

클램프드-모드 직렬공진형 인버터에 관한 研究

김복권¹ 박재철^{2*} 이현우³ 권순걸⁴ 서기영⁵
 창원기능대학¹ 영진전문대학^{2*} 경남대학교³

A Study of Clamped-Mode Series Resonant Inverter

Pok-Kweon Kim, Jae-Cheul Park, Hyun-Woo Lee, Soon-Kurl Kwon, Ki-Young Suh
 Changwon Industrial Masters' College, Yeungjin Junior College,
 Kyounghnam University

ABSTRACT

In this paper demonstrates the possibiity of utilising clamped mode - series resonant converter technology in the high frequency link invreter configuration. Main circuit of the proposed inverter is analyzed through circuit analys and waveform simulation.

In control circuit PLL circuit and 8 bit single chip microcontroller is adopted, therefore flexibility and accuracy of control circuit is increased.

1. 서론

정지형 전력변환 장치의 크기와 무게를 줄이기 위해서는 스위칭 주파수를 증가시켜야 한다. 공진형 콘버터는 스위칭 손실이 거의 없기 때문에 PWM 콘버터보다 높은 주파수의 동작이 가능하다. 따라서 콘덴서, 인덕터, 그리고 변압기와 같은 수동소자의 크기와 무게를 줄일 수 있게되어 시스템의 크기와 중량이 줄어들게 된다. 이밖에도 높은 효율, 신뢰성, 경제성, 낮은방사잡음 그리고 대전력에 사용할 수 있다는 장점으로 인하여 산업계, 우주항공 등에 널리 사용되고 있다. 그러나 공진형 콘버터는 심한 비선형특성 때문에 출력전력의 제어에 어려운 단점이 있으나 일반적으로 출력전압의 제어방식에 따라서 주파수 제어방식(1-3)과 위상 제어방식(4-5)으로 제어할 수 있다.

주파수 제어방식은 출력전압이 부하의 조건과 동작 주파수에 크게 종속된다.(2) 따라서 시스템의 출력전압을 효율적으로 제어하기가 어렵다. 위상 제어방식은 출력전압이 부하에 대한 종속성이 적다는 장점을 갖지만 인덕터 전류와 콘덴서 전압이 탱크회로에서 불안정하게 동작하기 때문에 높은 전압 전류 스트레스 성분을 갖는다.(4-5)

본 논문에서는 위와 같은 단점을 보완한 기존의 Full-bridge 고주파 인버터와 회로 토폴로지가 같으나 동작방법이 다른 클램프드-모드 직렬공진형 인버터를 이용한 인버터 시스템에 관하여 제어방법을 기술하고 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 인버터 시스템의 동작특성을 확인한다.

2. 클램프드-모드 직렬공진형 인버터

2-1 동작 원리

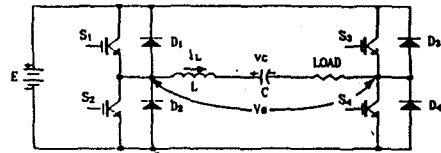


그림 1 클램프드-모드 직렬공진형 인버터

그림 1은 클램프드-모드 직렬공진형 인버터이며, PWM 제어를 실현하기 위해 스위칭소자 S1 - S4는 자기소호형 스위칭소자를 사용해야 한다. L 과 C는 공진용 리액터와 콘덴서이며 부하는 등가저항으로서 실제로는 고주파 변압기를 통해 2차측에 접속된다. 다이오드 D1 - D4는 전력 회생과 자기소호형 스위칭소자의 역내압 특성을 보호하기 위해 사용된다. 스위칭 소자는 그림 2에 나타난 타이밍 시퀀스에서 제어형 신호 50[%] duty cycle로 구동 된다.

스위칭소자 S1 과 S2는 인버터의 동작 주파수로 결정된 주파수인 clock 신호로 구동 된다. 스위칭 소자 S3 와 S4는 S1 과 S2의 구동과관계하여, 제어할 수 있는 위상차각 ϕ 에 따라서 구동되며, 위상차각 ϕ 는 준-구형파(Quasi-square waveform)전압 V_s 에서 영-전압 간격에 해당된다. 따라서 S1 과 S2에 대한 S3와 S4의 위상차각 제어에 의해서 V_s 의 펄스 폭 β 와 인버터의 출력전압이 제어되며 스위칭소자 S1, S3와 S2, S4 중의 하나가 V_s 에 걸릴때 영-전압에 클램프 된다.

따라서 Full bridge 직렬 공진형 인버터가 이와같은 방법으로 동작할때 CM-SRI(Clamped-mode series-resonant inverter)라고 한다.

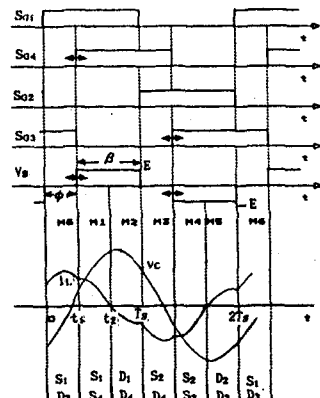


그림2 CM-SRI의 게이트신호와 회로파형

계통전압과 같은 정현파 전압을 얻기 위한 제어동작은, 위상차각 ϕ 를 S_1 과 S_2 에 대해 정현파 진폭에 대응 시키 그림 2와 같은 신호를 0 - 180°까지 연속적으로 이동 시키면 L - C - R 양단에 걸리는 전압 V_s 는 PWM으로 제어되는 그림 3과 같은 탱크전압 파형이 나타난다.

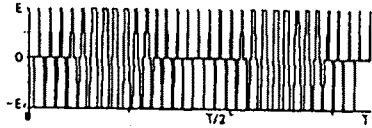


그림 3 CM-SRI의 탱크전압 파형

2-2. 회로 해석

그림4는 그림1의 CM-SRI 회로에서 스위칭 소자 S_1 - S_4 와 다이오드 D_1 - D_4 의 on, off 상태에 따라 얻어지는 회로 동작 모드이다.

해석을 간단하게 하기 위해 CM-SRI의 동작주파수는 공진주파수의 50[%]와 100[%]사이로 제한하며 다음과 같은 조건을 가정한다.

- 모든 스위칭 소자는 스위칭 시간이 영이고 도통 전압강하가 없는 이상적인 것이다.
- 공진용 콘덴서와 인덕터는 무손실의 이상적인 수동소자로서 탱크회로에서의 손실은 없다.
- 출력필터는 충분히 크다. 즉 출력전압은 연속적인 스위칭 사이클동안 일정하다.
- 인버터의 스위칭 소자는 duty cycle 신호 50[%]로 구동된다.

CM-SRI의 1사이클 동작에서 각각의 스위칭 간격에 해당하는 선형회로의 시퀀스를 [그림3-4]에 보여주며 가능한 회로 토폴로지 모드는 7개이다.

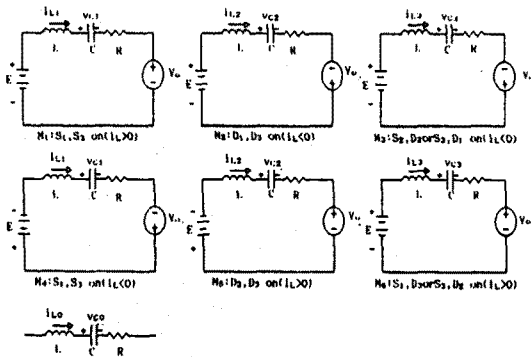


그림 4 CM-SRI의 토폴로지 모드

CM-SRI의 회로 토폴로지 모드들은 다음과 같은 미분 방정식으로 설명할 수 있다.

각각의 토폴로지 모드 M1, M2, M3, M4, M5, M6에 대하여

$$L \frac{di_L}{dt} + v_C = v_E \tag{2-1}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L$$

여기서

$$v_E = \begin{cases} E - V_o & : M1 \\ E + V_o & : M2 \\ V_o & : M3 \\ -E + V_o & : M4 \\ -E - V_o & : M5 \\ -V_o & : M6 \end{cases} \tag{2-2}$$

토폴로지 모드 M0에 대하여

$$L \frac{di_L}{dt} = 0 \tag{2-3}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = 0$$

이들 미분방정식의 해에 의해서 각 토폴로지 모드 의 i_L 과 v_o 로 표현되는 식을 구할 수 있으며, 각 토폴로지 모드 M1, M2, M3, M4, M5, M6에 대해서

$$i_{LN} = -(V_{CON} - v_{EN})\sin\omega t + I_{LON} \cos\omega t \tag{2-4}$$

$$v_{CN} = (V_{CON} - v_{EN})\cos\omega t + I_{LON} \sin\omega t + v_{EN} \tag{2-5}$$

토폴로지 모드 M0에 대해서

$$i_{LN} = 0 \tag{2-6}$$

$$v_{CN} = V_{CON} \tag{2-7}$$

공진 각주파수

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L/C}}$$

특성임피던스

$$Z_o = \sqrt{L/C}$$

정규화 콘덴서 전압

$$v_{CN} = \frac{v_C}{E}$$

정규화 인덕터전류

$$i_{LN} = \frac{i_L}{E/Z_o}$$

정규화 초기콘덴서전압

$$V_{CON} = \frac{V_{CO}}{E}$$

정규화 초기인덕터전류

$$I_{LON} = \frac{I_{LO}}{E/Z_o}, \quad v_{EN} = \frac{v_E}{E}$$

2-3. 회로 시뮬레이션

시뮬레이션 소프트웨어(PSpice)를 이용하여 그림 4의 회로를 각 위상차각에 따라 탱크회로의 전압과 전류파형을 시뮬레이션 했다.

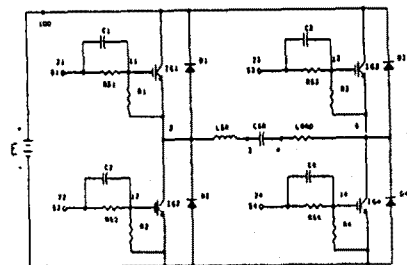
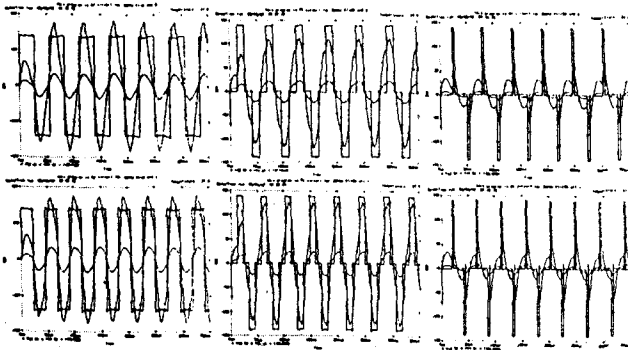


그림 5 시뮬레이션 회로

회로 시뮬레이션을 통해서 탱크회로 양단에 나타나는 이론적 파형을 $\mu=0.9$ 와 $\mu=1.1$ 인 경우와 위상차각에 따른 파형을 분석 하였다. 그림 5,은 $\mu=0.9$ 와 $\mu=1.1$ 인 경우의 각 위상차각에 따른 탱크회로 전압파형 V(2,6), 부하전류 I (load), 부하 전압파형 (V3,4)을 시뮬레이션한 이론적 파형이다. 이론적 파형에서 알 수 있듯이 그림 5(a)의 위상차각이 0°일 경우에는 기존의 직렬 공진형 인버터의 동작 파형과 같은 구형파로 영-전압 간격이 존재하지 않지만, 그림 5(b,c)는 위상차각의 변위에 의해서 공진탱크를 교차해서 스위칭하는 탱크회로 전압파형 V(2,6)으로서 영-전압에 한 램프 되는 준-구형파이다.

또한 탱크회로 전압파형이 μ 와 위상차각 ϕ 가 변화에 따라 운전영역의 변화가 생긴다는 것을 확인할 수 있으며 제안한 인버터의 과도특성은 대략 2-3주기 이내에서 종료되어 정상운전 상태로 진입되고 있다.



(a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$ (c) $\phi=150^\circ$
 그림 6 시뮬레이션파형(부하전류, 부하전압, 탱크전압파형)

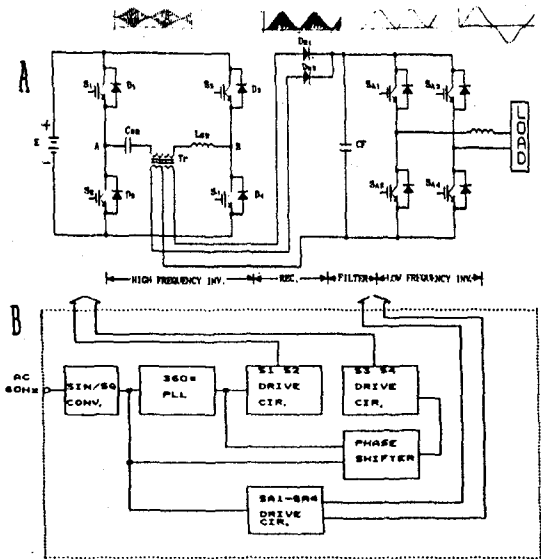


그림 7 인버터 시스템의 구성도

3. 인버터 시스템의 구성

그림 7은 제안한 인버터 시스템의 주회로와 제어회로의 구성도를 나타낸다. 주회로는 태양전지, 연료전지등의 직류 출력부, 고주파 인버터부, 고주파 정류부 및 필터부 그리고 저주파 인버터부로 구성이 되어있다.

고주파 인버터부는 Full-bridge 회로 구성으로 2장에서 기술한 제어방식에 의해서 제어하면 고주파 변압기 2차측에서 고주파 교류전압이 얻어진다. 이것은 고주파 정현파 캐리어 주파수로서 저주파의 정현파로 진폭 변조하여 만들어진 파형이며, 진폭 변조된 출력전압은 고주파다이오드 Dr1, Dr2로서 고주파분출을 정류하면, 캐리어 주파수는 2배가되며 이것을 필터회로에서 제거하면 전파정류한 전압파형이 얻어진다. 전파정류한 전압파형은 4개의 스위칭 소자로 구성된 저주파 인버터에 의해서 전력계통과 동일한 주파수를 갖는 정현파전압이 출력된다.

4. 실험 및 고찰

4-1 주회로

주회로 구성은 플랩드-모드 직렬공진형 인버터로서 노드 A와 노드 B에는 고주파 변압기 Tr과 공진용 리액터 Lsr, 공진용 콘덴서 Csr이 직렬로 접속된다.

주회로에 사용가능한 전력용 반도체 스위칭소자로는 자기소호형 소자이면 어느것이나 사용 가능하나 본 연구에서는 최근 각광 받고있는 IGBT를 채택 하였으며, 사용한 IGBT는 600[V], 70[A]의 용량을 가지고 있다.

공진용 콘덴서는 기계적 강도가 크고 내열성이 우수하며 고주파 유전특성이 우수한 PP(Polypropylene)콘덴서 1.24[uF]를 사용한다.

공진용 리액터와 고주파 변압기는 페라이트 코어(Ferrite Core) 에 릿즈 와이어(Litz Wire)를 권선하여 사용한다. 공진용 리액터의 인덕턴스 값은 고주파 변압기의 누설 인덕턴스를 포함하여서 44[uH]이다.

정류부는 두개의 고주파 정류 다이오드를 사용한 단상 전파 정류회로로 구성되며, 필터부는 일반적인 필터는 리액터와 콘덴서로 구성 되지만 본 연구에서는 리플의 억제 보다 콘덴서의 필터 기능이 더 요구되므로 고주파 콘덴서만으로도 필터 기능이 충분히 구현되어 전체 필터용량을 저감시킬 수 있다. 고주파 필터용 콘덴서는 PP 콘덴서를 사용하며 용량은 6[uF]로 하였다.

저주파 인버터부는 고주파 인버터부와 같은정격의 IGBT 4개로서 구성된다.

4-2 제어회로

그림 7의 인버터 시스템 구성도의 제어회로 블록도에서 정현파/구형파 변환기에서는 계통전압이 PT를 통해 제어 회로에 입력되며, 60[Hz]의 정현파를 구형파로 변환한 후 PLL(Phase Locked Loop) 주파수 제배회로를 통해 계통 주파수가 360 제배된 펄스신호 21.6[KHz]로 변환 된다. 60[Hz]의 구형파 신호는 저주파 인버터부의 게이트 구동회로 입력신호와 Single chip microcontroller인 MCS8031의 INTO에 공급되어 프로그램 초기 출발 시점을 제공하여 계통전압과 동기된 타이밍을 제공한다.

계통전압이 360 제배된 펄스신호 21.6[KHz]는 INT1 핀에 공급되어 ROM에 저장된 Look up table의 위상차각 데이터를 출력 포트로 내보내어 주회로의 제어 아암인 S3, S4의 게이트 구동회로에 공급된다.

또한 360 제배된 펄스신호는 주회로의 기준 아암인 전력용 반도체 스위칭 소자 S1, S2의 게이트 구동회로에 공급 된다.

그림 7은 MCS-51 계열의 8031 8비트 Microcontroller와 E PROM 2764를 이용한 위상 시프트회로를 나타낸다.

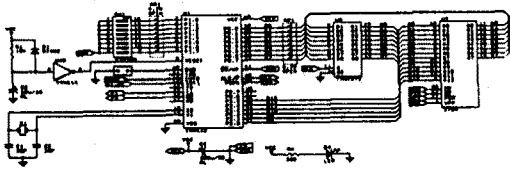


그림 8 위상 시프트회로

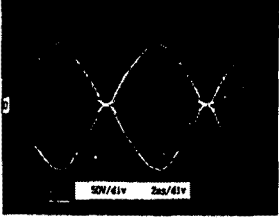


그림 9 고주파 변압기 2차측 출력파형

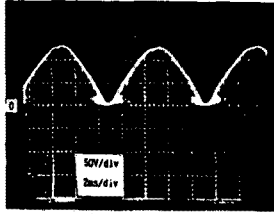


그림 10 고주파 정류부 출력파형

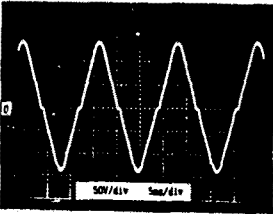


그림 11 부하 전압 파형

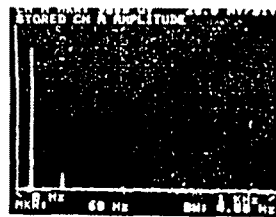


그림 11 인버터 출력의 주파수 스펙트럼

실제 제작한 인버터 시스템은 실험을 행한 결과 출력전압 파형이 그림 11에 나타낸 바와 같이 60[Hz]의 정현파 전압 파형으로 매우 양호 하였으며, 제안한 동작원리가 하드웨어 적으로 실현 가능함을 확인할 수 있다.

그림 11은 출력 파형의 0-1[KHz]범위의 주파수 스펙트럼을 나타낸다. 0-1[KHz] 대역에서 제3고조파 성분이 우세하고 나머지 고조파는 그 크기가 매우 작음을 알 수 있다.

5. 결 론

경지형 전역 변환장치의 향후 기술적 추세는 소형, 경량화를 달성하기 위한 고주파 링크방식의 주회로 설계기술 및 고조파 저감과 저소음화 기술 등으로 지적할 수 있다. 또한 시스템의 중량과 부피가 문제로 지적되는데, 일반적으로 가격이 비싸고 무거운 절연 변압기의 크기를 줄이기 위해서는 고주파 스위칭이 필요하게 되는데 hard스위칭 방식에서는 스위칭 손실때문에 주파수류 많이 증가시킬 수 없다.

본 연구에서는 기존의 PWM 인버터의 단점유 보완한 소용량 UPS와 DC/DC 컨버터 등에 적합한 클렘프드-모드 직렬 공진형 인버터의 회로 시뮬레이션과 인버터 시스템을 구성하여 그 운전 특성을 평가 분석한 결과 동작 주파수의 고주파화가 실현 되었으며 인버터 출력전압의 고조파특성 및 소음특성이 우수 하였고 기존의 위상제어 직렬공진형 인버터에 비해서 콘덴서와 리액터의 수를 1개로 감소 시킬 수 있었다.

제어장치 구성은 8비트 Single Chip Microcontroller MCS 8031 을 적용하여 제어회로화 간단화 시켰다.

(1) R.J.King and T.A.Stuart: A large signal dynamic simulation for the series resonant converter, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. AFS-19, no.6, p.859-870, Nov.1983.

(2) Vatche Vorperian and Slobodan Cuk: Small signal analysis of resonant converter, IEEE PESC rec., P.269-282, Jun.1983.

(3) D.M.Divan: Design considerations for very high frequency resonant mode dc/dc converter, Conference record of the 1986 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting p.640-647.

(4) Ira J.Pitel: phase-modulated resonant power conversion techniques for high frequency link inverter s., IEEE Trans.vol. IA-22, no.6, p.1044-1051.

(5) F.S.Tsai, P.Materu and F.C.Lee: Constant-Frequency, Clamped - mode Resonant Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.3, NO.4, p.460-473, Octo.1988.

(6) 中岡陸雄, 萩原強之 "共振電流 フェーズ制御に 自制的電壓高周波インバーダと特性解析形" pp 549-556 電學論 D, 109卷8號, 平成元年.

(7) P.Savary, M.Nakaoka and T.Marubishi: Novel type of high-frequency link inverter for photovoltaic residential applications, IEE Proceedings, Vol.133, Pt.B, No.4, Jul y 1986