

엘리베이터용 전압형 PWM 입력 변환기에 대한 연구

김병하, 박상영, 서명석, 한권상, 정유철, 이정구

금성기전(주) 주안연구소

The research of Voltage Source PWM Converter for an elevator

Byoung-Hya Kim, Sang-Young Park, Myung-Seok Seo, Gueon-Sang Han, You-Chul Chung, Jung-Gyu Lee

GoldStar Electric Machinery Co.Ltd Juan R&D Lab

Abstract

This paper describes a bidirectional Voltage Source PWM Converter for an elevator. From the study of boost rectifier, the control circuit designed by full digital DSP technique. The characteristic of control circuit is that implements of space-vector PWM method and has feedback loop of DC side load current which reduce DC voltage fluctuation.

I. 개요

엘리베이터용 대용량 양방향 입력측 변환기 발전의 최근 동향은 PWM 전력 변환기를 사용하여

* 입력측 역률은 '±1'로 하고,

* 입력측 전류의 고조파를 최소화하여,

기계측의 발생 회생에너지를 전원측으로 돌려주는 기능을 필수로 하고 있다.

이러한 PWM 전력변환기의 종류는 전압형과 전류형 PWM 전력 변환기로 나누어진다. 전류형 PWM 전력변환기는 직류측 에너지 저장장치로 리액터를 사용하고 PWM전력변환기에 Free-wheeling 다이오드가 없는 강제전류형 스위칭소자를 사용하는 방식으로 본 연구에서는 조사하지 않았다.

전압형 PWM 전력변환기의 구조는 그림 1과 같이 3상 전원, 입력측 리액터, 입력측 변환기, 직류측 콘덴서와 제어회로로 구성된다. 이 같은 기기의 일반적인 특징은 다음 같다.

* 입력선간전압최대치 < 직류측 전압 최저치

* -1 < 입력측 역률 < 1

* 직류측 콘덴서 초기 충전회로 필요

본 연구에서는 '고속 엘리베이터용으로' 이러한 전압형 PWM 전력 변환기를 적용하기 위해 여러 선행 연구 중 승압형 정류기의 해석[1]을 토대로 제어계를 구성하여 직류측 궤환경로를 추가하여 직류측 전압변동이 적게하는 제어방식을 채택하였다.

공간벡터 PWM방법으로 여러 방법 중 계산량이 적고 기능은 기존과 유사한 방법[2]을 채택하였다. 이러한 방식의 확인을 위해 시뮬레이션을 수행하였고 현재 43KW 시스템을 제작 중이다.

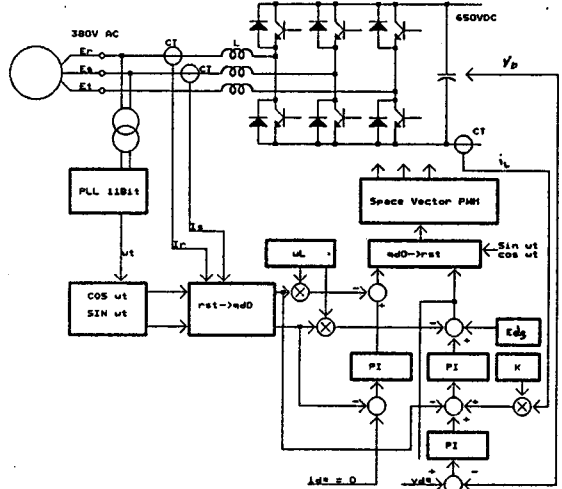


그림1. 전압형 PWM 전력변환기의 구성

II. 제어계 및 시뮬레이션 결과

제어 방식의 개념을 그림1을 토대로 보면 다음과 같다. 일단, 입력전압을 PLL회로를 통해 분주하여 전진 위상각을 얻어 Sin/Cos값을 구한다. 직류 오프셋 보상된 입력전류를 Park변환하여 비간섭 전류제어를 한다. 이때 지령 교류 무효 전류와 지령 직류 전압의 오차를 비례적분하여 제어계에 궤환하며 직류 부하전류를 유효전력 궤환 경로에 포함시켜 직류측 전압의 응답속도를 좋게한다. 지령 PWM 기준전압을 공간벡터 변조하여 무효전류오차와 직류전압오차를 줄이게 제어한다. 이때 dead-time 보상을 위해 기준전류지령을 Feed-forward보상하는 dead-time보상을 한다. [3] 그리고 CT의 직류전류 오프셋 보상기능이 있다.

이때 지령 PWM 기준 전압의 물리적인 의미를 살펴보면 식(1)을 통해 전력변환기의 선간변환함수로 이해 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{rs}(t) \\ v_{st}(t) \\ v_{tr}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{rs}(t) \\ C_{st}(t) \\ C_{tr}(t) \end{bmatrix} \cdot V_d(t)$$

$$i_L(t) = [C_{rs}(t) \ C_{sa}(t) \ C_{ra}(t)] \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_s(t) \\ i_t(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

저령 PWM 기준 전압이 PWM발생기(삼각파변조, 공간벡터변조 기 등)를 통해 전력변환기에서 직류측 전압이 교류측 선간전압으로 잘려서 나가고 교류측 상전류가 잘려서 직류측으로 들어온다는 것을 식으로 표현한것이다. 이러한 변환기 함수를 이용해서 변환기 회로 전체와 제어계를 표현할 수 있다. [1]

이러한 해석을 토대로 교류측 페르 방정식과 직류측 마디 방정식을 쓰면 식(2)와 같다.

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_s(t) \\ i_t(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} C_{rs}(t) \\ C_{sa}(t) \\ C_{ra}(t) \end{bmatrix} V_d(t) + \begin{bmatrix} E_{rs}(t) \\ E_{sa}(t) \\ E_{ra}(t) \end{bmatrix}$$

$$C \frac{dv_d(t)}{dt} = [C_{rs}(t) \ C_{sa}(t) \ C_{ra}(t)] \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_s(t) \\ i_t(t) \end{bmatrix} - i_{L0} \quad (2)$$

식(2)를 Park변환하면

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_D(t) \\ C_Q(t) \end{bmatrix} v_{d0} + \begin{bmatrix} E_{ds} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C \frac{dv_d(t)}{dt} = \frac{3}{2} [C_D(t) \ C_Q(t)] \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} - i_L(t) \quad (3)$$

와 같이 비간섭으로 되는 해석식을 얻을 수 있다.

식(3)을 토대로 PWM기준 전압제어발생계의 개루프 제어식을 구성하면 식(4)와 같다.

$$C_D(t) = (E_{ds} + \omega Li_q(t) - L \frac{di_d(t)}{dt}) \frac{1}{v_d}(t)$$

$$C_Q(t) = (-\omega Li_d(t) - L \frac{di_q(t)}{dt}) \frac{1}{v_d}(t) \quad (4)$$

식(3)에서 평형/정상상태에서의 직류측 마디 방정식의 형태는 식(5)로 표현된다.

$$v_{d0} \cdot i_L(t) = \frac{3}{2} E_{ds} \cdot i_d(t) \quad (5)$$

식(4), (5)를 토대로 제어계를 식(6)의 형태로 구성할 수 있다.

$$v_{dc}(t) = (E_{ds} + \omega Li_q(t) - L \frac{di_d(t)}{dt}) + \frac{2}{3} \frac{v_d}{E_{ds}} i_L(t) + P - I(v_d(t) - v_d^*(t))$$

$$v_{dq}(t) = (-\omega Li_d(t) - L \frac{di_q(t)}{dt}) + P - I(i_q(t) - i_q^*(t)) \quad (6)$$

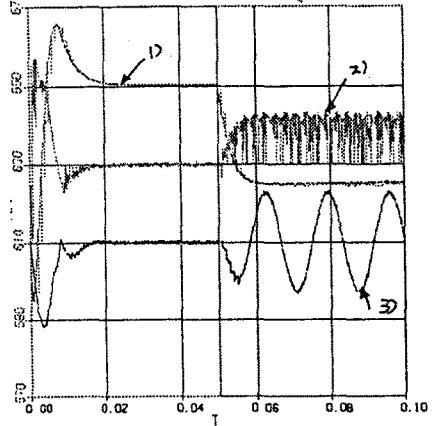


그림 2. 시뮬레이션 결과

그림 2는 시뮬레이션 결과로서 1)은 직류 전압으로 초기 기동시에서 0.05 초 후에 출력 인버터 기동시의 전압변동의 (670 V - 630V가변) 모습을 보이고 있다. 2)는 직류 부하측 전류(10 0A rms)의 모양이다. 3)는 입력측 전류(80A rms)의 모습이다. 이상의 시뮬레이션은 ACSL로 수행하였다.

(단, 시뮬레이션 시에는 교류저항이 없는 경우 A행렬의 고유치가 불안정하므로 시뮬레이션이 되지 않는다.)

III. 제어회로 및 PWM 회로

마이크로 프로세서는 Analog Device사의 AD2101 DSP chip을 사용하였으며 성능은 10Mips이다. 전체 제어에 사용되는 시간은 60us이며 40us의 여유시간에는 호스트와의 통신을 한다. 호스트와의 통신방식은 48bit 1/0로 ASIC화하여 사용하였다. 호스트와의 상호 연결은 완전 Slave로 동작하며 모든 순차동작이나 기타 작동은 호스트의 지령에 의존한다.

그림 3는 하드웨어의 블록도이다. 사용하는 하드웨어 안전 회로로는 PLL이상, 입력전원 순시정전/역결상, 직류측 순시과 전압, 직류측 순시 저전압, 직류측 초기 충전이상, 직류측 R상 단락, 직류측 S상 단락, 직류측 T상 단락, 교류측 순시 과전류 등이다. 그림 4는 공간벡터 PWM 발생부분이다. 일반적으로 공간벡터 PWM은 발생각의 처리가 까다롭고 PWM발생 하드웨어가 처리가 쉽지 않다. 본 연구에서 사용한 PWM발생각처리는 d-q-0 영역에서의 처리가 아니고 R-S-T영역에서 각도를 처리하므로 초월함수연산이나 기타의 연산이 필요없고 약간의 판단순차만이 필요하다. 그 PWM 발생각의 계산식은 [2]에 근거하여 계산하였다. 하드웨어 처리는 2 timer법[4]을 i8253 타이머를 2개 사용하여 처리하였다.

IV. 전력회로 구성

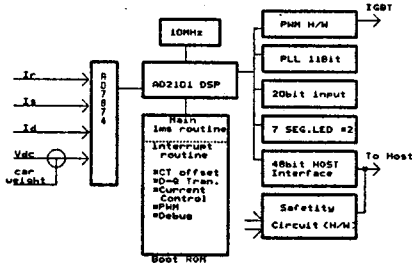


그림 3. 하드웨어 블럭도

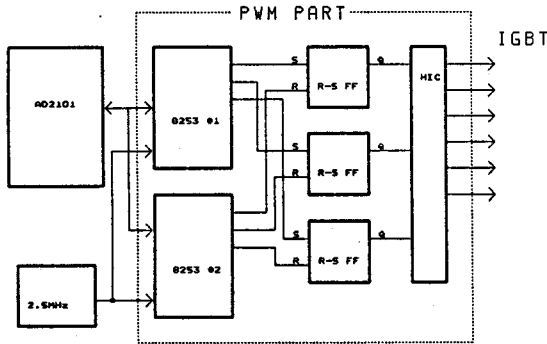


그림 4. 2 timer PWM발생 회로

전력회로의 사양은 아래와 같다.

- * 모터출력용량 : 43KW
- * 입력정격 전압 : 380V AC rms
- * 직류정격 전압 : 650V DC
- * 사용 스위칭 소자 : IGBT
- * Dead-time : 10us
- * 사용 교류 리액터 : 1.0mH

그림 4는 제작된 Power Stack의 모습이다. 사용한 IGBT는 Semikron(1600V, 200A)사의 것으로 입력측에 2병렬, 출력측에 3병렬하여 사용한다. 특별히 Semikron사의 IGBT를 선택한 이유는 일본제품보다 병렬 운전시에 문제가 적기 때문이다.

V. 결론

본 연구에서는 고속 엘리베이터용으로 전압형 PWM전력 변환기를 적용하기 위해 여러 선행 연구 중 승압형 정류기의 해석을 토대로 제어계를 구성하여 직류측 귀환경로를 추가하여 직류측 전압변동이 적게하는 제어방식을 채택하였다. PWM방식은 공간벡터 PWM방법으로 채택하였다. 이러한 방식의 검증을 위해 시뮬레이션을 수행하였고 현재 43kW 시스템을 제작 중이다.

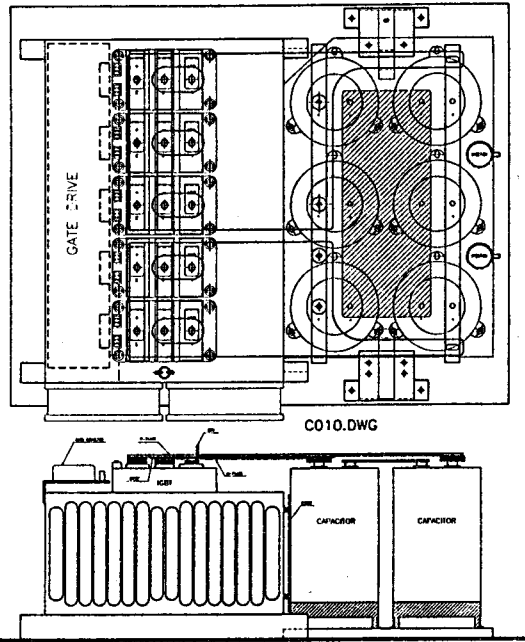


그림 4. Power Stack의 구성

참고 문헌

- [1] In-Gyu Park, Sang-Young Park, Jong-Keun Park, "An Analysis of Boost Rectifier," in Conf. Rec. 1991 IEEE IECON, pp. 519-524
- [2] 고성규, 박상영, 한학근, 박종근, "선간 전압 등간격 샘플 펄스폭 변조법을 이용한 3상 전압형 인버터," 1993 전력전자 연구 발표회, 대한전기학회, pp59-62
- [3] T.Sukegawa, K.Kamiyama, T.Matsui, T.Okuyama, "Fully Digital, Vector-controlled PWM VSI-FED AC Drives with an inverter Dead-time compensation strategy," in Conf. Rec. 1988 IEEE IAS, pp. 465-469
- [4] S.R. Bowes, R.R.Clements, "Computer-aided Design of PWM Inverter System," Proc. IEE, 1982, vol.129, Pt.B, No.1, pp. 1-17