

## 이동통신 기지국용 SMPS 개발 연구

지 준 근<sup>1\*</sup>

### Research on Development of SMPS used in a Base Station for Mobile Communication

Jun-Keun Ji<sup>1\*</sup>

**요 약** 본 논문에서는 통신 기지국용 전원으로 사용할 수 있는 위상 제어 직렬 공진형 컨버터 시스템을 제안하고 동작 원리 및 특성을 살펴보았다. 위상 제어 직렬 공진형 컨버터 시스템은 POSR(Parallel Output Series Resonant) 형태이기 때문에 부하에 강인하고 MOSFET 스위치의 위상을 제어함으로써 입력전압의 변화에도 안정된 출력을 보여준다. 먼저 시스템의 분석과 PSIM 프로그램을 사용한 시뮬레이션을 하였고, 또한 실제 시스템의 실험을 통하여 시스템의 특성을 확인하였다.

**Abstract** In this paper, phase controlled series resonant converter (PCSRC) system for power supply of communication station is suggested. PCSRC system is robust to load variations because it is POSR (parallel output series resonant) type. And it provides stable output voltage by changing phase of MOSFET switches to input voltage variations. Firstly, operation analysis about suggested series resonant converter system was carried. Then simulations using PSIM and experiments to actual system were carried to prove characteristics of suggested system.

**Key Words** : 공진형 컨버터, PCSRC(Phase Controlled Series Resonant Converter), ZVS(Zero Voltage Switching)

## 1. 서 론

전력변환 시스템에서의 제어 전원은 다음과 같은 특성을 필요로 한다. 첫째로, 출력 전압이 입력 전압과 부하의 변동에 대해서 일정하여야 한다. 둘째로, 출력이 입력과 전기적으로 절연이 되어야 한다. 셋째로, 출력전압과 소비전류가 다르고 서로간에 절연된 많은 출력이 필요하다. 넷째로, 신뢰성이 있어야 하고 소형이며 고효율이어야 한다[1, 2].

그림 1은 구성될 전원 장치의 전체 구성도이다. 본 전원 장치는 위에서 설명한 다른 장치에 비해 많은 장점을 갖는다. 주 회로를 POSR(Parallel Output Series Resonant)로 채택하였기 때문에 부하변동에 둔감하며 스위칭 손실이 적고 고주파 운전이 가능하기 때문에 여러 가지 유도성 소자(인덕터, 변압기 등)의 크기를 최소화시킬 수가 있다. 예를 들어 2차측 변압기는 20W전원을 공급하기 위하여 EI코어(core)를 사용했을 경우 단

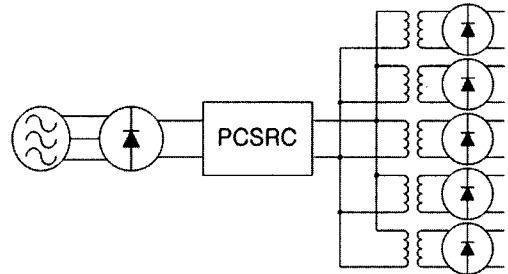


그림 1. 전원 장치의 전체 구성도

면적이 25 mm<sup>2</sup>으로 상당히 작다. 출력 전압이 거의 정현파에 가까우므로 EMI 문제가 없고 그림에서 보듯이 1차와 2차간의 절연이 용이하므로 IGBT, GTO, MOSFET의 고속 스위칭에서 문제가 되는 커플링(Coupling) 커패시터를 대폭 줄일 수가 있다.

## 2. PCSRC의 동작 원리

### 2.1 출력전압 제어 원리

그림 2에 PCSRC(Phase Controlled Series Resonant Converter)의 회로 구성도를 표시 하였다. 그림에서 L은 공진 인덕터이고 C는 공진 커패시터, C<sub>c</sub>는 출력전

이 논문은 2003년도 순천향대학교 교수 연구년제와 한국 과학재단 지정 순천향대학교 차세대BIT무선부품연구센터(20030174)의 지원에 의하여 연구되었음.

<sup>1</sup>순천향대학교 정보기술공학부

\*교신저자: 지준근(jkji@sch.ac.kr)

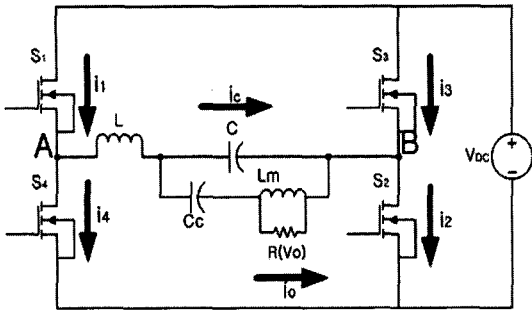


그림 2. PCSRC의 회로구성도

압에서 DC Offset을 제거하기 위한 커패시터,  $L_m$ 은 출력 변압기의 여자 인덕턴스(mutual inductance),  $R$ 은 부하이다.

회로의 동작에서 반주기( $180^\circ$ )동안  $S_1$ 과  $S_2$ 를 ON 시키고 나머지 반주기 동안  $S_3$ ,  $S_4$ 를 ON 시키는 것을  $0^\circ$  스위칭이라 정의한다.  $V_{AB}$ 는  $S_1$ ,  $S_2$  ON 시키는 동안  $V_{DC}$ 가 되고  $S_3$ ,  $S_4$ 를 ON 시키는 동안  $-V_{DC}$ 가 되며 이 때 출력 전압은 최대가 된다.

또, 반주기 동안  $S_1$ ,  $S_3$ 를 ON 시키고 나머지 반주기 동안은  $S_2$ ,  $S_4$ 를 ON 시키는 것을  $180^\circ$  스위칭이라 정의한다.  $S_1$ 과  $S_3$ ,  $S_2$ 와  $S_4$ 를 ON 시키면  $V_{AB}$ 는 영(zero)이 된다.  $V_{AB}$ 에 전원이 공급되지 않으므로 출력전압은 최소가 된다.  $0^\circ$ 와  $180^\circ$ 사이의 스위칭은 다음과 같이 정의된다. 예를 들어  $30^\circ$ 스위칭이란 반주기에서  $30^\circ$ 를 뺀  $150^\circ$ 동안  $S_1$ 과  $S_2$ 를 ON시키고 나머지  $30^\circ$  동안  $S_1$ 과  $S_3$ 를 ON시킨다. 마찬가지로 나머지 반주기 동안의  $150^\circ$  동안은  $S_3$ ,  $S_4$ 를 ON 시키고 나머지  $30^\circ$  동안  $S_2$ ,  $S_4$ 를 ON 시키는 것을 의미한다. 이 경우  $150^\circ$ 동안  $V_{AB}$ 는  $V_{DC}$ 가 되고  $30^\circ$  동안은 영(zero)이 되고, 또  $150^\circ$  동안  $V_{AB}$ 는  $-V_{DC}$ 가 되고 나머지  $30^\circ$  동안은 영(zero)이 된다.  $0^\circ$  스위칭과  $30^\circ$  스위칭시  $V_{AB}$ 전압을 그림으로 나타내면 그림 3, 4와 같다[3-5].

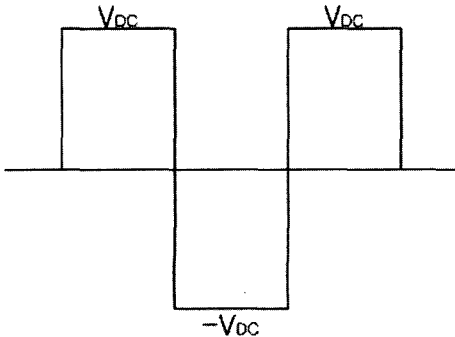


그림 3.  $0^\circ$  스위칭시  $V_{AB}$ 전압

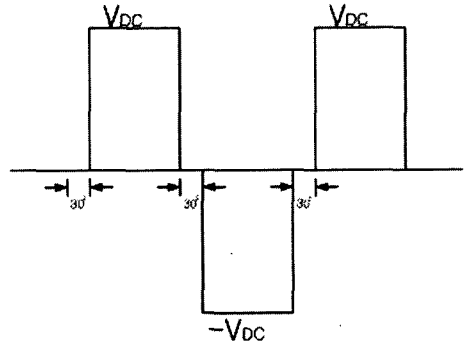


그림 4.  $30^\circ$  스위칭시  $V_{AB}$ 전압

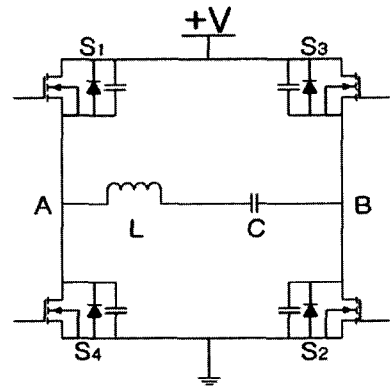


그림 5. 기본 H-Bridge Converter

출력전압을 조절하는 방법은 출력전압이 높을 때는 출력전압이 원하는 전압이 될 때까지 스위칭을  $180^\circ$  스위칭쪽으로 옮기고 출력전압이 낮을 경우에는 출력전압이 원하는 전압이 될 때까지  $0^\circ$  스위칭 쪽으로 옮기면 된다.

### 2.2 영(zero)전압 스위칭 방법

기본 위상 제어 직렬 공진형 컨버터의 회로 구성을 간략하게 표현하면 그림 5와 같으며 H-Bridge 부하단의  $L$ 과  $C$ 는 공진을 위한 소자를 나타낸다.

스위치 구동의 기본적인 동작은  $S_1$ ,  $S_2$  도통시킨 후  $S_3$ ,  $S_4$ 를 도통시키는 보통의 PWM과 같은 방식으로 동작시킨다. 다른 점은 스위치가 Turn-ON 되거나 Turn-OFF 되는 시점의 중간 단계에 다음 단계의 스위치 양단전압을 영(zero)전압으로 조절하기 위한 스위칭 단계가 포함된다. 스위칭 단계는 총 8단계로 나눌 수 있으며, 각각의 경우를 분석해보면 그림 6-13과 같다. 각 그림에서 회로 내부의 화살표로 전류의 방향을 나타내었다.

그림 6에서 대각으로 위치한 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 를 ON 시키면, 전원,  $S_1$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $S_2$ 를 통해서 전류가 흐르게 된

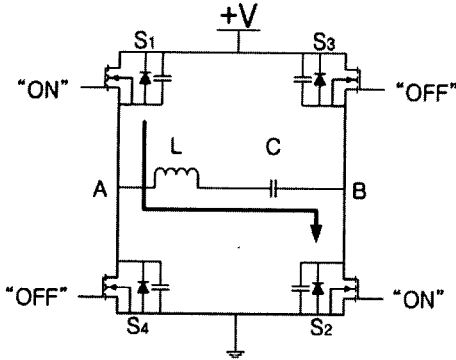


그림 6. 단계 1

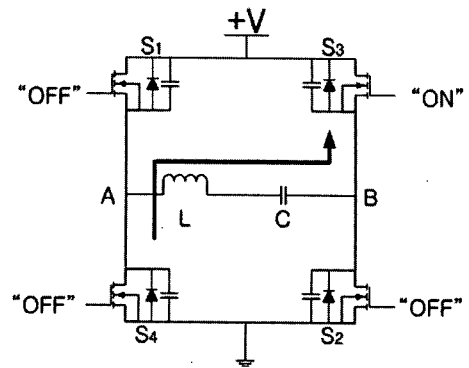


그림 9. 단계 4

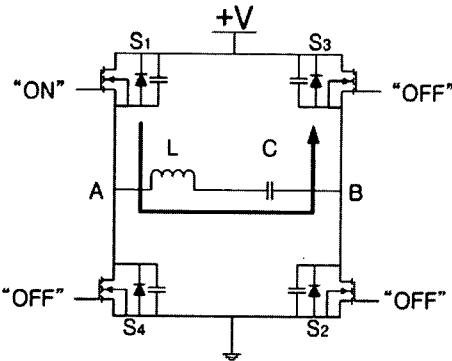


그림 7. 단계 2

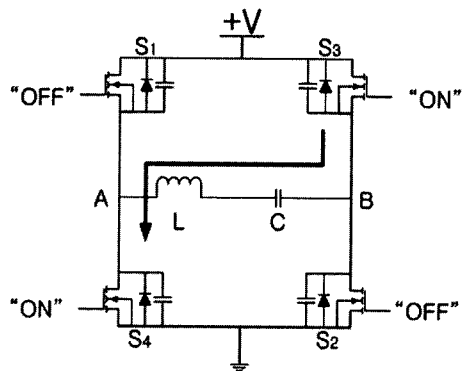


그림 10. 단계 5

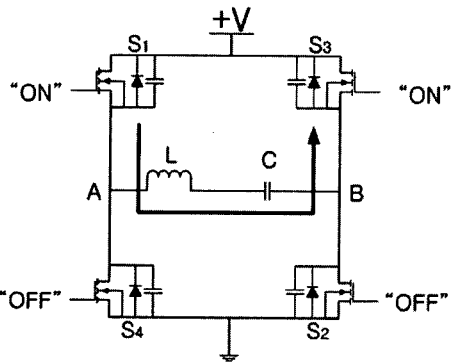


그림 8. 단계 3

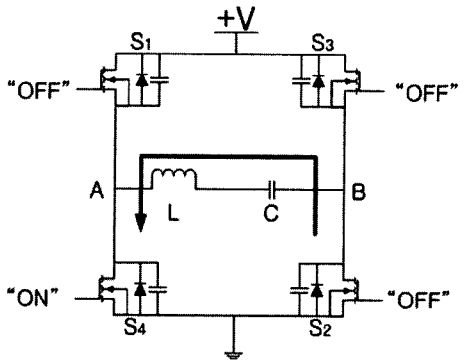


그림 11. 단계 6

다. 이때 L, C에 에너지가 축적된다.

그림 7에서 S<sub>2</sub> 스위치를 OFF 시키면 전류의 흐름은 S<sub>1</sub>, L, C, S<sub>3</sub>-다이오드가 되어 S<sub>2</sub>를 통하여 흐르던 전류는 S<sub>3</sub>-다이오드를 통하여 free-wheeling하게 되고 이때 S<sub>3</sub> 양단 전압은 영(zero)이 된다.

그림 8에서 S<sub>3</sub> 스위치를 ON 시키더라도 L, C에 충전된 에너지에 의해서 S<sub>3</sub>-다이오드와 S<sub>1</sub> 스위치로 전류가 계속 흐르게 된다.

그림 9에서 S<sub>1</sub> 스위치를 OFF 시키면 S<sub>1</sub>, L, C, S<sub>3</sub>-다이오드를 통하여 흐르던 전류는 S<sub>3</sub>-다이오드, 전원, S<sub>4</sub>-다이오드, L, C를 통하여 흐르게 되고 이때 S<sub>4</sub> 양단 전압은 영(zero)이 된다.

그림 10에서 S<sub>3</sub>-다이오드, 전원, S<sub>4</sub>-다이오드, L, C를 통하여 흐르던 전류는 L, C에 충전되어 있던 에너지가 전부 소모된 후 전원, S<sub>3</sub>, C, L, S<sub>4</sub>를 통하여 흐르게 되고, 이전 단계에서 S<sub>3</sub>, S<sub>4</sub> 양단전압은 영(zero)상태였으

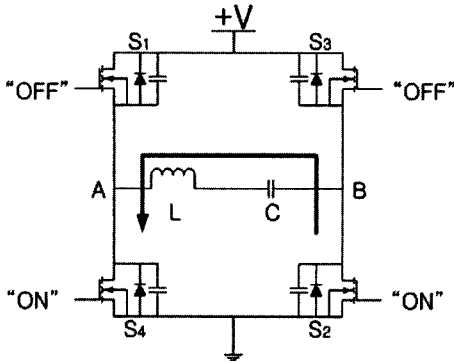


그림 12. 단계 7

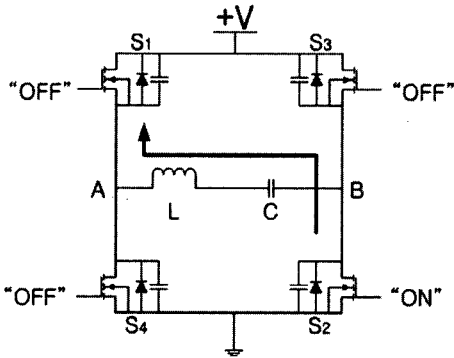


그림 13. 단계 8

므로 ZVS(Zero Voltage Switching)가 이루어지게 된다. 이때, 스위칭 그림 6의 단계 1과는 반대의 에너지가 L과 C에 축적된다.

그림 11에서 S<sub>3</sub> 스위치를 OFF 하게 되면 C, L에 충전된 에너지에 의해 전류의 방향은 바뀌지 않고 S<sub>2</sub> 다이오드, C, L, S<sub>4</sub>를 통하여 free-wheeling 전류가 흐르게 된다.

그림 12에서 S<sub>2</sub>를 ON 하게 되더라도 C, L에 저장된 에너지에 의해서 free-wheeling 전류는 계속 같은 방향으로 흐르게 된다.

그림 13에서 S<sub>4</sub>를 OFF하게 되면 C, L에 저장된 에너지에 의해서 S<sub>2</sub> 다이오드, C, L, S<sub>1</sub> 다이오드, 전원을 통하여 전류가 흐르게 되고 '스위칭 단계 1'과 이어지게 된다. 이 단계에서 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>는 다이오드를 통하여 전류가 흐르므로 영(zero)이 되고 다음 단계에서 전류의 방향이 바뀌더라도 스위치 양단 전압은 영(zero)이므로 ZVS(Zero Voltage Switching)가 이루어진다.

### 2.3 출력전압 안정 방법

위상제어에 따른 A, B양단 전압을 푸리에 전개(Fourier Expansion)하여 기본과 성분 V<sub>1</sub>를 그림 14에서 구해보면 식(1)과 같다.

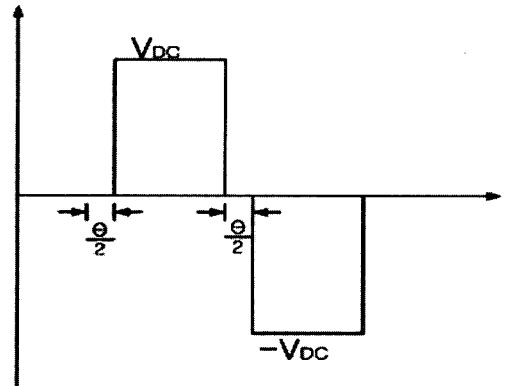


그림 14. 위상각  $\theta$ 에 대한 VAB전압

$$V_1 = \frac{4 \cdot V_{DC}}{\pi} \cos \frac{\theta}{2} \quad (1)$$

위에서 구한 V<sub>1</sub>를 이용하면 A, B 양단에 크기가 V<sub>1</sub>인 교류 전원이 연결된 것으로 회로를 변환할 수 있다. 그림 15는 이 변환된 회로를 나타낸다. 이 회로에서 j $\omega$ Lm은 R보다 훨씬 크기 때문에 그림 15를 그림 16으로 변형할 수 있다. 그림 16의 회로에서 정상상태일 때의 출력전압 V<sub>out</sub>(=VR)을 구해 보면 다음과 같다.

$$|V_{out}| = \left| \frac{j\omega C_c R V_1}{1 - \omega^2 L C_c - \omega^2 L C + j\omega C_c R (1 - \omega^2 L C)} \right| \quad (2)$$

$$|V_{out}| = \frac{\omega C_c R V_1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L C_c - \omega^2 L C)^2 + \omega^2 C_c^2 R^2 (1 - \omega^2 L C)^2}} \quad (3)$$

$$|V_{out}| = \frac{\frac{4}{\pi} \omega C_c R V_{DC} \cos \frac{\theta}{2}}{\sqrt{(1 - \omega^2 L C_c - \omega^2 L C)^2 + \omega^2 C_c^2 R^2 (1 - \omega^2 L C)^2}} \quad (4)$$

식 (4)에서  $\theta$ 가 0° 일때 출력이 최대이고  $\theta$ 가 증가하면 출력은 감소하다가 180° 일때 출력이 최소가 됨을 알 수 있다. 또한 식 (4)에서 출력전압의 분모는  $\omega$ 의 제곱에 비례하고 분자는  $\omega$ 에 비례 하므로 출력 전압이

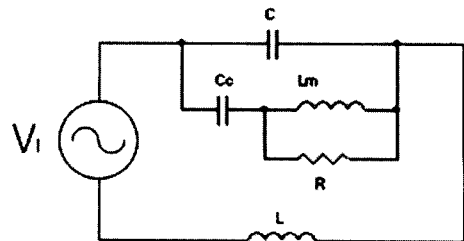


그림 15. 변환된 회로(1)

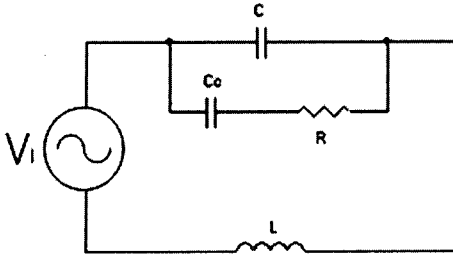


그림 16. 변환된 회로(2)

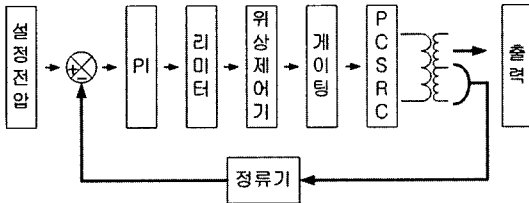


그림 17. 전압 제어시스템 구성도

스위칭  $\omega$ 에 반비례함을 알 수 있다. 그러므로  $\omega$ 를 증가 시키면 출력 전압이 줄어든다.

### 2.4 전압 제어

본 연구에서 사용된 전압 제어 시스템은 위의 그림 17과 같다. 위의 구성도에서 PCSRC의 출력 전압은 변압기를 통해 부하로 전달되거나 적당한 전압으로 강압된 뒤 출력전압 실패치에 해당되는 정류기를 거쳐 직류 전압으로 변환된 후에 기준전압과 함께 위상 제어 소자(ML4818)[6, 7] 내부의 OP 앰프로 구성된 PI 제어기의 폐환 입력으로 들어간다. 기준 전압과 출력 전압은 위상 제어 소자에서 각 스위치의 스위칭 신호로 변화되며 이것으로 게이팅 회로를 구동시킨다.

## 3. 시뮬레이션

### 3.1 시뮬레이션 조건

### 3.2 초기 구동시 출력 파형

그림 18은 초기구동시 폐환전압( $V_{FB}$ ), 기준전압( $V_{REF}$ )

표 1. 시뮬레이션 조건

L	410 $\mu$ H
C	0.03 $\mu$ F
$C_c$	1 $\mu$ F
$L_m$	4 mH
공진 주파수	40 kHz
스위칭 주파수	66 kHz

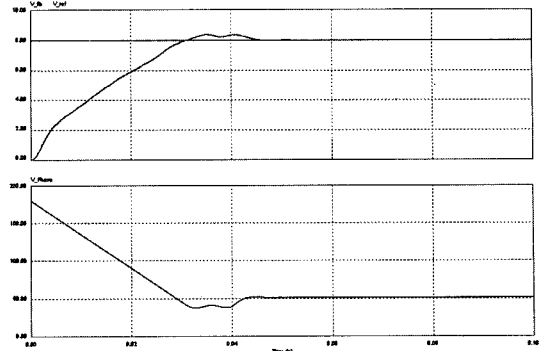


그림 18. 초기구동시  $V_{FB}$ ,  $V_{REF}$ 와 위상

(윗그림)과 위상(아랫그림)을 보여준다. 시뮬레이션의 반복수행을 통해서 PSIM에서 PI 제어기의 P게인과 Time Constant를  $K_p=10$ , Time Constant=0.01로 정하였다.

### 3.3 DC Link 전압 변동

그림 19는 입력전압을 정상상태 100V에서  $\pm 20\%$  변동하였을 때 출력 파형이다. 입력전압( $V_{DC}$ ) (첫째 파형)이 120V에서 80V로 변화할 때 위상(셋째 파형)을 점점 줄여서  $V_{FB}$ (둘째 파형)를 일정하게 유지하는 것을 확인할 수 있다.

### 3.4 부하 변동시 $V_c$ 전압

그림 20은 부하를 2.5W에서 5W로 다시 2.5W로 변화했을 때의 동작 파형이다. 부하(셋째 파형) 변동시 역시 위상(둘째 파형)을 조절하여 일정한  $V_{FB}$ (첫째 파형)를 유지하는 것을 확인할 수 있다.

위 시뮬레이션 결과를 바탕으로 PCSRC은 입력전압 변동이나 부하 변동에 강인한 특성을 보이는 것을 확인할 수 있다.

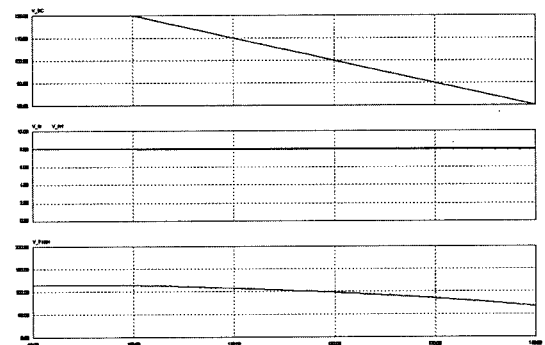


그림 19. DC Link 전압변동시  $V_{DC}$ ,  $V_{REF}$ ,  $V_{FB}$ , 위상

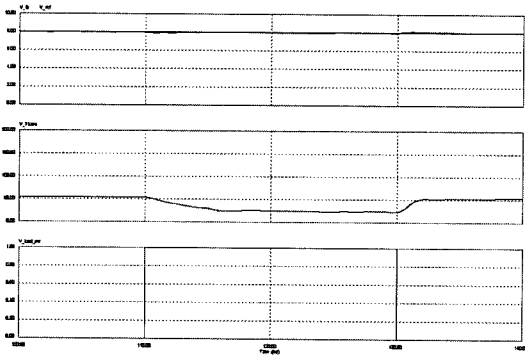


그림 20. 부하 변동시  $V_{REF}$ ,  $V_{FB}$ , 위상

### 4. 실험결과

#### 4.1 초기 구동 출력 파형

그림 21의 윗그림에서 초기기동시 과도상태에서 약 60 ms동안 출력전압( $V_O$ )에 약간 높은 전압이 출력됨을 볼 수 있다.

#### 4.2 DC Link 전압 변동시

#### 4.3 부하시

그림 22, 그림 23, 그림 24는 각각 입력 DC Link 전압을 80V, 100V, 120V로 변화했을 때의 출력이다. 링크 전압 변동에도  $V_{FB}$ 는 항상 일정하게 유지되는 것을 확인할 수 있다.

그림 25는 부하시 출력파형이다. 부하시(5W)의  $V_{FB}$  (세번째)는 DC Link 전압 변동시와 마찬가지로 항상 일정한 유지하는 것을 확인할 수 있다.

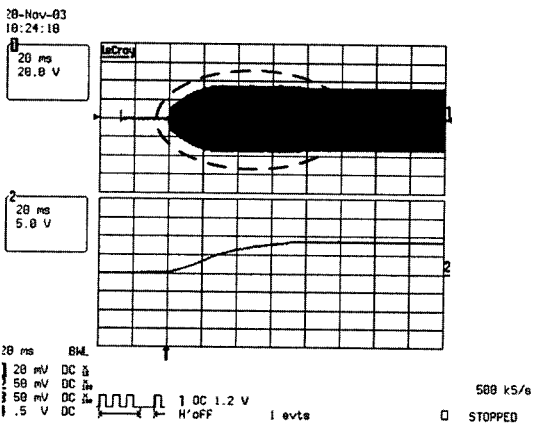


그림 21. 초기 기동시  $V_O$ ,  $V_{FB}$

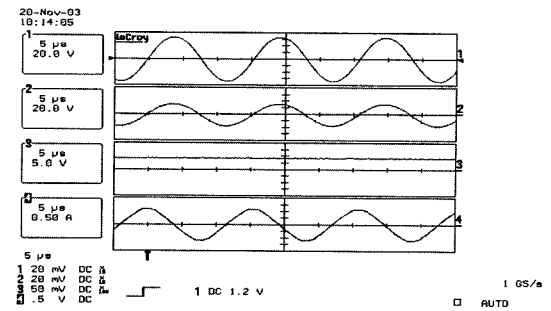


그림 22. 입력전압 80V일 경우  $V_C$ ,  $V_O$ ,  $V_{FB}$ ,  $i_C$

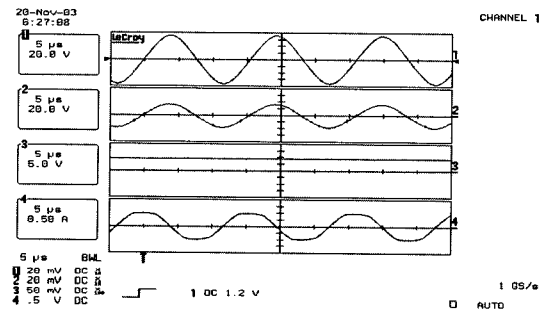


그림 23. 입력전압 100V일 경우  $V_C$ ,  $V_O$ ,  $V_{FB}$ ,  $i_C$

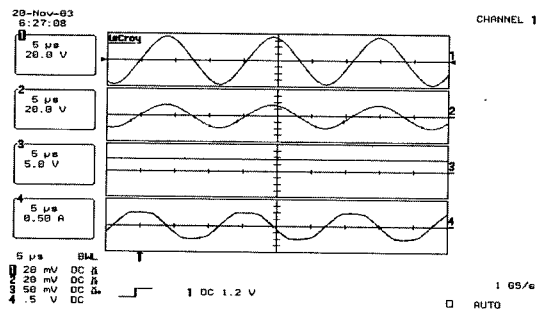


그림 24. 입력전압 120V일 경우  $V_C$ ,  $V_O$ ,  $V_{FB}$ ,  $i_C$

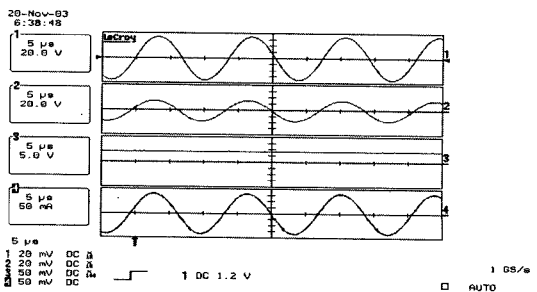


그림 25. 부하시  $V_C$ ,  $V_O$ ,  $V_{FB}$ ,  $i_O$

### 5. 결 론

지금까지 제안된 시스템에 시뮬레이션 및 실험결과를 분석 하였다. 제안된 위상제어 직렬공진형 컨버터의 출력은 POSR이므로 부하 변동이나 입력전압 변동에 강인한 특성을 보인다. 입력 전압이 변동할 경우나 부하가 변동할 경우 출력 전압이 약 1% 정도 변화하므로 출력을 강압하여 다이오드 정류하여 쓸 경우 출력 전압은 거의 변화하지 않는다.

### 참고문헌

[1] N. Mapham, "An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-wave Output", IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., Vol. IGA-3, pp. 176-187, Mar/Apr, 1967.

[2] V. T. Ranganathan, P. D. Ziogas, and V. R. stefanovic, "A regulated dc-dc voltage source converter using a high frequency link", IEEE Trans. Ind. Appl. IA-18, No. 3, pp. 279-287, May/June, 1982.

[3] 노의철외 3명, "전력전자공학", 문운당, pp 271-308, 2002.

[4] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics : Conveters, Applications and Design", pp. 154-174, 1989.

[5] John G. Kassankian, Martin F. Schlecht, Geoge C.

Verghese, "Principles of Power Electronics", pp. 197-230, 1991.

[6] Marian K.Kazimierczuk,Dariusz Czarkowski, "A New Phase-Controlled Parallel Resonant Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 40, No. 6, pp. 542-552, Dec, 1993.

[7] Marian K.Kazimierczuk,Dariusz Czarkowski, "Phase-Controlled Series-Parallel Resonant Converter", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 8, No. 3, pp. 309-319, July, 1993.

### 지 준 근(Jun-Keun Ji)

[정회원]



- 1986년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (공학사)
- 1988년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)
- 1994년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
- 1994년 9월~현재 : 순천향대학교 정보기술공학부 부교수

#### <관심분야>

전력전자, 전기기계, 전력변환, 전동기 제어, 전원장치, 전력품질 제어, 모션제어, 제어응용