

# 주파수추종과 전력제어가 가능한 전자기 연속주조용 LCL공진형 인버터

권기용, 한무호\*, 윤경섭\*\*, 권우현  
 경북대학교, \*포항산업과학연구원, \*\*거창전문대학

## LCL-resonance-inverter for EMC(Electromagnetic casting) with frequency tracking and constant power control

K.Y. KWON, K. S. YOUN\*, M.H. HAN\*\*, and W.H. KWON  
 Kyungpook National University, \*RIST, \*\*Keochang Provincial college

### ABSTRACT

본 논문에서는 LCL공진형인버터를 사용하여 넓은 부하의 변화에 대해서도 공진주파수 추종제어와 공급전력제어가 가능한 전자기 연속주조제어기를 설계하고 이의 특성을 모의실험을 통하여 확인하였다.

### 1. 서 론

연속주조공정으로 주조된 주편의 표면에는 많은 결함이 발생하는데, 이는 연속주조의 중단과 품질의 저하를 가져온다. 또한 표면결함이 발생한 주편은 다음 공정시 scarping, grinding 등의 방법으로 결함을 제거해야하는 등 공정지연과 인력손실을 유발한다. 이를 없애기 위해서는 주조시의 표면품질 개선이 필수적이다.

전자기 연속주조(EMC; Electromagnetic casting)는 그림 1과 같은 구조를 가지는 주조장치의 유도코일(EMC coil)에 고주파전류를 인가하여 주편의 표면에 교번 자장과 전류를 발생시킨다. 유도된 전류는 주편을 가열할 뿐만 아니라 자장과 작용하여 주편에 전자기력을 발생시킨다. 이 전자기력에 의하여 주편표면의 결함을 감소시킨다.<sup>[1-3]</sup> 이를 위한 고주파 유도가열 방식은 교번 자기장을 이용하기 때문에 피가열체의 외부뿐만 아니라 내부도 동시에 가열할 수 있다. 기존에 주로 사용하던 방법으로는 직렬공진방식과 병렬공진방식이 있다. 그러나 구조적으로 인버터와 부하사이가 서로 떨어져 있어야 하는 경우에는 선로의 인덕터를 공진회로 내에 흡수할 수 있는 LCL공진회로가 사용된다. LCL공진형인버터회로는 전압원인버터와 병렬 공진회로 사이에 직렬인덕터를 삽입한 구조로 기본적으로 전압원 인버터를 사용하면서 병렬 공진회로의 콘덴서로부터 발생하는 전류역류 현상을 공진 콘덴서와 인버터 사이에 추가된 인덕터로 간단히 방지할 수 있

다. 그리고 인버터단과 출력단이 인덕터로 연결되므로 연결선로 사이에 존재하는 기생 인덕턴스를 공진회로의 파라미터로 흡수할 수 있는 장점을 가진다.<sup>[4,5]</sup> 그러나 LCL공진형인버터에 대한 기존의 연구들은 철과 같은 시변부하에 대하여 부하변동에 따른 공진주파수추종에 관한 연구가 주로 행해지고 있는 반면, 전력제어에 관한 연구는 미비한 실정이다.

본 논문에서는 LCL공진회로를 이용하여 전자기 연속주조를 위한 회로의 설계 및 정전력제어와 주파수추종이 가능한 제어기를 설계하고 이의 동작을 모의실험을 통하여 확인하였다.

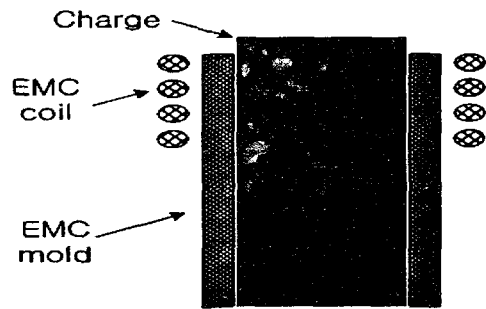


그림 1 전자기 연속주조장치의 개략도  
 Fig. 1 The simple scheme of EMC

### 2. LCL공진형인버터와 전자기 연속주조시스템

LCL공진회로는 전압형인버터를 사용하는 직렬공진회로의 단점을 보완하기 위하여 부하의 공진 회로를 변경한 것이다. 그림 2에서 알 수 있듯이 LCL은 전압형인버터에 직렬인덕터를 삽입하여 병렬 공진회로를 갖는 부하와 연결한 구조이다. 그리고 인버터단과 출력단이 인덕터로 연결되므로 연결선로 사이에 존재하는 기생 인덕턴스의 영향을 고

려할 필요가 없고 출력전류의 크기도 향상시킬 수 있는 등 여러 가지 면에서 장점이 있다. 또한 같은 주파수, 같은 전력의 직렬공진회로를 LCL공진회로로 변경하는 변환기법이 소개되고 있다.<sup>[4]</sup>

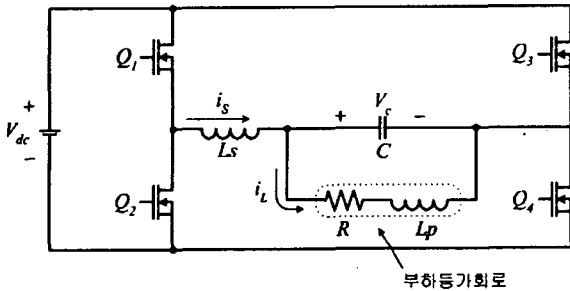


그림 2 LCL공진형인버터 회로  
Fig. 2 LCL-resonant-inverter scheme

### 2.1 주회로 동작 및 특성

그림 1의 LCL 공진회로는  $L_p$ 와  $C$ 의 병렬공진 주파수  $f_0$ 와  $L_p \parallel L_s$ 와  $C$ 의 직렬공진주파수  $f_1$ 을 가지며, 식 (1)로 표현된다.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C}}, \quad f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

$$L = L_p \parallel L_s, \quad \text{always } f_0 < f_1$$

$$\beta = \frac{L_s}{L_p}, \quad Q = \frac{\omega L_p}{R}$$

최대의 출력은 공진주파수에서 얻을 수 있고 그림 3에서 보듯이 스위칭주파수가 공진주파수를 벗어나면 출력은 줄어든다. 그리고 공진주파수로 운전되고 있을 경우에도 그림 4에서 보듯이 항상 스위칭각  $\phi$ (current delay)를 가진다.<sup>[4]</sup> 또한 이 회로의 중요한 특징은 부하에 흐르는 전류가 인버터출력전류보다 매우 크게 설계가 가능하다는 것이다. 입력과 출력전류의 비는 대략  $L_s/L_p$ 로 주어진다. 그러나 공진침예도(Quality factor)를 무한정 크게 할 수 없고, 스위칭각( $\phi$ )도 크게 할 수 없어 삽입되는 직렬인덕터의 크기에 제한을 받는다. 만약 실제 시스템을 현장에 설치할 경우 인버터와 부하단의 거리가 길어져 선로에 존재하는 인덕턴스만으로도 매우 큰 직렬 인덕턴스값을 가질 수 있다. 이러한 경우 선로의 인덕턴스로 인해 직렬인덕터와 부하인덕터의 비( $\beta$ )가 매우 커질 수 있다. 따라서 공진침예도가 매우 커지 않을 경우는 스위칭각( $\phi$ )이 매우 커져 출력전류의 왜곡을 가져온다. 따라서 스위치의 전류스트레스를 줄이고 출력전류를 크게 하기 위해서는 병렬운전이 필요하다. 그림 5의 회로는 스위치의 전류부담을 감소시킬 뿐만 아니라 선로인덕턴스에 의한 영향을 줄일 수 있는 회로이다.<sup>[5]</sup>

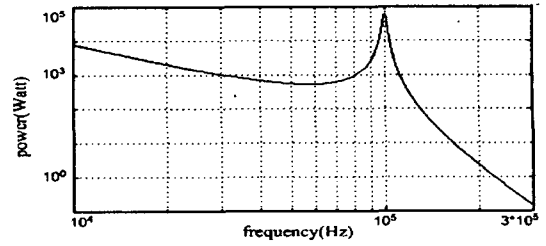


그림 3 스위칭주파수 변화에 따른 출력전력  
Fig. 3 output power of switching frequency variation

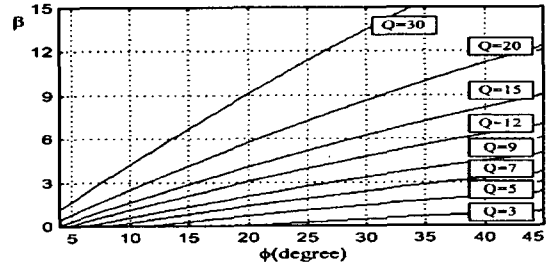


그림 4 Q와  $\beta$ 에 의한 스위칭각의 변화  
Fig. 4 Dependence of the switching angle  $\phi$  with the Q factor and  $\beta$

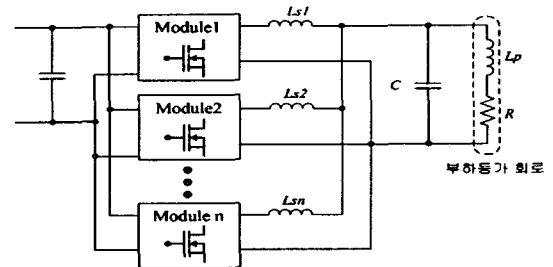


그림 5 인버터의 병렬운전  
Fig. 5 Parallel driving of inverter

이때 사용가능한 스위칭소자는 온도가 증가함에 따라서 저항이 증가하여 정상상태 동작에서의 전류분배를 자동적으로 행할 수 있는 MOSFET등이 적합하다.

### 2.2 위상전이 제어방식에 의한 정전력제어

일반적으로 인버터의 출력전압은 구형파이며 그 실효값은 식 (2)로 표현할 수 있다. 여기서  $d$ 는 신호의 반주기에 대한 스위치의 온시간의 비이다.

$$V_{i-S} = \frac{4}{\pi} V_{dc} \sin(\pi d/2) \quad (2)$$

식 (2)에서 최대값은  $d$ 가 1일경우로

$$V_{i-MAX} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \quad (3)$$

이다. 여기서  $d = \frac{2}{\pi} \sin^{-1}\left(\frac{V_{i-S}}{V_{i-MAX}}\right)$  (4)

이다. 그리고 이때의 출력전력은

$$P_{out} = \frac{(V_{i-s})^2}{2R} \cdot \left(\frac{Lp}{Ls}\right)^2 \quad (5)$$

이다.<sup>[6]</sup> 식 (2)를 식 (3)에 대입하면

$$P_{out} = \left(\frac{4V_{dc}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d}{2}\right)\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{2R}\right) \cdot \left(\frac{Lp}{Ls}\right)^2 \quad (6)$$

이다. 식 (4)에서 가변해 줄 수 있는 값은  $R$ ,  $Lp$ ,  $Ls$ ,  $V_{dc}$ ,  $d$ 가 있다. 여기서 저항과 인덕턴스값은 직접 가변하기가 어렵고 인버터앞단의 입력전압( $V_{dc}$ )을 가변하기 위해서는 인버터 앞단에 제어형 컨버터가 있어야 한다. 그러나 이러한 시스템에는 컨버터를 사용하므로 컨버터를 위해 부가적인 제어가 필요하고 고가의 스위칭 전력소자를 사용하므로 가격의 상승을 초래한다.

따라서 본 논문에서는 위상전이제어방식을 사용하여 인버터의 출력전압을 가변하여 출력전력을 제어한다. 그림 6과 7은 제안한 제어기이다.

그림 6의 주파수추종제어블록은 출력전압( $V_c$ )과 전압제어 발전기의 출력( $V_o$ )이 항상  $90^\circ$ 의 위상차를 가지도록 전압제어 발전기의 주파수를 가변하여 공진주파수를 추종한다. 그림 6의 주파수추종블록의 위상비교기(XOR)로 들어오는  $V_c$ 와  $V_o$ 의 위상차는 저역통과필터를 이용하여 위상차에 비례하는 값( $\theta$ )을 얻을 수 있다. 따라서 이 값( $\theta$ )과 위상지령 값( $\theta^*$ )과의 차를 비례적분제어기를 이용하여 전압제어발전기의 입력신호로 만든다. 전압제어발전기는 기본 발전주파수에서, 들어오는 입력신호가 양의 값일 경우는 출력주파수가 증가하고 음의 값일 경우는 출력주파수가 감소한다.

그림 6의 스위칭신호 발생블록에서는 전압제어발전기(VCO)의 출력을 인버터의 스위칭신호( $Q_i$ )로 사용한다. 그리고 위상전이된 신호를 만들기 위하여 전압제어발전기의 출력을 필터를 통과 시켜 펄스파를 만든 후 그림 7의 출력값  $d$ 와 비교하여 지연된 스위칭신호( $Q_d$ )를 만든다.

그림 7은 출력전력제어를 위해 식 (4)의  $d$ 를 얻는 블록이다. 인버터출력전압 지령값은 출력전력값과 지령값의 차를 비례적분제어기를 사용하여 오차전압값으로 만들고 실제 출력전압의 실효값과 오차전압을 합하여 식 (7)과 같이 만든다.

$$V_i^* = V_{iRMS} + (P^* - P)(K_i + \frac{K_p}{s}) \quad (7)$$

식 (7)에서 얻어진 값을 식 (4)을 사용하여 제어신호  $d$ 를 얻을 수 있다. 즉, 식 (4)로부터

$$d = \frac{2}{\pi} \sin^{-1}\left(\frac{V_i^*}{V_{i\_MAX}}\right) \quad (8)$$

이다.

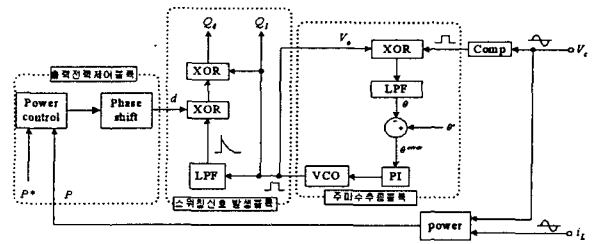


그림 6 주파수추종 및 스위칭신호 발생 블록  
Fig. 6 Frequency tracking and switching signal generation block

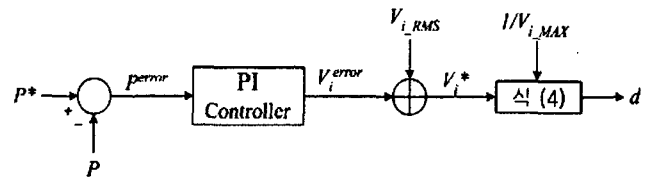


그림 7 출력전력제어 블록  
Fig. 7 Output power control block

### 3. 부하의 특징 및 모의실험

#### 3.1 부하의 특징

그림 2와 같은 구조로 되어있는 부하에서 코일과 몰드는 주파수에 따라 일정한 저항과 인덕턴스를 가진다. 그러나 몰드에 유입되는 용융금속은 그 성분에 따라서 저항과 인덕턴스값이 조금씩 변하는 특성을 가지고 있다. 또한 유도가열에 의한 연속주조 공정시에도 저항과 인덕턴스 값이 조금씩 변한다. 그리고 주조시 표면 형상에 영향을 미치는 기계적인 요인으로는 몰드의 모양, 코일의 위치, 주조속도, 몰드의 진동 등이 있다. 기계적인 조건은 이미 시스템으로 정해진다.

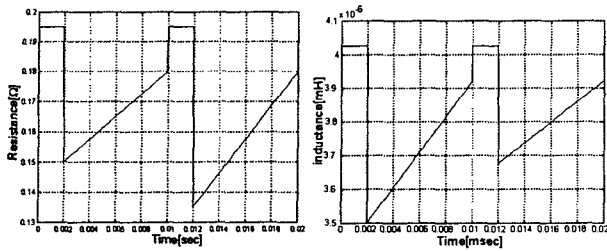
#### 3.2 모의실험

표 1 모의실험조건<sup>[1,2,3]</sup>

Table 1 Simulation parameter condition

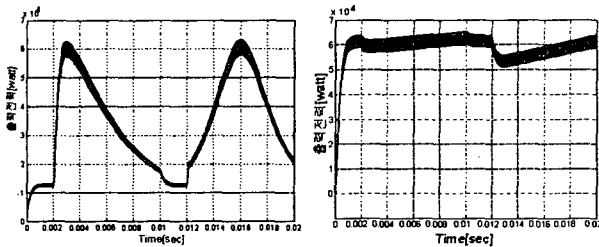
출력전력[kw]	63
공진주파수[khz]	100 ± 50%
출력전류[A]	650
부하저항[Ω]	0.15
부하인덕턴스[mH]	3.5
부하의 변동[%]	저항 : 30 인덕턴스 : 15
직렬인덕턴스[mH]	10
공진커패시턴스[μF]	978

모의실험에서 사용하는 인버터의 사양과 실험조건을 표 1에 도시하였다. 본 논문에서 수행한 모의실험에서는 0.002초와 0.012초에 부하가 유입되었



(a)부하변동(R) (b)부하변동(L)

그림 8 모의실험에 사용한 부하조건  
Fig. 8 Load condition for simulation



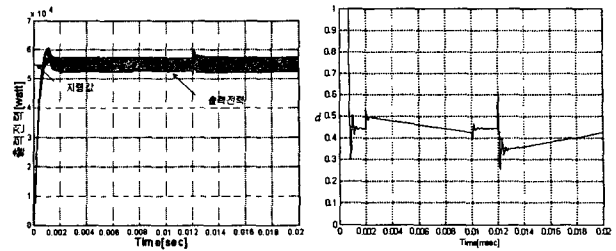
(a)일정주파수제어시 (b)주파수추종제어시

그림 9 출력전력 파형  
Fig. 9 Output power waveforms

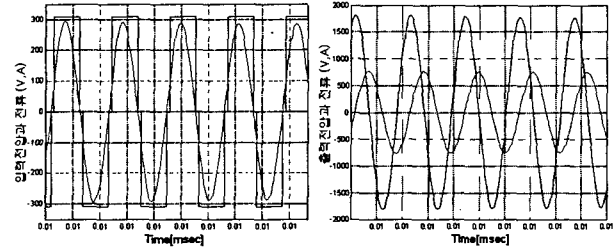
고, 그 값도 그림 8의 (a)와 (b)의 형태로 연속주조시와 같이 계속 변한다. 그림 9에서 (a)의 파형은 주파수추종없이 항상 일정한 주파수로 제어할 경우의 출력전력의 파형이고, (b)는 정전력제어는 하지 않고 주파수추종제어만 수행했을 경우의 출력전력의 파형이다. 그리고 그림 10(a)는 정전력제어와 주파수추종제어를 같이 수행할 때의 출력전력의 파형이다. 그리고 (b)는 그림 6에 주어진 출력전력제어 블록의 출력파형이고, (c)와 (d)는 정전력제어와 주파수추종이 이루어질 때의 입력전압·전류, 출력 전압·전류의 파형이다. 그림 8-10에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안한 제어가 부하의 변화에 대해 주파수추종과 정전력제어가 원활히 수행됨을 알 수 있다. 그리고 저항값이 30[%]이내, 인덕턴스값이 15[%]이내에서 변화할 경우에는 정전력제어 및 주파수추종이 원활히 이루어짐을 모의실험을 통하여 확인 하였다. 실제 전자기구조공정시에도 부하는 표 1에 주어진 조건 내에서 동작한다. 따라서 제안한 시스템과 제어기는 실제 시스템에 적용이 가능하다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 LCL공진형인버터를 사용한 전자기 연속주조시스템이 부하의 변화에 대하여, 일정한 전력공급과 공진주파수 추종이 가능하도록 PI제어기를 포함한 시스템을 설계하고, 부하의 변화에 대해 정전력제어 및 주파수추종제어가 잘 수행됨을



(a)출력전력 (b)제어기 출력



(c)입력전압·전류파형 (d)출력전압·전류파형

그림 10 제안한 제어기의 모의실험 파형  
Fig. 10 Simulation waveforms of proposed controller

모의실험을 통하여 확인하였다. 제안된 제어기는 간단한 로직회로와 신뢰성 있는 비례분제어기만을 사용하여 부하변동을 가지는 전자기 연속주조에 적용이 가능함을 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 박준표, 정희태, 심동준, 김호영, 정진영, "저용점 금속을 이용한 전자기 연속주조에 관한 기초연구," *RIST연구논문*, 제13권, 제1호, pp. 9~15, 1999.
- [2] 박준표, 정희태, 정제숙, 심동준, 김호영, 정진영, "전자기 연속 주조시 주변 표면 품질에 미치는 mold 형상의 영향" *RIST연구논문*, 제13권, 제1호, pp. 16~24, 1999.
- [3] 심동준, 정제숙, 김호영, "전자기 연속주조시스템의 등가 전기회로 해석," *RIST연구논문*, 제13권, 제1호, pp. 25~33, 1999.
- [4] J. M. Espi, E. J. Dede, E. Navarro, E. Sanchis, A. Ferreres, "Features and Design of the Voltage-fed L-LC Resonant Inverter for Induction Heating," *Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, pp. 1126~1131, 1999.
- [5] Fischer, G. L.; Doht, H, "An inverter system for inductive tube welding utilizing resonance transformation," *Conference Record of the 1994 IEEE*, vol.2. pp. 833~840, 1994.
- [6] J. M. Espi, E. J. Dede, E. Navarro, R. Garcia, "Steady-State Frequency Analysis of the LLC Resonant Inverter for Induction Heating," *IEEE International Power Electronics Congress(CIPE)*, pp. 22~28, 1996.