

전압원 인버터의 전류제어

마진석*, 윤경섭*, 임성운**, 구본호**, 권우현*
* 경북대학교, ** 경북산업대학교

Current Control of Voltage Source Inverter

Ma J. S. *, Youn K. S. *, Im S. W. **, Goo B. H. **, Kwon W. H. *

* Kyungpook National University, ** Kyungpook Sanup University

Abstract : Current controlled inverter is the device which gives fast and accurate current output response for current command. Existing current controlled inverters have no way but to take a narrow bandwidth due to resonance of output filter. In this paper, High performance current controlled inverter with multiloop structure is designed and modeling is executed in that basis. This paper realizes the high performance current controlled inverter with the bandwidth above resonant frequency, controls proposed inverter by analog controller, analyzes the performances through simulation and tests 2kW prototype system.

I. 서 론

전력제어분야에서 직류 전력을 교류 전력으로 바꾸어 주는 인버터는 각종 전력제어장치에서 오랜동안 사용되어왔으며, 그 중요성이 갈수록 증대되어가고 있다. 이러한 인버터는 이미 산업현장에서 전동기제어, 전력제어, 조명제어, 전열제어 등에 광범위하게 사용되고 있으며 최근의 마이크로프로세서와 스위칭 소자의 눈부신 발달로 인하여 그 성능이 매우 향상 되어지고 있다. 인버터는 크게 전압원 인버터와 전류원 인버터로 나눌 수 있다. 전압원 인버터는 출력전압의 크기와 주파수를 동시에 제어할 수 있고, 출력이 전압원이기 때문에 병렬운전에 유리하지만, 부하단자의 단락시에 과대전류가 흘러서 파괴되므로 빠른 응답을 갖는 보호회로가 필요하다. 한편 전류원 인버터는 출력 임피던스가 큰 전류원으로서 출력전류의 순시치와 주파수를 제어하므로 신뢰성이 높고 인버터의 전류(commutation) 실패시나 단락사고 등에 대해서도 부하전류가 제한되므로 다른 보호회로가 필요없는 장점이 있으나 일반적으로 전압원 인버터보다 속도 응답이 느리고 정류 회로와 인버터 회로에서 전류의 크기와 주파수를 각각 제어해야 하므로 제어회로가 복잡하여 출력에서 병렬운전시 이슈음을 겪어왔다. 본 논문에서는 이러한 전압원

인버터의 장점을 이용하여 전압원 인버터를 구성하고 전류제어를 실시하여 전류제어시 일반적인 방법인 전류원 인버터나 전압원 인버터의 히스테리시스 제어법을 사용한 것보다 우수한 성능을 가지도록 하였다. 현재 고성능 전류제어 인버터의 용도로서는 전원공급장치 테스트용 임의 과정 생성기, 일반용도의 가변 주파수 교류 전류 공급 장치, 진동 테스트 장치, 핵 자기 공명 단층 촬영 장치 등에 광범위하게 사용되고 있다.[1][2][3][4]

II. 본 론

2.1 전압원 인버터의 기본구조

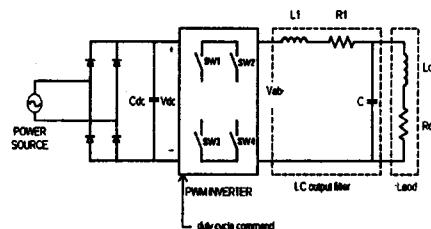


그림 1. 전압원 인버터의 기본구조

전압원 인버터에 사용되는 기본 회로 구조는 그림 1과 같다. 시스템에서 가장 중심이 되는 곳은 PWM(pulse width modulation)인버터이다. 입력전원에서 정류다이오드를 통과한 전류는 충전커패시터(Cdc)에 충전되어 인버터 전원전압(Vdc)을 만든다. 이때 PWM인버터는 그 제어입력으로 펄스폭제어 명령을 받아 충전커패시터에 충전된 전원전압을 출력으로 보내고, 이렇게 출력된 값이 Vab이다. 이때 인버터 브릿지 출력전압 Vab는 인버터 제어입력인 펄스폭 명령과 전원전압에 비례하는 출력을 내게된다. PWM인버터의 출력은 필터 인덕터(L1)과 필터 커패시터(C)로 이루어진 2차 저역필터를 통과하게 된다.(단, 여기에서 그림의 R1은 필터 인

터의 기생저항을 등가적으로 나타낸 것이다.) 따라서 요구되어진 주파수이상의 영역에서는 전압리플성분은 차단되게 된다. 필터단에 이어서 연결된 부하단은 전류제어 인버터의 통상적인 부하가 코일등과 같은 유도성부하임을 감안하여 인터터와 그에 따른 기생저항값을 부하값으로 사용하여 시스템을 구성하였다.

2.2 출력 필터 및 부하의 모델링

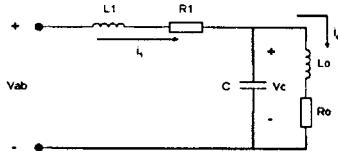


그림 2. 출력 필터 및 부하

출력 필터 및 부하의 등가적인 구조는 그림 2와 같다. 그럼 2로부터 필터 및 부하 회로의 상태 방정식을 구해보자. 이때

L_1 : 출력 필터 인덕터, R_1 : 필터 인덕터의 기생저항,

C : 출력 필터 커패시터, L_0 : 부하 인덕터,

R_0 : 부하 저항을 나타낸다.

출력 전류 i_o , 필터 인덕터 전류 i_1 , 출력 전압 v_c 를 상태 변수로 놓으면

$$v_{ab} = L_1 \dot{i}_1 + R_1 i_1 + v_c \quad (1)$$

$$\dot{i}_1 = C \dot{v}_c + i_o \quad (2)$$

$$v_c = L_0 \dot{i}_o + i_o R_0 \quad (3)$$

[$i_o \ i_1 \ v_c$] T = [$x_1 \ x_2 \ x_3$] T 로
놓고, 식 (1),(2),(3)을 정리하면

$$\frac{dx}{dt} = Ax + bV_{ab} \quad (4)$$

이 된다. 여기에서

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -R_1 & 0 & \frac{1}{L_0} \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

실제 필터 인덕터의 기생 저항은 매우 적은 값이므로 $R_1=0$ 으로 놓을 수 있으며, 입력전압 v_{ab} 와 출력전압 v_c 에 대한 관계를 주파수영역에서 구하여 보면 식 (5)과 같다.

$$\frac{v_c}{v_{ab}} = \frac{L_0 s + R_0}{L_0 L_1 C s^2 + L_1 R_0 C s + (L_0 + L_1)s + R_0} \quad (5)$$

또한 입력전압 v_{ab} 에 대한 부하측 전류 i_o 에 대한 관계는 출력전압 v_c 를 부하저항과 부하인덕터의 합으로 나눈 것이 되므로,

$$i_o = \frac{v_c}{L_0 s + R_0} \quad (6)$$

이 된다.

2.3 PWM제어 신호

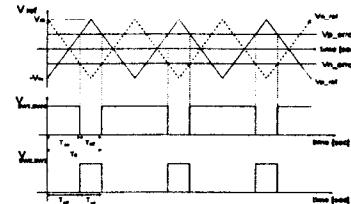


그림 3. PWM제어기 동작 파형

2.4 인버터 제어시 발생하는 문제점

첫째. 인버터의 출력 측에 사용되는 필터인덕터와 필터커페시터에 의해 발생하는 전압공진 및 전류공진점은 인버터의 전압 및 전류출력에 영향을 주어 출력파형을 불안정하게 하고, 이것은 시스템을 불안정(unstable)하게 한다. 만약 제어루프에서 이러한 공진현상을 보상하지 않을 경우 시스템은 대역폭이 매우 낮은 시스템이 되거나, 페루프 시스템으로 사용할 수 없게 된다.

둘째. 입력커패시터에 충전된 전압은 무한히 그 값이 유지되지 않는다. 즉 부하량이 커지면 충전커패시터의 전압에 전압 강하가 발생하게 되며, 이것은 인버터의 개루프증폭도를 강화시켜, 시스템의 출력단에서 원하는 출력을 얻을 수 없게 한다.[6] 본 논문에서는 위에서 열거한 일반적인 인버터시스템의 문제점을 고려하여 전압원 인버터를 설계하도록 하였다.

2.5 전압원 인버터의 전류제어기 설계

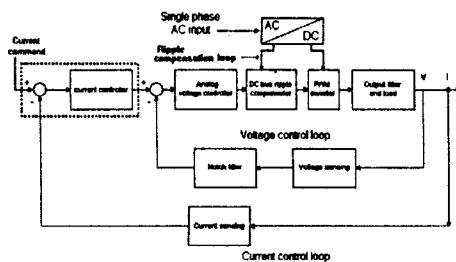


그림 4. 제안된 전압원 인버터의 블록도

그림 4는 제안된 전압원 인버터의 블록도이다. 그림에서 보면 전압원 인버터는 입력 전류 명령에 추종하는 출력전류를 얻기 위해 전압제어루프와 전류제어루프의 다중제어루프를 사용한다. 내부의 전압제어루프에서는 전압 제어 명령에 대하여 전압제어기기를 사용하여 명령치와 출력치를 비교하고 전압제어기를 사용하여 전압제어루프의 안정성과 속응성을 보장하여 인버터의 출력전압을 안정화시키며, 외부의 전류제어루프에서는 원하는 전류명령에 대한 출력전류를 전류제어기기를 사용하여 그 오차를 비교하고 그 오차값을 전류

제어기를 사용하여 제어함으로써 안정된 출력을 낼 수 있게 한다.

우선 첫째로 앞서 언급된 출력 필터의 공진에 의한 전압 루프의 발진에 의한 시스템의 불안정을 막기 위해서 전압계 환루프에 노치(notch)필터를 사용하여 공진점부근에서 공진에 의해 발생한 이득 증폭을 감쇄시키고 전상제어기를 사용하여 위상여유분을 확보하여 전압제어루프가 발진하는 현상을 방지한다.

둘째로 입력 충전커패시터의 전압강하에 의한 인버터 이득의 감소를 막기 위해 전원 전압 보상루프를 추가하였다.

셋째로 본 논문에서는 미국 International Rectifier사의 일반적인 전력용 반도체 스위치인 전력용 MOSFET인 IRFP450을 사용하여 인버터의 출력단에 전력용 반도체 스위치의 병렬운전을 실시하여 소용량의 전력용 스위치를 다수 사용하여 대용량의 전류를 구동할 수 있게 하였다. 또 이러한 병렬연결된 반도체스위치를 고속 스위칭하여 출력측의 필터 용량과 크기를 줄였다. 본 논문에서는 이러한 필터의 크기 및 용량과 요구되어진 전압제어루프의 대역폭, 전류제어루프의 대역폭 등을 고려하여 50kHz의 스위칭주파수를 사용하였다. 표 1은 모의실험과 실험에 사용된 회로값들이다.

DC input voltage	V _{dc} 310[V]
Capacitor of LC filter	C 400[nF]
Inductor of LC filter	L ₁ 640[μH]
Inductor of Load	L ₀ 720[μH]
Resistor of Load	R ₀ 0.25[Ω]
Comparator reference voltage	V _m ±12[v]

표 1. 사용된 회로값

2.5.1 전압제어루프의 제어기 설계

전압원 인버터의 내부 전압제어루프는 빠른 전압 응답 특성을 위해서 20kHz정도의 대역폭을 구현 목표로 하였다.

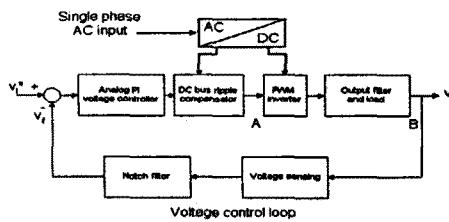


그림 5. 전압제어루프

그림 5는 전압제어루프 블럭도만을 나타낸 것이다. 우선 제어기를 사용하지 않을 때의 시스템의 개루프특성을 구해 보면

$$G_{AB}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = G_{comp}(s) \times G_{inv}(s) \times G_{filter, load}(s) \quad (6)$$

$$= \left(\frac{1}{2V_m} \right) \times (2V_{dc}) \times \left(\frac{L_0 s + R_0}{-L_0 L_1 C s^2 + L_1 R_0 C s^2 + (L_0 + L_1)s + R_0} \right) \quad (7)$$

이 된다. 식 (7)을 제어시스템 설계 프로그램인 MATLAB을 사용하여 그 개루프주파수 특성을 조사하면 그림 6과 같다.

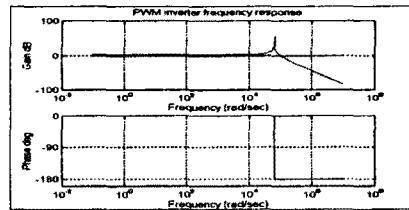


그림 6. 보상되지 않은 시스템의 주파수 특성

약 10kHz 부근의 주파수에서 출력필터에 의한 공진특성으로 인하여 개루프특성에 있어서 퍽킹(peaking)하는 특성을 볼 수 있다. 아울러 이 주파수대에서의 위상특성이 -180° 까지 급격히 지연되는 것을 알 수 있다. 따라서 이러한 시스템의 공진 특성을 보상하지 않는다면, 전체 폐루프시스템이 불안정해짐을 알 수 있다.

시스템의 공진특성을 보상하기 위하여 본 논문에서는 노차필터를 사용하여 공진점에서 개루프이득을 상쇄시키고, 전상제어기를 사용하여 공진점 부근의 위상을 보상하여 공진이 발생하는 주파수 부근에서도 안정된 시스템을 얻도록 하였다. 일단 공진점 부근의 주파수에서 시스템을 안정된 상태로 동작시키고, 이어서 요구되어진 전압루프의 주파수 특성을 얻기 위하여 전압제어기를 설계하였다.

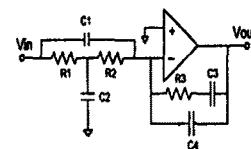


그림 7. 전압오차제어기

그림 7은 구현된 전압오차제어기의 회로를 나타낸 것으로 고전적인 PI제어기를 사용하였다.

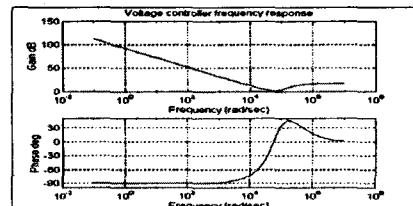


그림 8. 전압오차제어기의 주파수 특성

구현된 전압오차증폭기의 주파수특성은 그림 8과 같다. 그림에서 보는 바와 같이 노치 필터와 전상제어기에 의하여 일단 공진점부근에서 이득의 상쇄현상을 볼 수 있으며 아울러 제어기의 위상특성이 약 +130도의 전상특성이 나타나는 것을 알 수 있다. 이것은 종래 노치 필터사용시 문제점으로 지적되어온 공진점 부근의 위상지연현상을 해결하였다고 볼

수 있다. 또 요구되어진 전압제어루프의 대역폭 20kHz 및 직류 이득 100dB를 달성하기 위하여 제어기를 통하여 조정하였다. 그림 8을 사용하여 전압제어루프를 보상하였을 경우의 전압제어루프의 개루프 주파수 특성은 그림 9과 같다.

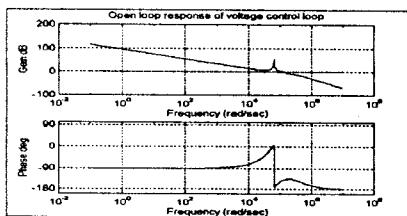


그림 9. 전압제어루프의 개루프 응답 특성

그림에서 보면 전압제어루프의 개루프 주파수 특성의 이득여유는 약 +70 dB이고, 위상여유는 +45도이며, 예상되는 폐루프 대역폭은 20kHz정도임을 알 수 있다. 따라서 출력필터가 10kHz에서 공진이 발생하여도 제안된 제어기 구조를 사용하여 원하는 대역폭까지의 주파수 특성을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

직류이득	$\approx 100 \text{ dB}$
대역폭	20 kHz
이득여유	+ 70 dB
위상여유	+ 45.2 °

표 2. 전압제어루프 성능 및 안정도

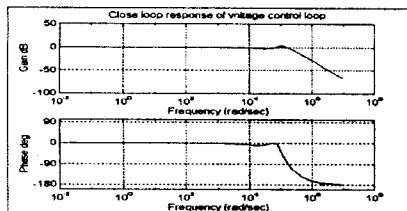


그림 10. 전압제어루프의 폐루프 응답 특성

그림 10은 전압제어 루프의 폐루프 특성을 나타내는 것으로서 약 20kHz의 대역폭을 달성하였음을 알 수 있다.

2.5.2 전압제어루프의 전원 리플 보상 제어

앞서 언급한 바와 같이 인버터의 전원 전압은 인버터에 걸리는 부하량에 따라 그 값을 일정하게 유지하지 못하고 리플이 발생하게 된다.[6] 따라서 본 논문에서는 이러한 전원 전압의 변동을 보상하기 위하여 그림 11과 같은 전원 리플 보상 루프를 삽입함으로써 이 문제를 해결하였다.

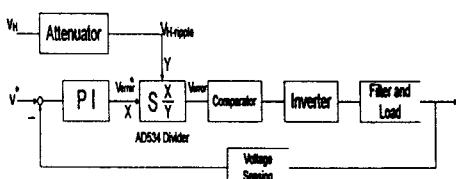


그림 11. 리플 보상 제어 루프 블록도

그림 11에서 보는 바와 같이 미국 ANALOG DEVICES사의 접착회로인 AD534를 나누기모드로 사용하여 전원 전압의 기준 전압 이상 또는 기준 전압 이하 변동을 보상하도록 하였다. 그림에서 X성분은 전압제어루프의 전압 오차 신호 V_{error}^* 를 나타내고, Y성분은 전원 전압의 변동분을 나타내며, S는 AD534의 이득을 나타내었다.

2.5.3 전류제어루프의 제어기 설계

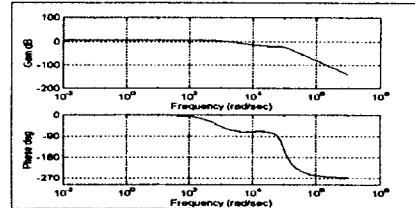


그림 12. 보상되지 않은 전류제어루프의 주파수 특성

그림 12에서 보는 바와 같이 제어기를 가지지 않는 시스템도 안정한 특성을 예상할 수 있으나, 만약 전류루프제어의 보상을 실시하지 않고 폐루프를 형성할 경우 약 16Hz정도의 대역폭을 예상할 수 있다. 그러나 실제로 전류제어루프는 5kHz정도의 대역폭과 직류이득 100dB정도가 요구되어지고 있으므로 다시 PI제어기를 사용하여 전류제어루프의 보상을 실시하도록 하였다. 그림 13의 아날로그 연산증폭기를 사용한 실시간 아날로그 전류제어기를 PI형태로 구성하여 시스템을 안정화시키고 요구되어진 성능을 만족시키도록 하였다.

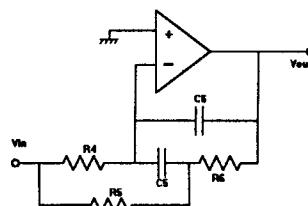


그림 13. 전류오차제어기

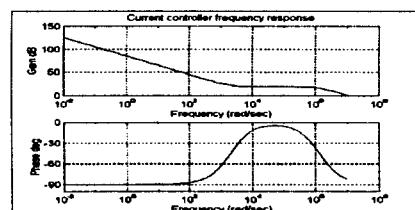


그림 14. 전류제어기의 주파수 응답 특성

구현된 전류제어기의 주파수 특성은 그림 14와 같다. 전류제어기에 의하여 0.1Hz부근의 직류이득이 약 80dB부근까지 보상되었고, 16Hz부근의 주파수부터 1.6MHz의 넓은 주파수 대역에 걸쳐 위상보상을 이루고 있음을 알 수 있다. 그림 15는 보상된 전류제어루프의 개루프 응답 특성을 나타낸 것이다.

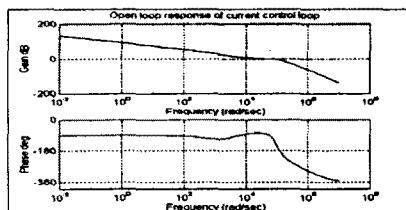


그림 15. 전류제어루프의 개루프응답특성

그럼 15에서 보면 아래의 표 3과 같은 성능을 나타낼 수 알 수 있으며 안정된 전류체어루프가 구현될 수 있음을 알 수 있다.

직류이득	≈ 130 dB
대역폭	6 kHz
이득여유	+ 5.2 dB
위상여유	+ 46.5 °

표 3. 전류제어루프 성능 및 안정도

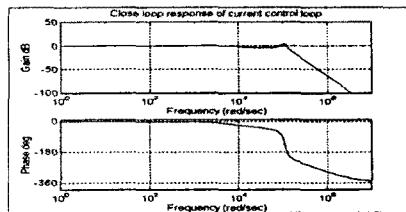


그림 16. 전류제어루프의 폐루프응답특성

그림 16은 전류제어일포의 폐루프주파수 특성을 나타낸 것으로써 목표치였던 5kHz 의 대역폭을 달성하였음을 알 수 있다. 그림 17,18은 최종적인 전류 제어 인버터의 시간영역에서의 정현파 입력에 대한 경계 부하 연결시의 출력파형의 모의실험과 실험결과를 나타낸 것이다.



(a) 입력파형 (b) 출력파형
그림 17 모의실험파형

• 100 •

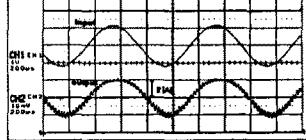


그림 18. 실험파형

구현하였다. 이를 위하여 우선 전압원 인버터를 설계하고, 이어서 전류제어루프들을 설계하였다. 전압제어루프에서는 출력 필터의 공진을 제어하기 위한 노치 필터와 전상제어기, 인버터의 전원 변동 보상을 위한 리플보상부프를 삽입하여 안정된 전압제어루프를 설계하였으며, 이를 기반으로 전류제어루프를 설계하여 전압원 인버터를 사용한 고이득, 고대역 전류 제어 인버터를 구현하였다. 향후 디지털 전류 제어기를 사용하여 가변부하에 대하여서도 안정된 전류 제어 인버터를 구현하는 문제가 계속 연구되어져야 할 것이다.

참고문헌

- [1] H. Fukuda and M. Nakaoka, "State-Vector Feedback Control based High-frequency Carrier PWM Power Conversion Amplifier with High-Precision Magnetic -Field Current-Tracking Scheme," *EPE*, pp.11-16, BRIGHTON, 1993.
 - [2] P.D. Ziogas, L. Moran, G. Joos, and D. Vincenti, "A REFINED PWM SCHEME FOR VOLTAGE AND CURRENT SOURCE CONVERTERS," *IEEE IAS*, pp.977-983, 1990
 - [3] Y.H. Chung, S.S. Kim, H.J. Cha, M.G. Kang and S.K. Sul, "PARALLEL OPERATION OF VOLTAGE SOURCE INVERTERS BY REAL-TIME DIGITAL PWM CONTROL," *EPE*, pp.058-063, FIRENZE, 1991
 - [4] S.D. Finn, "A High Performance Inverter Technology, Architecture and Applications," *IEEE APEC*, pp.556-560, 1993
 - [5] S. Vukosavic, L. Peric, E. Levi and V. Vuckovic, "REDUCTION OF THE OUTPUT IMPEDANCE OF PWM INVERTER FOR UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES," *IEEE PESC*, pp.757-762, 1990
 - [6] M.Pande, G.Joos, H.Jin, P.D.Ziogas "OUTPUT VOLTAGE INTERGRAL CONTROL TECHNIQUE FOR COMPENSATING A NON-IDEAL DC BUS IN VOLTAGE SOURCE INVERTERS" *IEEE APEC*, pp.761-767, 1993

III. 결 론

본 논문에서는 고성능 전압원 인버터의 전류제어루프를