

기지국용 제어전원으로 사용가능한 위상제어 직렬공진형 컨버터 시스템

지준근, 임영하
순천향대학교 정보기술공학부

Phase Controlled Series Resonant Converter System for Control Power Supply in a Base Station

Jun-Keun Ji, Young-Ha Lim
Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University

Abstract - In this paper, phase controlled series resonant converter(PCSRC) system for control power supply in base 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 angle of MOSFET switches to input voltage variations. Firstly, operation analysis about suggested series resonant converter system was carried. Then Computer simulations using PSIM were carried to prove characteristics of suggested system.

로 상당히 작다. 출력 전압이 거의 정현파에 가까우므로 위에서 언급되었던 EMI 문제가 없고 그림에서 보듯이 1차와 2차간의 절연이 용이하므로 IGBT, GTO, MOSFET의 고속 스위칭에서 문제가 되는 커플링(Coupling) 커패시터를 대폭 줄일 수가 있다.

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.

현재 여러 가지의 전원 장치가 있는데, 먼저는 60Hz전원을 정류하여 초핑(chopping) 방식으로 출력 전압을 얻는 선형 전원 장치가 있다 이 방식은 1,2차간의 절연을 위하여 60Hz 변압기가 필요하므로 부피가 크며 무겁고 효율도 30%-60%로 낮다. 대부분의 전력 변환에는 직류 링크 전압이 있으므로 이것을 이용한 플라이백(Flyback) 방식의 SMPS(Switch Mode Power Supply)가 많이 이용되고 있는데, 입력 전압의 변동에 대해서 제어가 잘되는 장점이 있으나 50W이하의 소형 전원 회로에 적합하다. 또한 대규모 GTO 인버터등에서 직류 링크 전압 또는 입력 교류를 정류한 직류 전압을 고주파 구형파로 발진시킨뒤 이를 고주파 변압기로 절연한 후 정전압 소자로 전압을 제어하는 방식이 있으나 구형파로 인한 EMI 문제가 있으며 각각의 전압을 제어하기 위하여 정전압 회로가 필요하다.

또한, 컨버터의 스위치로 사용되는 BJT, MOSFET, SCR, GTO, DIODE 등의 반도체 소자는 이상적이지 않으므로 온·오프될 때 전력 손실이 발생한다. 주파수가 높아질수록 턴온 시간과 턴오프 시간이 증가하게 되는데 이에 비례하여 스위칭 손실도 증가한다. 전원 장치의 소형, 경량화를 위해서 컨버터의 스위치는 고주파로 스위칭 되어야 하며 이는 스위칭 손실을 증가시키는 주요 원인으로 작용한다.

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 단면적이 25mm²

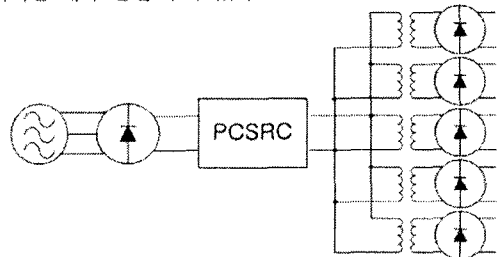


그림 1 전원 장치의 전체 구성도

2. PCSRC의 동작 원리

2.1 출력전압 제어 원리

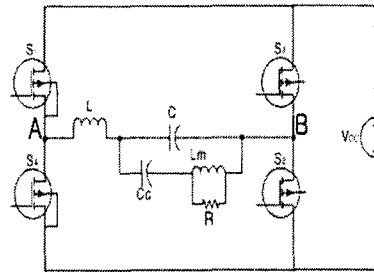


그림 2 PCSRC 회로 구성도

그림 2에 PCSRC(Phase Controlled Series Resonant Converter)의 회로 구성도를 표시 하였다. 그림에서 L은 공진 인덕터이고 C는 공진 커패시터, Cc는 출력전압에서 DC Offset을 제거하기 위한 커패시터, Lm은 출력 변압기의 여자 인덕턴스(mutual inductance), R은 부하이다.

회로의 동작에서 반주기(180°)동안 S1과 S2를 ON 시키고 나머지 반주기 동안 S3, S4를 ON 시키는 것을 0° 스위칭이라 정의한다. VAB는 S1, S2 ON 시키는 동안 VDC가 되고 S3, S4를 ON 시키는 동안 -VDC가 되며 이 때 출력 전압은 최대가 된다. 또, 반주기 동안 S1, S3를 ON시키고 나머지 반주기 동안은 S2, S4를 ON 시키는 것을 180°스위칭이라 정의한다. S1과 S3, S2와 S4를 ON 시키면 VAB는 영(zero)가 된다. VAB에 전원이 공급되지 않으므로 출력전압은 최소가 된다. 0°와 180°사이의 스위칭은 다음과 같이 정의된다. 예를 들어 30°스위칭이란 반주기에서 30°를 뺀 150°동안 S1과 S2를 ON시키고 나머지 30° 동안 S1과 S3를 ON시킨다. 마찬가지로 나머지

반주기 동안의 150° 동안은 S₃, S₄를 ON 시키고 나머지 30° 동안 S₂, S₄를 ON 시키는 것을 의미한다. 이 경우 150° 동안 V_{AB}는 V_{DC}가 되고 30° 동안은 영(zero)가 되고, 또 150° 동안 V_{AB}는 -V_{DC}가 되고 나머지 30° 동안은 영이 된다. 이것을 그림으로 나타내면 그림 3,4와 같다.

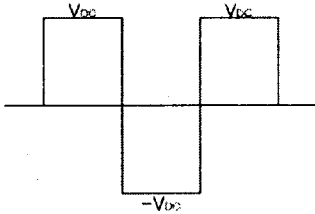


그림 3 0°스위칭시 V_{AB}전압

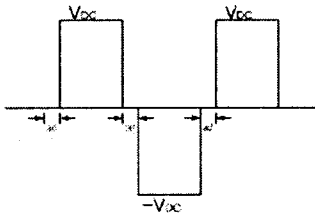


그림 4 30°스위칭시 V_{AB}전압

출력전압을 조절하는 방법은 출력전압이 높을 때는 출력전압이 원하는 전압이 될 때까지 스위칭을 180°스위칭 쪽으로 옮기고 출력전압이 낮을 경우에는 출력전압이 원하는 전압이 될 때까지 0°스위칭 쪽으로 옮기면 된다.

설계 단계에서 스위칭 주파수를 조절함으로써 출력전압을 조절할 수도 있는데 한번 결정된 주파수는 Power Supply 동작 중에는 바꿀 수 없다. 스위칭 주파수를 높이면 전압이 내려가고 스위칭 주파수를 내리면 전압이 올라가는데 스위칭 주파수를 결정하는 방법은 다음과 같다.

같은 출력을 얻을 경우 출력전압이 높으면 출력전류는 감소하고 출력전압이 낮으면 출력전류가 증가하게 된다. PCSRC는 공진 커패시터에서 출력을 얻는 POSR이므로 출력전류가 공진전류에 비해 무시할 수 없을 정도로 크면 출력전류가 공진전류에 영향을 미치게 되고 이러한 경우 공진에 필요한 전류가 출력으로 빠지게 되어 공진전류가 줄어들고 결과적으로 출력전압이 떨어지게 된다. 이 경우와 같이 전압이 너무 낮으면 출력전류가 증가하여 출력전압이 떨어지고 반대로 출력전압이 높으면 사용되는 소자의 전압정격이 높아져 제조원가가 상승하므로 출력전압은 가능한 낮으면서도 최대 출력시에도 전압이 떨어지지 않도록 결정하면 된다. 또한, 스위칭 주파수는 기본적으로 공진 주파수보다 높아야 하는데 그 이유는 다음과 같다.

스위칭 주파수가 공진주파수보다 높다는 것은 스위칭 주기가 L, C 공진 주기보다 짧다는 것인데 이 경우 S₁을 On 시켰을 때 S₁, L₁, C, S₂를 통해서 흐르던 공진전류가 영으로 떨어지기 전에 S₁을 Off시키므로 S₁을 통해서 흐르던 전류는 S₄의 다이오드를 통해서 흐르게 된다. 다이오드의 On시 전압강하는 거의 영이므로 S₄ 양단 전압은 거의 영이고 S₁ 양단의 전압은 V_{DC}가 된다. S₁이 Off된 후 데드타임(Dead Time)이 지난 다음에 S₄를 On시키면 Zero Voltage Switching이 이루어진다. 그러나 스위칭 주파수가 공진 주파수보다 낮으면 S₁에 흐르던 전류가 영이된 후 공진에 의해 방향을 바꾸어 S₁의 다이오드를 통해서 흐르게 되고 S₁ 양단 전압은 거의 영이 된다. 이때 S₄를 On시키기 때문에 S₁, S₄ 양단전압이 모

두 영이 되고 결과적으로 DC Link를 전선으로 연결시킨 것과 같은 효과를 갖는다. 그러므로 S₁, S₄에는 막대한 전류가 흐르고 FET는 파괴되고 만다. 그래서 스위칭 주파수는 공진 주파수보다 높아야 한다.

여기서는 DC Link 전압이 250V에서 2kW의 출력에도 출력전압이 낮아지지 않도록 스위칭 주파수를 35kHz로 정하였다. 공진 주파수는 32.5kHz로 스위칭 주파수와 공진 주파수의 비는 1.077이다.

2.2 출력전압 산정 방법

위상제어에 따른 A, B 양단 전압을 푸리에 전개(Fourier Expansion)하여 기본파 성분 V₁를 그림 5에서 구해보면 식(1)과 같다.

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

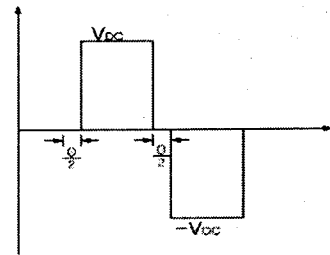


그림 5 위상각 θ 에 대한 V_{AB}전압

위에서 구한 V₁를 이용하면 A, B 양단에 크기가 V₁인 교류 전원이 연결된 것으로 회로를 변환할 수 있다. 그림 6은 이 변환된 회로를 나타낸다. 이 회로에서 j ω L_m은 R 보다 훨씬 크기 때문에 그림 6을 그림 7로 변형할 수 있다. 그림 7의 회로에서 정상상태일 때의 출력전압 V_{out}(=V_R)을 구해 보면 다음과 같다.

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

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

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

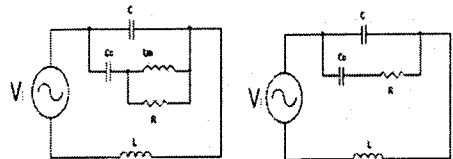


그림 6 변환된 회로(1) 그림 7 변환된 회로(2)

식 (4)에서 θ 가 0°일때 출력이 최대이고 θ 가 증가하면 출력은 감소하다가 180°일때 출력이 최소가 됨을 알 수 있다. 또한 식 (4)에서 출력전압의 분모는 ω 의 제곱에 비례하고 분자는 ω 에 비례 하므로 출력 전압이 스위칭 ω 에 반비례함을 알 수 있다. 그러므로 ω 를 증가시키면 출력 전압이 줄어든다.

3. 시뮬레이션

3.1 시뮬레이션 조건

표 1은 시뮬레이션에 사용된 소자의 값을 나타낸다.

L	120uH
C	0.2uF
C _c	1uF
L _m	4mH
공진 주파수	32.5kHz
스위칭 주파수	35kHz

표 2 시뮬레이션 조건

3.2 초기 구동시 출력 파형

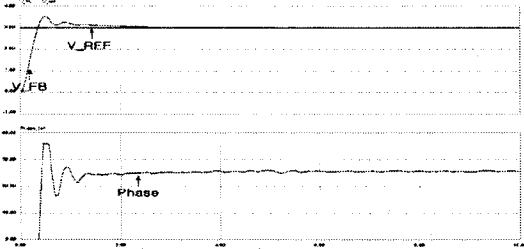


그림 8 초기 구동시 V_{REF}, V_{FB} 와 Phase

그림 8은 초기 구동시 V_{ref}(기준전압)과 V_{FB}(제환전압), Phase(위상)의 변화를 보여준다. 초기에는 위상각이 0°에서 점차 100°도 근처로 도달하고 있다.

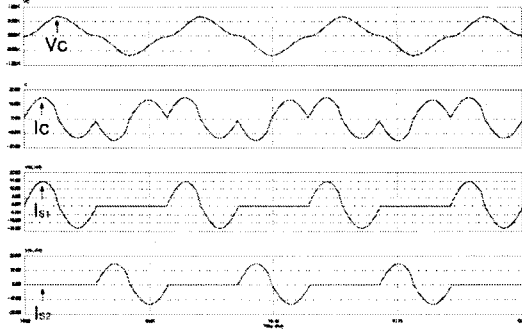


그림 9 정상상태에서의 V_c 전압, I_c 전류, S₁ 전류, S₂ 전류
그림 9에서는 정상상태에서의 V_c 전압과 I_c 전류 S₁, S₂ 전류를 보여준다.

3.3 부하 변동시 V_c 전압

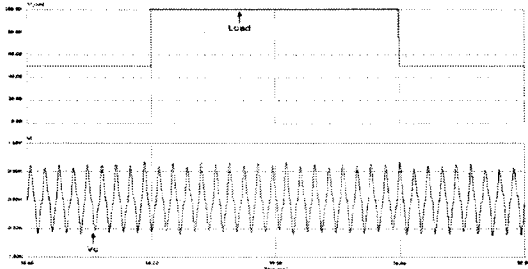


그림 10 부하 변동시 V_c 파형

부하가 100W에서 200W 다시 100W로 변화하는 과정에서 V_c 전압이 일정하게 유지됨을 볼 수 있다.

3.3 DC Link 전압 변동

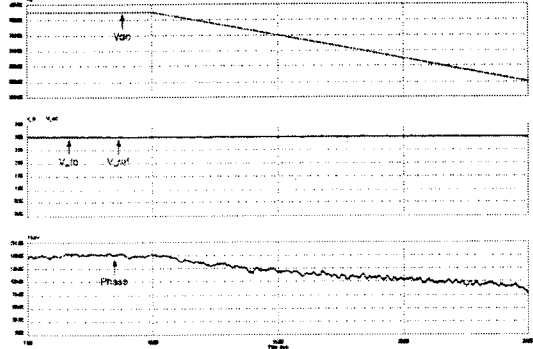


그림 11 DC Link 전압 변동시 출력 파형

그림 11은 DC Link 전압을 390V에서 300V 까지 변화할 경우 출력 파형이다. 전압이 내려갈수록 위상을 0°쪽으로 보냄으로써 V_{FB}전압을 일정하게 유지하는 것을 볼 수 있다.

3. 결 론

지금까지 제안된 시스템에 대한 분석을 하였다. 제안된 위상제어 직렬공진형 컨버터의 출력은 POSR이므로 부하 변동이나 입력전압 변동에 강한 특성을 보인다. 입력 전압이 변동할 경우나 부하가 변동할 경우 출력 전압이 약 1% 정도 변화하므로 250V 출력을 강압하여 다이오드 정류하여 쓸 경우 출력 전압은 거의 변화하지 않는다.

[참 고 문 헌]

- [1] 김희중, "스위치모드파워서플라이", 성안당, pp157-213, 1999
- [2] 노의철의 3명, "전력전자공학", 문운당, pp 271-308, 2002
- [3] Young-Goo Kang, Anand K.Upadhyay, "Analysis and Design of a Half-Bridge Resonant Converter", IEEE PESC Rec., 1987, pp. 231-243
- [4] N. Mapham, "An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-wave Output", IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., Vol. IGA-3, Mar/Apr 1967, pp. 176-187
- [5] 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, May/June 1982, pp. 279-287
- [6] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics : Converters, Applications and Design", 1989, pp. 154-174
- [7] John G. Kassankian, Martin F. Schlecht, Geoge C. Verghese, "Principles of Power Electronics", 1991, pp. 197-230
- [8] Marian K.Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski, "A New Phase-Controlled Parallel Resonant Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 40, No. 6, Dec 1993 pp. 542-552
- [9] Marian K.Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski, "Phase-Controlled Series-Parallel Resonant Converter", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 8, No. 3, July 1993, pp. 309-319