

MOS FET를 이용한 고전압 인버터용 다출력 종속접속 SMPS에 관한연구

정회원 강 구 홍*, 이 재 곤**

A Study on the Multi-output Cascade SMPS for the High Voltage-source Inverter Using MOS FET

Gu-hong, Kang*, Jae-kon, Lee** *Regular Members*

요 약

본 논문은 고전압 전압형 전력 시스템의 내부 전원에 관한 연구이다.

내부 전원은 시스템의 D.C. 링크 전압을 이용하여 전력 시스템의 전원을 제어할 수 있도록 설계 되었고, 제어회로의 전압 안정도, 리플과 순시정전 등을 고려하여 종속 스위칭 전원으로 구성하였다. 종속 스위칭 전원은 스텝 다운 컨버터를 이용하여 D.C. 링크 전압을 낮추어서 시스템에 적합한 D.C. 전압을 발생시킨다. 그리고 MOSFET를 이용한 RCC 방식 SMPS를 이용하여 IGBT 소자의 드라이브 회로와 인버터 제어 회로 전원을 공급하기 위한 다출력 D.C. 전압을 출력하도록 하였다.

이 시스템은 IGBT 드라이브단 내부전원의 전압을 출력하기 위하여 설계되었는데, 이때 전력제어 시스템의 출력 소자는 IGBT이다. D.C. 링크 전압은 600[V]로 설정 하였으며 내부전원을 D.C. 링크 전압과 제어회로에서의 출력전압 변동률에 대해서 실험하였다.

ABSTRACT

In this paper, the internal source of a high voltage voltage-source power system is studied. The internal source was designed to control the source of the voltage-fed power system by using the DC link voltage of the system and was composed of the cascade switching power supply considering the voltage stability, ripple and instantaneous power shutdown. The cascade switching power stepped down the D.C. link voltage by using the step-down converter and generated a D.C. voltage matched to the system. There have outputted the multi-output D.C. voltage for supplying the control circuit power source of a inverter and the circuit of IGBT(Insulated Gate Bipolar Transister) drive by using the RCC(Ringing Choke Converter) mode SMPS(Switch Mode Power Supply) using the MOSFET. This system is designed to output the source of the IGBT drive stage and internal source, where the output devices of power control system are IGBTs. D.C. link voltage is set to 600[V]. The internal source is experimented for the variation ratio of the DC link voltage and the output voltage in control circuit.

*충천기능대학전자기술학과, 정회원, ** 한림정보산업대학 전자통신과, 정회원
논문번호 : 98018-0925, 접수일자 : 1998년 9월 25일

I. 서론

산업용 전자기기의 전원장치로 이전부터 사용되어 온 연속 제어방식의 시리즈 드로퍼 대신에 인공 위성 탑재기용 전원엔 대한 연구를 발단으로 한 스위칭 제어 방식의 전원장치가 오늘날 널리 사용되고 있다. 이러한 시스템의 제어회로는 전력 소자와 전자 회로로 구성되며, 각각의 회로를 동작시키기 위한 별도의 전용 전원을 필요로 한다. 산업용 전자기기 시스템의 내부 회로 동작은 전원 전압 변동, 순시정전, 외부 전기적인 노이즈 등에 안정해야 하기 때문에 전자회로의 내부 전원(Internal Power Supply) 회로는 정전압 및 정전류원으로 구성할 필요가 있다^[1].

산업용 전자기기 시스템의 전기적인 제어회로는 아날로그 회로, 디지털 회로, 드라이브단 등 복합적으로 이루어져 있으며, 전원 회로의 설계는 효율을 고려하여 MOSFET를 이용한 RCC 방식 SMPS 전원으로 하고, 아날로그 회로의 스위칭 노이즈를 개선하기 위해서 SMPS 내부회로의 리니어 정전압 전원회로는 보완하여 설계한다^[2].

산업용 설비중 인버터는 용량에 따라 내부 제어 회로를 동작시키기 위해서 다양한 전원이 연구되어 실장되었다. 초기 인버터 시스템은 내부 전원을 강압 트랜스(Down Transformer)와 리니어 정전압 전원으로 구성하였으나 현재에는 인버터의 경량화를 위하여 SMPS로 설계하고 있다.

인버터는 A.C. 입력 공급전원이 높을 때 정류된 D.C. 링크 전압은 통상적인 SMPS를 동작시키기에 부적합하다. 따라서 SMPS의 스위칭 소자, 스위칭 트랜스를 고려한 적절한 회로방식이 선택되어야 하고, 내부회로의 정격, 부하, 동작조건 및 회로 특성 등에 따라 적절히 회로를 설계할 필요가 있다^[3].

특히, 현재 인버터는 스위칭 소자의 특성 개선으로 교류의 3상 220[V]를 전원으로 사용하는 전압형 인버터에서 380[V], 440[V]를 전원으로 이용하는 고전압 전압형 인버터가 실용화되고 있으며, 이러한 전원 장치에 적합한 내부 전원을 설계할 필요가

있다.

본 논문에서는 삼상 440 [V] 교류 전원을 사용하는 전압형 전력 변환 시스템의 내부 전원 회로 설계에 관하여 논하고자 한다. 언급될 내부 전원은 시스템의 D.C. 링크 전압을 이용하는 SMPS로 구성되는 것이 바람직 하지만 A.C. 입력 공급 전원이 높을 때 정류된 D.C. 링크 전압은 통상적인 SMPS를 동작시키기 부적합하다. 따라서 SMPS의 스위칭 소자와 스위칭 트랜스를 고려한 적절한 회로 방식을 선택하여야 하고, 내부 회로의 정격, 부하 조건, 회로 특성 등에 따라 회로를 설계 할 필요가 있다. 또한 비교적 높은 D.C. 링크 전압은 스텝다운 컨버터를 이용하여 적당하게 낮추고 D.C. 정전압을 출력하도록 한다. 내부 전원에서 출력된 D.C. 전압은 SMPS로 인버터에서 필요한 다양한 직류 전원을 출력하도록 종속 접속 스위칭 전원으로 구성한다.

II. 전압형 인버터의 스위칭 전원

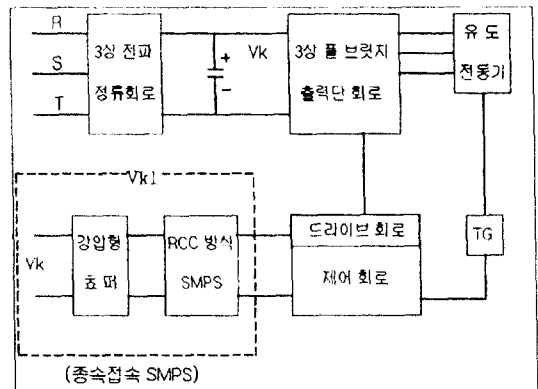


그림 1. 전압형 인버터의 구성

Fig. 1. The block diagram of the voltage-source inverter

그림 1은 전압형 인버터로 3상 정류회로, 3상 풀 브릿지 출력단회로, 유도전동기, 내부전원으로 이루어져 있다. 그림 1에서 점선으로 표시한 부분은 전압형 인버터를 위한 내부 전원으로 시스템의 경량화, 순시정전 등을 고려하여 회로를 구성한다. 실제로 전압형 인버터의 내부전원은 회로구성

이 간단하고 전압 변동률에 안정한 전압을 유지하기 위한 스위칭 전원을 설계할 필요가 있다.

일반적으로 A.C. 삼상 전원이 440 [V]일 때 정류된 D.C. 링크 전압은 600 [V] 정도이며, 정상 동작시 전압은 550 [V] 정도로 부하인 유도 전동기를 구동시킬 경우 가속과 감속이 될 때 D.C. 링크 전압의 전압 변동율은 400 [V]에서 650 [V] 정도까지 변한다. 따라서 전압형 인버터에서 D.C. 링크 전압을 사용하는 내부 SMPS는 전동기의 가속과 감속시 광범위한 전압 변동률과 전력용 소자에서 발생하는 스위칭 노이즈에 안정한 동작을 하여야 한다.

이러한 D.C. 링크 전압조건에서 내부 전원의 구성은 스텝다운 컨버터와 MOS FET를 이용한 RCC 방식 SMPS로 중속 접속하여 스위칭 전원을 구성한다. 기본적인 회로 동작은 높은 D.C. 링크 전압을 스텝다운 컨버터를 이용하여 일정한 D.C. 정전압으로 변환하며, 변환된 D.C 링크 전압은 인버터 보호를 위한 제한 D.C 전압보다 낮은 전압으로 만든다. 스텝다운된 D.C. 링크 전압은 MOSFET를 이용한 RCC 방식 SMPS를 동작시켜 시스템에서 필요한 다양한 직류 전원을 출력하도록 한다.

III. 스위칭 회로의 구성

3-1. 스텝다운 컨버터의 구성

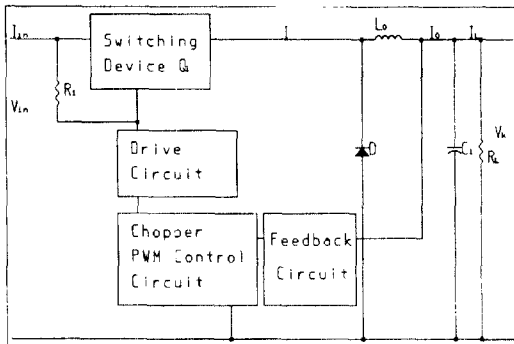


그림 2. 스텝다운 컨버터의 구성
Fig. 2. The block diagram of the step-down converter

스텝다운 컨버터의 구성은 그림 2와 같다. 컨버터의 동작은 스위칭 주기 T 기간을 스위칭 소자 Q1

을 이용하여 턴-온과 턴-오프를 반복하며 모드 1과 모드 2로 구분하여 동작을 실행시킨다. 모드 1은 Q1이 임의의 시간 t1에서 턴-온 되었을 때이며 모드 2는 Q1이 임의의 시간 t2에서 턴-오프 되었을 때로 컨버터의 출력 전압 VL를 안정하게 유지시킨다^[5],6].

이때 인덕터를 통해서 발생하는 전압은

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

이다. 모드 1의 t1에서 인덕터 전류의 증가량을 ΔI라 할 때

$$V_{in} - V_k = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (2)$$

이고, t1에 관하여 정리하면

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_{in} - V_k} \quad (3)$$

이며, 모드 2의 t2에서 인덕터 전류의 감소량을 ΔI라 하면

$$V_k = L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (4)$$

이고, t2에 관하여 정리하면

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_k} \quad (5)$$

이다. 이때 ΔI는 인덕터에서 스위칭 소자 Q1이 턴-온과 턴-오프를 반복할 때 발생하는 리플 전류이다.

식 (3)과 식 (5)를 ΔI에 관하여 정리하면

$$\Delta I = \frac{(V_{in} - V_k)t_1}{L} = \frac{V_k t_2}{L} \quad (6)$$

$t_1 = kT$ 로 정하면 $t_2 = (1-k)T$ 가 되며, 이때 출력의 평균 전압은

$$V_k = kV_{in} \quad (7)$$

으로 스텝다운 컨버터의 출력 전압 V_k 를 정한다.

컨버터의 Q_1 은 D.C. 링크 전압에 비하여 소자가 턴-온될 때 전압 강하가 매우 적으며, 그때 스위칭 손실이 매우 작다면

$$V_{in} I_{in} = V_k I_k = k V_{in} I_k \quad \cong \quad (8)$$

이고, D.C. 링크 전압의 평균 전류와 컨버터 출력단 전압 V_k 의 입력 평균 전류와의 관계는 다음 식과 같다.

$$I_{in} = k I_k \quad (9)$$

컨버터 동작시 스위칭 소자 Q_1 의 V_{DS} 를 고려하면, 초기 전원을 공급 할 때 $V_k = 0$ 이므로

$$V_{DS} = V_{in} \quad (10)$$

이며, 컨버터가 정상 동작일 때

$$V_{DS} = V_{in} - V_k \quad (11)$$

이다. 컨버터 입력 전압이 일정한 시상수를 갖고 가동이 된다면, 컨버터의 정상 동작은 식 (11)을 만족한다

그림 2의 컨버터 구성에서 저항 R_1 은 초기 D.C. 링크 전압 V_{in} 이 인가 되었을 때 스위칭 소자 Q_1 을 턴 온시켜 임의의 출력인 D.C. 링크 전압을 출력하도록 하기 위한 소자이다. 출력된 D.C. 링크 전압은 설정 전압 V_k 가 되고, 폐환 회로에서는 V_k 를 샘플링하여 폐환 전압으로 하며, 컨버터 내부 회로의 삼각파와 샘플링된 V_k 제어 전압을 비교기로 비교하여 스위칭 제어 신호를 만든다. 그리고 스위칭 제어 신호는 드라이브 회로를 통하여 스위칭 소자 Q_1 을

스위칭 시키고, 일정한 컨버터 출력 전압 V_k 를 출력한다.

3-2. MOSFET를 이용한 RCC 방식 SMPS

MOSFET는 바이폴라 트랜지스터와 비교할 때 몇가지 우수한 특성을 가지고 있다. 전압 제어형이므로 구동 전력이 적게 소모되며 전하 축적효과가 없고 고속 스위칭 동작이 가능하다. 또한, 스위칭 속도가 빠르기에 손실이 적어지며, 2차 강복이 없고 바이폴라 트랜지스터에 비해 SOA(Safe Operating Area)가 넓으며 열적으로 안정성을 가지고 있는 소자이다. 그리고 스위칭 레귤레이터의 내부 전력손실이 적게 발생하므로 전원의 출력 정격이 소량이며 다양한 출력 조건에는 회로 구성이 간단한 RCC 방식 SMPS가 적절하다. RCC 방식의 스위칭 전원은 입력 D.C. 전압 변동에 따라 주파수가 변화하며 이때 스위칭 소자의 턴-오프는 일정하게 유지하고 턴-온 구간이 줄어드는 PWM 동작을 한다. 앞에서 설명된 스텝다운 컨버터의 출력 D.C. 출력 전압 V_k 전압 변동률이 충분히 안정하다면 RCC 방식 전원의 회로 구성은 보다 간단하게 설계될 수 있다¹⁷⁾¹⁸⁾.

제시된 MOSFET를 이용한 RCC 방식의 SMPS는 내부 손실을 경감하여 전력 변환 효율을 향상시킬 수 있으며 그림 3과 같다. 회로 구성은 스위칭 변압기의 2차 권선에서 TTL 전원의 안정도를 고려하여 레퍼런스 제너와 포토커플러를 이용하여 출력 전압

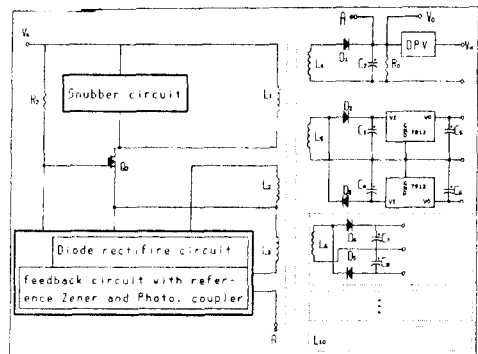


그림 3. MOS FET를 이용한 RCC 방식 SMPS의 구성
Fig. 3. The circuit of RCC mode Using MOS FET SMPS

케환을 한다. IGBT 드라이브단 구동을 위한 다출력 전압원은 반파양전원 정류회로로 하고, D.C. 전원은 전압 안정도와 손실을 고려하여 리니어 정전압 IC를 이용하였다. 드라이브단과 아날로그회로의 출력 D.C. 정부 전원 전압의 전위가 같은 것이 바람직하므로 발진 조건을 PWM시 듀티비가 50%를 전후가 되도록 하고, 트랜지스터를 스위칭 소자로 하며 TTL전원(5V, 1.5A)의 정격부하일 때 발진 주파수를 30KHz 전후로 결정한다.

IV. 실험 및 결과

실험 조건으로 스텝다운 컨버터는 전원 D.C. 링크 전압 V_K 를 0~600 [V]까지 변화시킬 때 컨버터 출력 전압 V_k 를 270 [V] 정도로 안정시킨다.

중속 접속된 SMPS는 컨버터의 출력 전압 V_k 를 공급받고, 부하 조건은 5 [V](1.5 [A]), +12 [V](0.3 [A]), IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 드라이브단을 위한 정, 부 전압 ± 15 [V](0.3 [A])를 얻도록 회로 구성을 한다.

그림 2의 인버터 시스템 동작을 위한 스텝다운 컨버터회로를 실현하기 위해서 3각파 발진은 VCO(Voltage Controlled Oscillator)인 LM566을 사용하였으며, 이때 발진 주파수는 15 [kHz]로 정하고, 비교기와 증폭기는 LM082로 하였다. 출력 전압 V_k 의 케환조건은 V_k 를 제너다이오드를 이용하여 200 [V]로 감하고, 입력 D.C 링크 전압 V_{in} 이 200 [V] ~ 600 [V]까지 변화할 때 V_k 는 저항으로 분압되어 케환 제어 전압을 얻는다. 케환 제어 전압은 삼각파와 비교기로 비교하여 PWM 신호를 출력하였으며, 출력된 PWM 신호의 파형은 POWER MOSFET를 드라이브하기 위한 하이브리드 IC TLP-250 사용하여 IRF PF40을 동작시키고, 안정된 컨버터 출력 V_k 을 출력한다. 이때 인덕터값은 1 [mH] 이고, 캐패시터는 22 [μ F]로 정하였다.

그림 3의 SMPS 구성은 정격 출력 전력을 30 [W]로 정하고 스위칭 트랜스는 페라이트 코아 EI-140을 사용하였으며, 그림 4는 D.C. 링크 전압을 0~600 [V]까지 변화시킬 때 컨버터의 부하 조건

($R_L=2K, 4k$)에 대하여 컨버터의 출력 전압 V_k 를 측정 한 것이다. 부하 조건 $R_L=2K$ 일 때 부하 전류는 0.14 [A]이며, 출력 전압 V_k 는 D.C. 링크 전압(V_{in})이 300 [V]부터 안정되며, 입력 D.C. 링크 전압이 300 [V]부터 600 [V]까지 변화시킬 때 전압 변동률은 4.6 %이고, $R_L=4K$ 일 때 전압 변동률 1 %이다.

그림 5는 스텝다운 컨버터와 MOSFET를 이용한 RCC 방식 SMPS를 중속 접속시켜 내부 전원 회로를 구성하여, D.C. 링크 전압 V_{in} 을 0 [V]부터 510 [V]까지 333 [msec]의 시간 지연 요소를 갖고 인가할 때 컨버터 출력 전압 V_k 을 오실로스코프로 관측한 것이다. 기동시 출력 전압은 그림 5에서와 같이 V_{in} 이 300 [V] 이상일 때부터 일정하게 $V_k=270$ [V]를 유지한다.

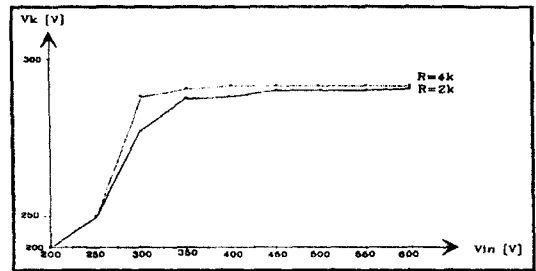


그림 4. 스텝다운 컨버터의 출력 전압 특성
Fig. 4. The output voltage characteristics of the step-down converter

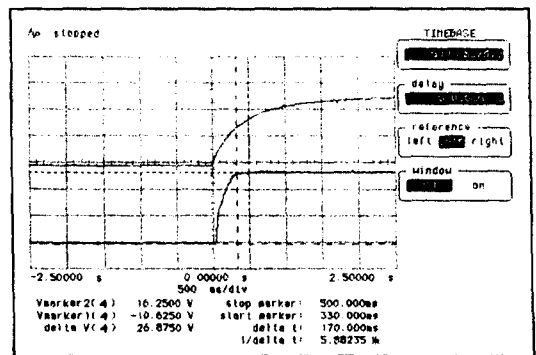


그림 5. V_{in} 상승시 컨버터 출력 전압 (감쇠비 10:1)
Fig. 5. The converter output voltage at V_{in} rising (Probe 10:1)

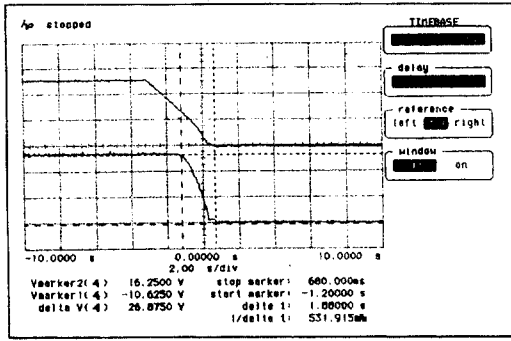


그림 6. Vin 하강시 컨버터 출력 전압 (감쇠비 10:1)
Fig. 6. The converter output voltage at Vin falling (Probe 10:1)

그림 6은 D.C. 링크 전압을 차단시 D.C. 링크 전압 Vin이 감소할 때 컨버터 출력 전압 V_k를 오실로스코프로 관측한 것이다. V_{in} 차단시 600 [V] ~ 300 [V]까지는 일정한 V_k를 유지하나 그 Vin이 계속 낮아지면 V_k도 낮아짐을 알 수 있다.

V. 결 론

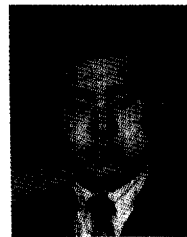
본 논문에서는 D.C. 링크 전압이 비교적 높은 전압형 인버터의 내부 스위칭 전원을 스텝다운 컨버터와 MOSFET를 이용한 RCC 방식으로 종속하여 구성시켰으며, 제시된 각각의 회로 구성을 논하고 실제로 회로를 실현하여 실험하였다.

결과로 종속 구성된 회로에서 스텝다운 컨버터는 정상동작시 입력 D.C. 링크 전압이 300 [V]부터 일정 부하 조건에서 양호한 전압 안정도를 얻을 수 있었다. 부하 조건 RL=2K 일 때 출력 전압 VK는 276 [V]에서 289.4 [V]로 변하여 전압 변동율은 4.6 %정도이고, R_L=4 K일 때 출력 전압 VK는 286.7 [V]에서 291 [V]로 변하여 전압 변동율은 1 %정도였다.

위에서 제시된 종속 스위칭 전원은 보다 신뢰성과 전기적 특성을 위해서 스텝다운 컨버터의 출력 전압 변동도 고려하여 부궤한 회로를 보완할 필요가 있으며, RCC 방식 SMPS는 전용 하이브리드 IC를 이용하여 회로의 신뢰성을 높이는 것이 바람직 하겠다.

참 고 문 헌

1. Constance C. Heath, "THE MARKET FOR DISTRIBUTED POWER SYSTEMS," APEC, pp. 225-229. 1991.
2. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics," pp. 63-98. 1989.
3. John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, George C. Verghese, "Principle of Power Electronics," pp. 103-161. 1991.
4. Eugene R. Hnatek, "DESIGN OF SOLID STATE POWER SUPPLIES," VAN NOSTRAND REINHOLD, pp. 48-74. 1989.
5. 스위칭 전원방식 전원회로(SMPS)의 이론 및 설계, 금성연구소, pp. 25-26. 1986.
6. Abraham I. Pressmann, "Switching Power Supply Design," Mc Grow-Hill Inc. 1992.



강구홍(Gu-Hong Kang) 정회원
1963년 5월 29일생
1993년: 서울산업대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1996년: 광운대학교 산업정보대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1998년: 강원대학교 박사과정 재학중
1986년~1997년: 동서대학교(구대우공업전문대학) 전자과 조교
1997년~1998년(현): 춘천기능대학 전자기술학과 전임강사
<연구분야> 전력전자, 신경회로망



이재곤(Jae-Kon Lee) 정회원
1951년 9월 19일생
1985년: 숭실대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1996년: 강원대학교 대학원 전자공학과(박사과정 수료)
1989년~현재: 한림정보산업대학 전자통신과 부교수

<연구분야> 음성신호처리, 신경회로망