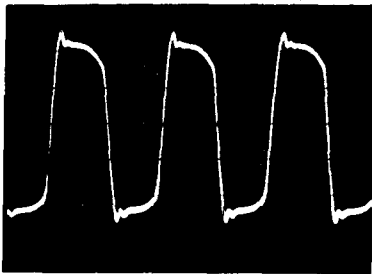


(a) Input pulse voltage waveform of  $Q_1$

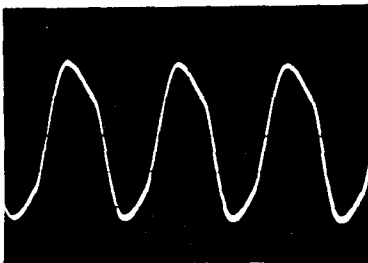


(b) Input pulse voltage waveform of  $Q_2$

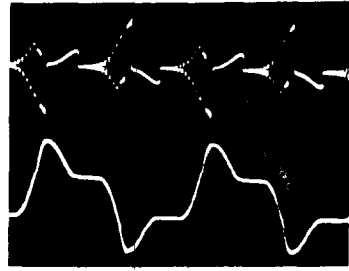
Fig. 8 Input pulse voltage waveform of switching device (0.1V/div, 20 $\mu$ s/div)



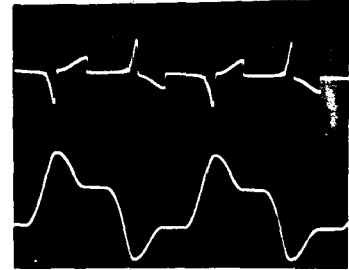
(a) Capacitor voltage waveform of S.R.C (10V/div, 20 $\mu$ s/div)



(b) Capacitor voltage waveform of P.R.C (10V/div, 20 $\mu$ s/div)



(c) Inductor current and capacitor voltage waveform of P.R.C using Bipolar Transistor (10V/div, 2A/div, 20 $\mu$ s/div)



(d) Inductor current and capacitor voltage waveform of P.R.C using power MOSFET (10V/div, 2A/div, 20 $\mu$ s/div)

Fig. 9 Inductor current and capacitor voltage waveform of S.R.C and P.R.C

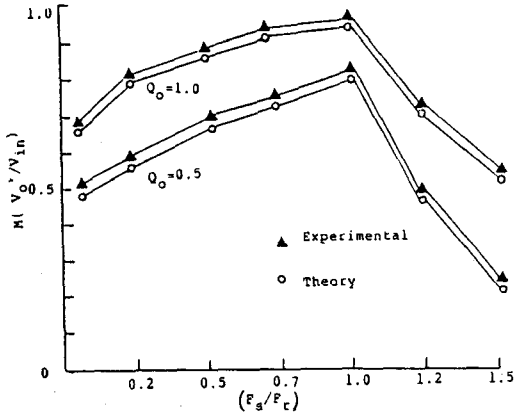
그림 9에서 (a)는 S.R.C의, 공진 캐패시터 양단의 전압 파형이 정현파로 나타났다. (b)는 P.R.C의 공진 캐패시터 양단의 전압파형이 정현파로 나타났다. (c)는 P.R.C에 있어서 Bipolar Transistor 사용시 캐패시터 전압과 인덕터 전류파형을 나타냈다. (d)는 P.R.C에 있어서 MOSFET 사용시 캐패시터 전압과 인덕터 전류파형을 나타냈다. (a), (b)에서 S.R.C의 캐패시터 전압파형이 P.R.C의 캐패시터 전압파형보다 왜형율이 심하게 나타났고, (c), (d)에서 Bipolar Transistor가 power MOSFET 사용시 보다 인덕터 전류의 왜형율이 크게 나타남을 알 수 있다.

Table 1. Power switching loss component

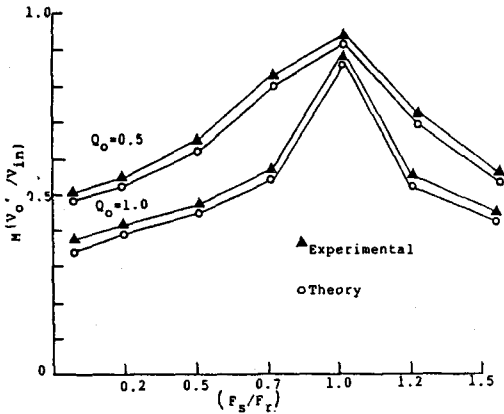
loss component	theoretical (Bipolar TR)	theoretical (MOSFET)
Turn on loss	0.0	0.0
Turn off loss	0.036	0.01
On state loss	1.725	4.45
Q loss	0.126	0.126
Diode loss	0.155	0.155
Transformer loss	0.5	0.5
Rectifier loss	3.3	3.3
Base drive loss	4.416	negnigible
Total loss	10.245	8.543
Efficiency	91.3	92.6

표 1에서는 바이폴라 트랜지스터와 전력MOSFET를 스위칭 소자로 사용했을때 손실에 대한 비교를 나타냈는데 전력 MOSFET가 효율이 더 높음을 볼 수 있다.

전력MOSFET를 이용한 병렬, 직렬 공진회로에서 공진주파수와 스위칭 주파수의 출력전압 특성을 그림10에 나타냈다. 공진주파수와 스위칭 주파수가 같을 때, 즉 ( $f_s/fr$ ) = 1일때 최대 직류변환율을 나타냈다.



(a) P.R.C



(b) S.R.C

Fig.10 Voltage conversion ratio vs. switching frequency and resonant frequency

그림 11 은 직류변환율  $M (= \frac{V_o'}{V_{in}})$  가 0.1 ~ 1.0 까지 변화하고 스위칭주파수  $f_s$  및 공진주파수  $f_r$  비 ( $= f_s/fr$ ) 를 1.05 ~ 1.30 까지 변화시켰을때 출력전류  $I_o$  와의 관계에서  $I_o - M$  특성을 나타냈다.

그림 12 은 공진 주파수  $f_r$  과 스위칭 주파수  $f_s$  의 비가  $f_s/fr > 1$  일때와  $f_s/fr = 1$  일때의 전력MOSFET 와 바이폴라 트랜지스터를 사용시 출력전압변환 특성을 나타냈다. 동일부하에서 전력MOSFET가 바이폴라 트랜지스터 사용시 보다 직류변환효율이 높는데 전력MOSFET의 우수한 스위칭 특성에 기인한것으로 생각한다.

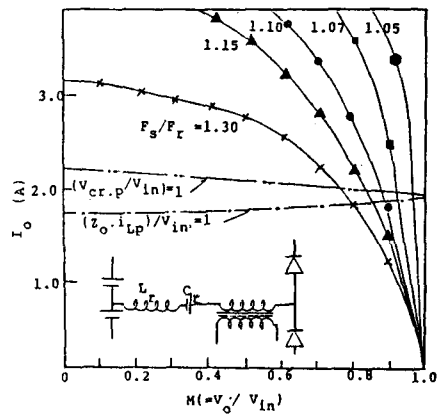


Fig.11 Characteristic of output current  $I_o$  and conversion M

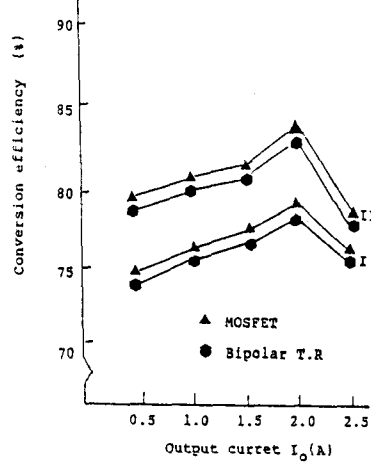


Fig.12 Conversion efficiency characteristic in the two range

I:  $f_s/fr = 1$ , II:  $f_s/fr > 1$

#### 4. 결 론

전력MOSFET를 스위칭 소자로 이용하여 고주파 직, 병렬 공진 DC-DC컨버터를 설계하고 해석한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 변환효율 특성에 있어서 출력전류가 2.0(A)일때 병렬 공진시 MOSFET 소자가 84% 바이폴라 트랜지스터가 82%로써 전력MOSFET의 효율이 높았다.
- 2) 병렬 공진시 캐패시터 전압의 왜곡율이 직렬 공진시 캐패시터 전압과형 왜곡율보다 적게 나타났다.
- 3) 공진 주파수 ( $f_r$ ) 및 스위칭 주파수 ( $f_s$ ) 변화에 대한 직류 전압변환율은 P.R.C에서  $f_s/fr = 1$  일때 최대를 나타냈으며 선택도 Q가 높아질수록 대역폭이 감소되었다. 또 S.R.C에서는 직류 전압변환율은  $f_s/fr = 1$  일때 최대를 나타냈으나 선택도 Q가 높아 질수록 주파수 대역폭이 증가되는 현상을 보였다.

- 4) 주파수를 높임으로써 컨버터는 소형, 경량화되어 35(V) 3(A)를 사용할 수 있는 100(W)정도 출력을 낼 수 있는 것의 크기가 20 cm × 25 cm × 10 cm 정도의 크기로 되었고 그의 무게도 코어와 히트싱크민트의 무게로 되어 아주 가볍게 되었으며 싸이리스터를 이용한 컨버터는 싸이리스터 자체손실이 많고 전체 무게나 경제적으로 많은 부담이 되었으나 전력MOSFET를 공진회로에 이용하여 전력변환함으로써 리플을 줄였을 뿐만 아니라 싸이리스터에 비해 무게를 줄였고 경제적으로 저렴하게 되었다.

참 고 문 헌

- 1) J.L. Hudgins, W.M. Portnoy, "Fast transient behaviour of thyristor switches," IEEE. Power Eletro. Spec. Conf. 16th pp458 ~ 462, 1985.
- 2) 이우선, "전력MOSFET의 온도변화 특성에 관한 연구," 전기학회 논문지 제 35권 제 7호 pp18~24, 7월 1986.
- 3) K.Kuwabara, J.Chida, E.J. Miyachika, "A constant frequency series resonant DC-DC converter with P.W.M controlled output," PESC. 88 RECORD, Vol. 2, pp563~565, 1988.
- 4) Y.G. Kang, A.K. Upadhyay, "Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter," IEEE. Trans. Power Eletonics, Vol. 3, No.3, pp254~265, July. 1988.
- 5) A.F. Wikulki, R.W. Erickson, "Steady state analysis of the series resonant converter," IEEE. Trans. Aerospace and Electronic System Vol. AES-21, No.6, pp791~799, November. 1985.
- 6) A.K.S.Bhat, S.B. Dewan, "Loss calculation in transistorized parallel resonant converter operating above resonance," IEEE. Power Eletro. Spec. Conf. 19th. Vol.2, pp583~590, 1988.