

전압형 Dual PWM 컨버터의 변조각 지연에 따른 보상법 및 순시전류 제어기 구성.

정 연 택*, 김 원 철**, 이 사 영***, 전 지 용*, 김 현 봉*, 이 근 홍*
* 명지대학교, ** 명지실업전문대학 *** 충남전문대학

The Compensation Method of the Modulation-delay
for the Voltage type Dual PWM Converter and
Composition of the Instantaneous Current Controller.

Yon-Tack Chung*, Won-Chul Kim**, Sa-Young Lee***,
Ji-Yong Chun*, Hyeun-Bong Kim*, Keun-Hong Lee*

* Myong-Ji Univ. ** Myong-Ji Junior College. *** Chung-Nam Junior College.

Abstract

In this paper, a voltage type dual PWM converter which achieves the bidirectional power flow between a AC supply and a DC bus voltage is described. In PWM modulator, there exist a time difference between the sampling time and carrier wave, it achieves stable modulation even the disturbance in the synchronous AC source voltage. And this paper proposes the compensation method and the control method related a disturbance of synchronous signal using the low pass filter and phase shifter for the stable modulation. As a result the voltage type dual PWM converter makes the input current wave as sinusoid, and performs the high power factor driving.

1. 서 론

최근의 건전전동기용 컨버터의 발전동향은 전원측으로의 전력회생이 가능하며 단위역률로의 제어 및 스위칭소자의 PWM 기법에 의한 입력전류파형의 정현화와 일정한 직류전압 출력이다. 단상 전원을 정류할때 3상 정류보다 사용전원 계통에 불평형 부하, 부하전압 및 선전류에 고조파분이 더 많이 포함된다. 따라서 컨버터의 입력전류파형을 정현파에 가깝게 하고 입력전압파형과의 동상운전으로 무효전력을 보상하여 고역률로 유지되도록 한다[1,2]. PWM 변조기는 동기 신호인 전원전압 파형의 왜형과 노이즈 등의 외란 성분이 포함되어 있을때에도 안정된 변조를 하여야 한다. 제어를 위한 동기신호와 제어신호를 처리함에 있어서 샘플링 시점과 캐리어파와의 사이에는 시간 차이가 존재하며, 그에 따른 보상법이 필요하게 된다[1].

본 연구에서는 2대의 단상 컨버터를 병렬 접속한 듀얼운전 방식으로 전력을 증대시키며 각 컨버터의 스위칭시 캐리어 파가 90°의 위상차를 갖도록 PWM 변조하여, 컨버터의 입력전류 파형의 리플과 고조파분을 감소시켜 파형을 보다 정현파에 가깝게 한다.

동기신호의 왜형과 변조지연에 따른 안정된 제어와 보상을 위하여 Low pass filter와 Phase shifter로 제어에 필요한 기준성분인 sin파와 90°의 위상차를 갖는 -cos파를 발생시킨다. 전원전압은 90°의 위상차를 갖는 리액턴스전압, 전압형 컨버터의 교류측 전압의 합한 크기가 되도록, sin파와 -cos파의 합성으로 변조파를 연산한다. 이에 연산된 변조파는 안정된 PWM 신호를 발생시키고, 리액턴스전압을 전원과 90°의 위상을 갖도록 하여 컨버터의 입력전압과 입력전류의 동상운전이 가능해지고 이로써 고역률 제어가 이루어

진다. 제어기의 구성은 원칩 마이크로프로세서를 사용하여 제어기의 간략화 및 소형화한다.

이상과 같이 제안된 제어방식에 의해 정상상태 및 과도상태시의 입력력 특성을 시스템 모델링하여 시뮬레이션을 수행하고, 실험적인 결과를 통해 제안된 제어방식의 우수성을 확인하고자 한다.

2. 전압형 듀얼 PWM 컨버터

2.1 동작 이론

단상 전압형 듀얼 PWM 컨버터는 그림 1에 보이며 교류전원 v_s 는 주변압기를 통하여 각 컨버터에 공급되고 컨버터는 고역률로 유지되며 컨버터는 출력측 전압을 항상 일정하게 제어한다.

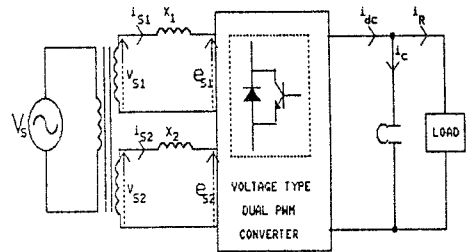


그림 1 전압형 PWM 컨버터
Fig. 1 Voltage type PWM converter

전원에 흐르는 전류 i_s 는 리액터 양단의 전압 v_L 에 의해 결정되며 정상상태시의 전압, 전류 벡터도는 그림 2와 같다.

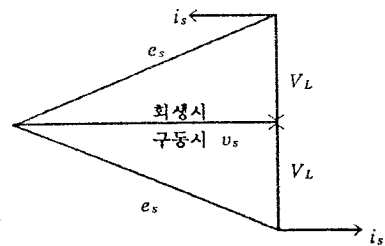


그림 2 벡터도
Fig. 2 Vector diagram

전원전압 v_s 가 e_s 보다 전상이면 구동상태가 되며, 반대로 e_s 가 v_s 보다 전상이면, 회생상태가 된다. 인덕터에 걸린 전압 $X \cdot i_s$ 는 v_s 로 부터 발생되는 무효전력이며, 전원전압 v_s 와 90° 의 위상차를 갖고 e_s 의 값을 조절할 수 있다. 이때 v_s 와 i_s 는 동상운전이 가능하여 구동 및 회생시 고역률도 유지될 수 있다.

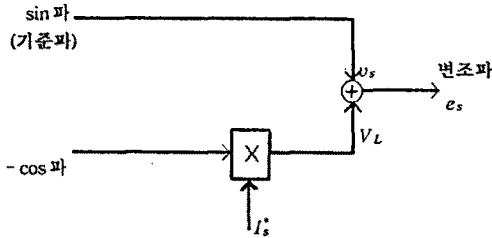


그림 3 기준파 발생을 위한 제어블럭도
Fig. 3 Controller's block diagram for reference wave generation

변환기를 제어하는 방법은 그림 3과 같으며 설정된 전류의 크기 I_s^* 에 의하여 변환기의 입력측 교류전압을 제어하여 그림 2의 벡터도를 만족하면 고역률 운전과 정역의 전력변환이 이루어진다.

2.2 동기방형 및 변조지연에 따른 보상법

제어를 위한 동기신호와 제어신호를 처리함에 있어서 샘플링 시점과 캐리어파와의 사이에는 시간 차이가 존재하며, 그에따른 보상법이 필요하게 된다. 또한 전압형 컨버터는 전원과 변환기 사이에 리액터를 갖고 있으므로 교류측 전류에 대하여 시정수가 매우 크게되며, 교류측 전류의 과도상태시간을 줄이기 위한 적절한 제어방법이 요구되어진다.

동기신호의 왜형과 변조지연에 따르는 안정된 제어와 보상법을 위하여 그림 4와 같이 Low pass filter와 Phase shifter로 제어에 필요한 기준성분인 sin파와 90° 의 위상차를 갖는 -cos파를 발생시킨다. 전원전압은 90° 의 위상차를 갖는 리액턴스전압 및 전압형 컨버터의 교류측 전압의 합한 크기가 되도록 변조파를 연산한다. 이에 연산된 변조파는 안정된 PWM 신호를 발생시키고 컨버터의 입력전압과 입력전류를 동상운전을 하므로써 고역률 제어가 가능하다.

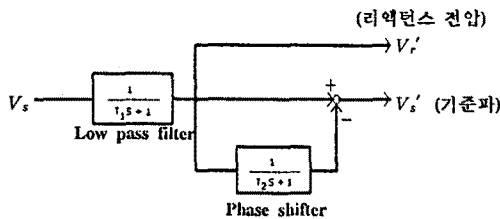
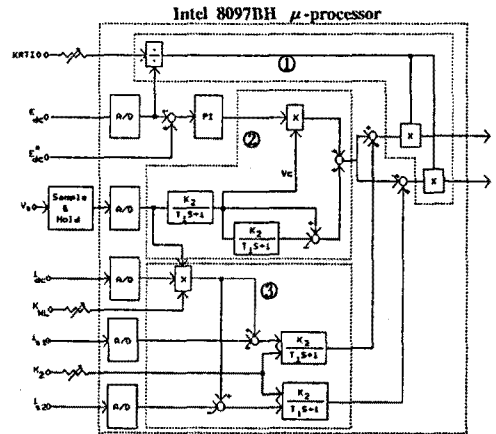


그림 4 기준파 발생기의 전달함수
Fig. 4 The transfer function of reference wave generator

2.3 제어기 구성

제안된 방법에 의하여 PWM 전압형 컨버터를 그림 5와 같이 제어한다. 변조파형 발생은 변조지연을 보정한 기준파형으로부터 변환기에 필요한 변조파를 연산하며, DC전압의 변동과 입력전압의 변동이 있더라도 그림 2의 벡터도가 되도록 변환기의 변조율을 조절하는 보상기능을 추가하였다.



① 변조율 제어부 ② 변조파 발생기 ③ 순시전류 제어부

그림 5 제안된 제어기의 구성
Fig. 5 The configuration of proposed controller

전압형 컨버터는 변환기와 전원사이에 리액터가 연결되어 시정수가 매우 큰 회로이므로 과도시간을 단축시키는 기능이 필요하다. 변환기의 설정된 전류의 순시값을 연산하여 이 전류에 실제 변환기의 순시전류가 빠르게 추종되도록 순시전류의 제어기능을 추가하였다. 순시전류의 오차는 필터에 의하여 지연되어 -cos성분으로 되며 이 성분은 리액턴스 전압에 가감되어 변환기의 입력전류를 제어하게 된다. 또한 K_r 은 변환기의 이득, K_1 은 전류 검출기의 이득, K_2 는 순시전류 제어이득이며 이를 각각 조절하기 위하여 제어기의부에서 가변되도록 제어기를 구성하였다. 정상상태에서는 순시전류의 오차가 없게 되므로 순시전류의 제어 기능은 동작하지 않는다.

3. 시스템 모델링

그림 1에 대한 등가회로는 그림 6과 같으며 시스템의 전압방정식은 식 (1)과 같다.

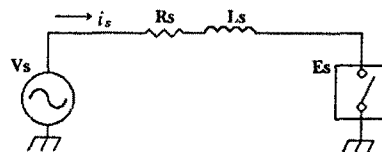


그림 6 등가회로
Fig. 6 The equivalent circuit

$$v_s = (R_s + pL_s)i_s + e_s \quad (1)$$

여기서, v_s 는 전원전압, i_s 는 전원전류,

e_s 는 변환기의 입력전압, p 는 미분연산자 (d/dt)

듀얼운전시 각 전압을 v_1, v_2 라 하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} e_{dc} \quad (2)$$

변수 g_1 과 g_2 는 스위칭에 따른 변수이며 식 (3)와 같다.

$$\begin{aligned} g_1 &= S_1 - S_2 \\ g_2 &= S_5 - S_6 \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $S_1 \sim S_6$ 은 동종서 "1", 소호서 "0"이다.

또한 전력변환기 출력측에 대한 전류의 방정식은 식 (4) 및 식 (5)와 같다.

$$C \frac{de_{dc}}{dt} = i_{dc} - \frac{e_{dc}}{R_L} \quad (4)$$

$$i_{dc} = g_1 i_1 + g_2 i_2 \quad (5)$$

따라서 식 (2-5)로부터 다음의 상태 방정식으로 표현된다.

$$p \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ e_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{g_1}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{g_2}{L_s} \\ \frac{g_1}{C} & \frac{g_2}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ e_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

본 논문에서 제안된 제어기법에 의해 모델링된 식 (6)의 상태방정식을 이용하여 동작특성을 관찰하기 위해 시물레이션 수행하였으며, 시물레이션 결과는 그림 7이다.

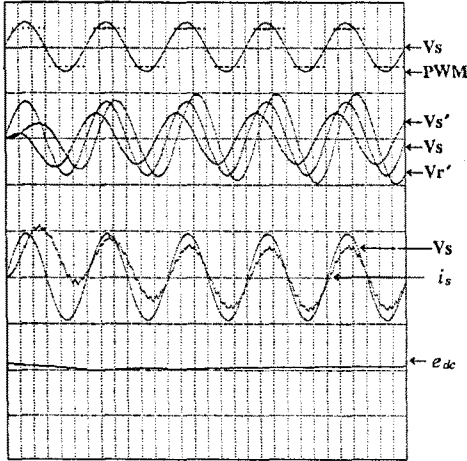


그림 7 시물레이션 결과 파형
Fig. 7 Output waveform of simulation

그림 7은 전원전압 v_s 에 의해 Low pass filter 출력과 Phase shifter를 사용하여 \sin 파와 $-\cos$ 파가 발생되어 정확하게 90° 의 위상차를 갖고 있음을 확인하였으며, 리액턴스 전압 및 입력전압분을 연산하여 PWM 변조시 기준파로 사용되어졌다. 전원전압 및 전류파형이 고역폭로 유지되는 시점은 전원 투입후 약 2주기후에 정상상태로 도달하여 안정된 동작이 이루어짐을 알 수 있다.

PI제어기 동작시 출력 DC전압을 궤환시켜 제안된 제어기 내에서 I_s 의 값에 빠르게 추종되어 직류측 출력전압을 300[V]의 정전압으로 일정하게 유지됨을 확인하였다.

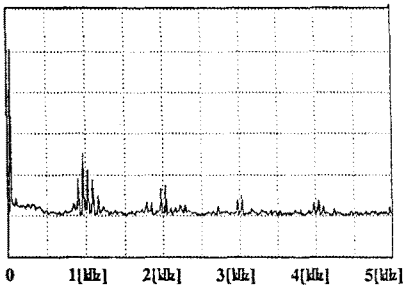


그림 8 스펙트럼 분석 (변환기 입력전압 E_s)
Fig. 8 Spectrum analysis (Converter input voltage E_s)

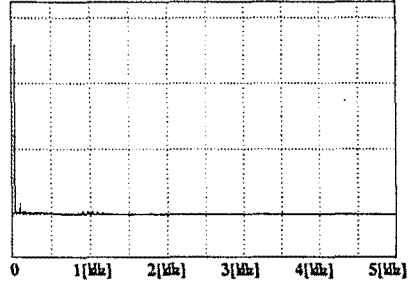


그림 9. 스펙트럼 분석(입력전류 i_s)
Fig. 9 Spectrum analysis (input current i_s)

그림 8과 9는 변환기 입력전압 E_s 및 입력전류 i_s 에 대한 스펙트럼 분석 결과이다. 제안된 PWM 변조에 의해 변환기 구동시 입력전류분위 정현파에 가까와 만족할 만한 결과를 얻을 수 있다.

4. 실험 및 고찰

본 시스템은 정격 600[V] / 75[A]의 트랜지스터 모듈, 18[mH]의 인덕턴스, 4400[μF]의 캐패시터로 5[KVA] 단상 전압형 듀얼 PWM 컨버터를 구성하여 실험하였다. 전원전압 v_s 와 전원전류 i_s 를 동기 트랜스와 CT를 통해 각각 검출하였으며, 이값은 sample & hold회로를 거쳐 원칩 마이크로 프로세서의 AD채널로 입력된다. Low pass filter와 Phase shifter출력이 정확하게 90° 의 위상차를 갖고 있음을 D/A컨버터를 통해 그림 10과 같이 확인하였다. 얻은 v_s' 와 v_r' 을 합성하여 기준파를 발생시켜 1080[Hz]의 스위칭주파수로 PWM 신호를 발생시켜 안정된 변조가 이루어도록 하였다. 출력측 전압을 검출하여 300[V]로 일정하게 유지하도록 하였으며, 16[μs]의 데드타임을 두어 상하 스위칭소자의 단락을 방지하였다.

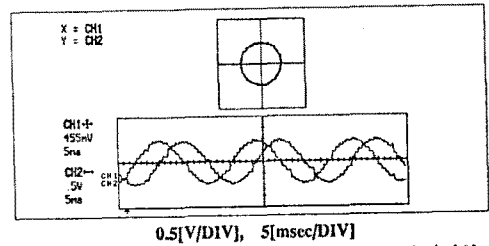
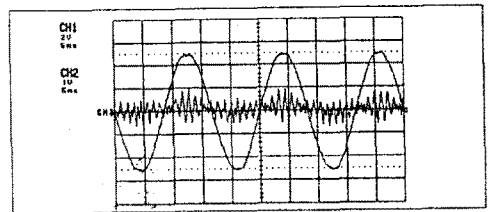


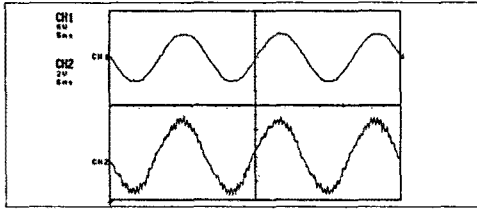
그림 10 Low pass filter 출력과 Phase shifter출력파형
Fig. 10 The Low pass filter & Phase shifter's output waveforms

그림 11은 전력변환기의 무부하 운전시의 순시전류 제어이득을 0으로 하고, 변조율 K_r 을 조절하여 무부하시 무효전류분이 거의 제거가 되어짐을 볼 수 있다.



CH1 : 2[V/DIV], CH2 : 1[V/DIV] Time: 5[μsec/DIV]
그림 11 무부하시 전원전압 및 전류파형
Fig. 11 Source voltage & current waveform in no load

그림 12는 컨버터의 부하운전시 전원전압과 입력전류가 동상으로 운전이 되며, 그림 2의 벡터도를 만족시켜 고역률로 유지됨을 확인할 수 있다.

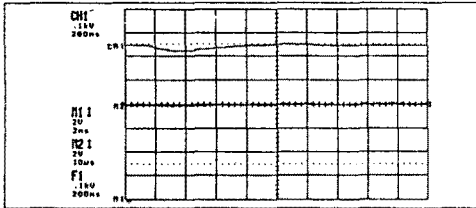


CH1: 5[V/DIV], CH2: 2[V/DIV] Time: 5[msec/DIV]

그림 12 부하시 전원전압 및 입력 전류파형

Fig. 12 Source voltage and input current waveforms in load

시스템 제어시 150[V]의 전원전압을 인가하여 리액터 전압은 PWM 변조에 의해 기준전압과 진상인 특성을 갖고있으며, 변조율에 의해 위상이 변하면 부효전력이 보상이되며 전원전류 I_a 와 동상이 되어 단위역률로 제어가 가능함을 확인할 수 있었다. 또한 PI제어기 동작시 출력 DC전압을 궤환시켜 기준전압과 비교하여 제안된 제어방법을 이용하여 그림 13과같은 결과를 얻을 수 있었으며 빠르게 300[V]의 정전압으로 유지됨을 확인할 수 있다.



CH1: 100[V/DIV], Time: 200[msec/DIV]

그림 13 출력측 직류전압파형

Fig. 13 Output DC Voltage waveform

5. 결론

본 논문에서는 단상 전압형 듀얼 PWM 컨버터를 구성하여 정역운전을 하였으며, 제안된 제어방법을 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- (1) Low pass filter와 Phase shifter를 이용하여 PWM 변조시 변조각 지연에 따른 보상법을 제시하여 항상 기준파를 안정화 시켜 안정된 PWM 신호를 얻을 수 있었다.
- (2) 단상 듀얼 전압형 PWM 컨버터를 구성하여 전력을 증대시키며 각 변환기의 입력전류 파형을 정현파에 가깝게 하여 전류고조파분을 줄일 수 있었으며 입력전압과 전류분이 동상으로 운전되어 고역률 제어를 실현하였다.
- (3) 원칩 마이크로프로세서를 사용하여 제어시스템의 하드웨어를 간략화 및 소형화 하였다.
- (4) 시뮬레이션 및 실험결과를 통해 확인한 제어방법은 고신뢰성이 요구되는 컨버터로 사용할 수 있다.

[References]

- [1] Omar Stih and Boon-Teck Ooi, "A Single-Phase Controlled Current PWM Rectifier," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 3, no.4, pp.453-459, 1988.
- [2] Takashi Sukegawa et al., "A Multiple PWM GTO Line side Converter for Unity Power Factor and Reduced

Harmonics," IEEE Trans. Ind.Appl., vol.28, no.6, pp.1302-1308, 1992.

[3] A.W.Green et al., "3-Phase Voltage Sourced Reversible Rectifier," IEE Proc. vol. 135, Pt.B, no.6, pp.362-370, 1988.

[4] J.T.Boys and A.W.Green, "Current-Forced Single Phase Reversible Rectifier," IEE Proc., vol.136, Pt.B, no.5, pp.205-211, 1989.

[5] A.W.Green and J.T.Boys, "Hysteresis Current Forced Three Phase Voltage Sourced Reversible Rectifier," IEE Proc., vol.136, Pt.B, no.3, pp. 113- 120, 1989.

[6] 鄭然澤 外 "3相 電壓型 PWM 컨버터의 特性改善에 關한 研究" 1993년도 大韓電氣學會 夏季 學術大會 論文集 (B), 1993年 7 月, pp. 830~832

[7] 仲田 浩外 "電壓型 PWM GTO 콘베-의 電源電流解析と GTO 遮斷電流의 算出" 1987年 日本 電氣學會 學術大會, pp 1093~1094.