

전원측 리액터 불평형을 고려한 전압형 컨버터의 전류 보상 제어기 구현

전지용* · 조유환** · 이근홍***

The Implementation of Current Compensation Controller in Driving Voltage type Converter considering the Unbalance of Reactor at the Source Side

Chun Ji-Yong*, Cho Yu-Hwan** and Lee Geun-Hong***

요약 본 연구에서는 인버터를 구동하는 용도의 직류전원장치에 대한 제어 알고리즘 개발을 목표로 하고 있으며, 구동과 회생기능을 갖는 전압형 PWM 컨버터에서 운전시 전원의 불평형을 보상하는 제어방법을 제안하고자 한다.

이를 위해 전력회생기능을 갖는 정류기에 대하여 기존 다이오드 및 SCR을 이용한 정류방식과의 비교를 통해 본 제어방식의 우수성을 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하고자 한다. 전력변환기가 항상 평형상태를 유지하기 위해 전류제어 루프에 의하여 불평형 상태를 보상하는 방법을 사용하였으며, 통상적으로 전력변환기의 구성시 각상의 리액턴스가 같지 않은 누설변압기 등의 사용을 가능하게 하므로 제안된 전력변환기의 리액턴스가 불평형상태가 되어도 운전시 항상 평형상태로 유지되어 시스템을 안정적으로 구동시킬 수 있는 제어기법의 설계를 통해 어떤 환경에서도 장치의 안정된 구동특성을 확인하고자 하였다.

Abstract In this paper, the control algorithm of DC source device for inverter starting is proposed and the control method for compensating unbalance system source on operating time in the voltage type PWM converter with driving and regenerative faculty is suggested. The maintaining method of balancing condition for converter of AC source is used the compensating unbalanced status by current control loop. In order to solve the problem which the unbalanced system control is used to leakage transformer not equaled reactance by each phase in rectifier system. The proposed H/W and control algorithm of rectifier system is contributed to minimize of device and rising efficiency.

Key Words : rectifier, unbalanced system control, leakage transformer

1. 서 론

다이오드에 의한 정류기는 제어기 구조상 간단한 구조를 갖고 있으며 단상과 3상, 가전제품등에 응용되는 소형으로부터 중대형의 용량을 갖는 산업용의 기기에 이르기까지 직류전원장치로 광범위하게 사용되고 있다. 전력용 반도체로 구성된 컨버터, 인버터, 초퍼등 전력전자 기술분야는 다이리스터가 개발되면서 특성이 우수한 여러 반도체 전력변환 장치들이 개발 및 보급되기 시작하였다. 또한 전력용 반도체 기술의 발달로 소자적격의 중대와 최근 IGBT등 새로운 소자들이 개발되어 여러

전력변환장치들에 이용되고 있으며, 마이크로 프로세서의 도입으로 과거 불가능했던 제어기술들이 실현 가능해짐으로써 전력변환기술 및 제어방법 역시 크게 발전하고 있다. 전압형 컨버터는 AC-DC변환기로 양방향의 전력변환특성과 무효전력을 발생할 수 있는 기능을 갖고 있다. 이 특성으로 전동기를 구동하는 인버터의 구동전원을 비롯하여 각종 직류를 필요로 하는 설비에 사용하고 있으며 무효전력을 보상하는 장치로서의 응용을 비롯하여 순시제어가 가능한 특성은 파형을 보상하는 고조파의 보상장치에도 응용을 가능하게 한다.

근래의 컨버터기술은 주로 IGBT를 사용하고 PWM 방식을 적용하고 있으며 교류전원에 흐르는 전류를 정현파로 하여 교류측에 대하여 바람직한 운전을 하도록 설계되고 있다. 그러나 실제 컨버터가 운전되고 있는

*아주자동차대학 자동차계열 부교수

**대우종합기계 중앙연구소 전자기술팀 책임연구원

***대우종합기계 중앙연구소 전자기술팀 선임연구원

전원의 조건과 컨버터의 설계에 대한 여건들은 교류전원측에 불평형을 발생할 수 있다. 이에 대하여 불평형을 보상하고 만족하는 전기적 특성을 얻기 위한 연구가 발표 [2][3][4]되고 있으며 실제 시스템의 경우 평형운전을 하기 위하여 각 상에 연결되는 리액터의 크기가 달라서 발생하는 불평형등의 사항들을 고려하여 설계하여야 한다.

따라서 본 논문에서는 컨버터의 불평형 상태에 대하여 정상분과 역상분을 분리하여 정상전류의 제어루프와 역상전류의 제어루프를 갖는 새로운 제어기법을 제안하였다. 상회전과 같은 방향으로 회전하는 좌표계와 반대 방향으로 회전하는 좌표계에 의하여 영상분과 정상분을 검지하여 각 상의 리액터가 다른 조건에서도 불평형을 보상하여 평형을 유지하는 방법을 제안하였다.

2. 컨버터의 제어

2.1 제안된 회생용 컨버터의 해석

전압형 컨버터는 그림 1과같이 교류전원과 리액턴스로 결합하는 구조를 하고 있다. 직류전압의 크기는 정의되지 않기 때문에 직류전압을 제어하는 기능이 필수적으로 마련되어야 하며 PWM방식을 적용하여 전원의 전류를 정현파로 할 수 있는 특징을 갖고 있다.

그림 1은 일반적인 3상 전압형 PWM 컨버터의 회로도이며, S₁~S₆의 IGBT 스위칭소자와 D₁~D₆의 다이오드로 구성되어 있다. 주 공급전원 V_S와 스위칭 소자 사이에는 3개의 입력 리액턴스 X_S가 있으며, 출력측 전압을 일정하게 유지하기 위해 평활용 콘덴서 C가 연결되어 있고 부하 R_L을 포함한다.

공급전원 V_S에 의해 공급되는 전력은 다이오드를 통하여 출력측으로 전력이 공급되며, 출력측 캐패시터 C에는 다이오드에 의해 $\sqrt{6} V_S$ 로 충전된 후 모든 다이오드는 역 바이어스 상태가 되며, 각 스위치가 도통을 하기 시작하여 인덕터 L_S에 역으로 전위차를 발생시켜 출력측에서 전원측으로 전력회생이 이루어진다.

전원측은 유도성이기 때문에 스위치의 역병렬 다이

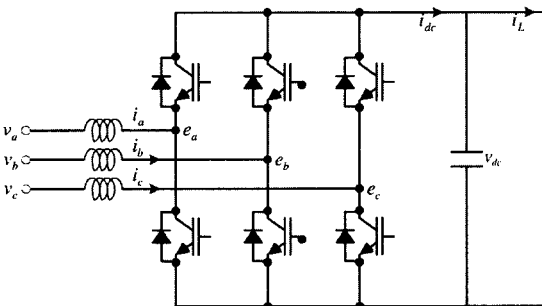


그림 1. 3상 전압형 PWM 컨버터 주회로

오드를 통해 전류는 순간적으로 환류하며 도통하던 스위치를 소호시킨다. 또한 스위칭 소자는 PWM 변조방식으로 전류의 크기와 위상을 제어하고, 전원전류를 정현파에 가깝게 하여 고조파성분을 제거하여 고역률 운전이 되도록 하며 부하측 전압 V_{dc}가 일정하게 유지되도록 전원전류 I_S를 제어한다.

그림 1의 회로가 교류측으로 전력을 변환할 때는 IGBT에 의하여 전류가 흐르게 되고 IGBT의 동작 상태에 따라 변환기의 교류측에 직류전압에 의한 전압이 나타나게 된다. 그러므로 리액터 양단을 전압원으로 취급하여 전원측 등가회로에 대한 전압방정식과 전류방정식은 식 (1)로 나타내어 진다.

$$\begin{cases} (v_a - v_b) - (e_a - e_b) = L_a \frac{di_a}{dt} - L_b \frac{di_b}{dt} \\ (v_b - v_c) - (e_b - e_c) = L_b \frac{di_b}{dt} - L_c \frac{di_c}{dt} \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (1)$$

식 (1)에서 상전압을 선간전압으로 표시하기 위하여 식 (1)을 정리하면 식 (2)와 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} v_{ab} - e_{ab} \\ v_{bc} - e_{bc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

단, $A = \frac{\begin{bmatrix} L_b + L_c & L_b \\ -L_c & -(L_a + L_b) \end{bmatrix}}{L_a L_b + L_b^2 + L_a L_c}$ 이며, 교류측의 인덕턴스이다.

수동소자에 흐르는 전류는 소자의 양단전압을 제어하여 목적하는 크기의 전류가 되도록 할 수 있으므로 리액턴스에 흐르는 전류는 리액터의 양단의 전압값의 도출은 식 (3)과 같이 직렬형 PI제어기법을 적용하여 설정된 제어 출력값을 도출할 수 있다.

$$V_i = XI^* + \left(\frac{k_i}{s} + k_p \right) (I^* - I) \quad (3)$$

전력변환기의 교류측 전압 E는 변환기의 직류전압과 PWM 변조율로 결정되므로 제어기에 의하여 전압과 위상을 자유롭게 변화시킬 수 있다. 리액턴스의 양단전압 V_L과 전력변환기 교류측 전압의 합은 전원전압이 되어야 하므로 E = V_L에 대입하여 식 (4)를 얻을 수 있으며, 이를 제어하면 전원측에 흐르는 전류를 설정한 크기와 위상이 되도록 할 수 있다.

$$E = V - XI^* - \left(\frac{k_i}{s} + k_p \right) (I^* - I) \quad (4)$$

2.2 불평형 시스템에 대한 해석

그림 2는 전원전압이 평형상태인 조건에서 각 상의

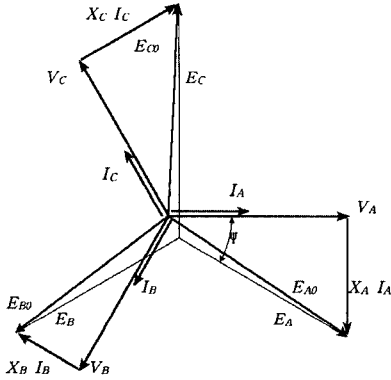


그림 2. 불평형 시스템에 대한 벡터

리액턴스가 달라 불평형상태로 운전되어야 하는 전력변환기에서 전류를 평형상태로 했을 때 전압과 전류의 벡터도이다. 평형전류를 흐르게 하려면 상전압과 90°의 위상을 갖고 리액턴스의 크기에 비례하는 전압을 각 상에 연결된 리액턴스에 인가되도록 하여야 하며, 이 때문에 전력변환기의 교류측 상전압 E_{A0} , E_{B0} , E_{C0} 는 불평형전압이 되어야 한다. 전력변환기는 중성선이 연결되지 않으므로 선전류에는 영상전류가 없다. 교류측에 흐르는 전류가 설정한 평형전류가 되기 위해서는 전력변환기 교류측 전압이 영상분을 고려하지 않은 정상분과 역상분으로 표현되는 식 (5)를 생각한다.

$$E = E_V - (E' + E'') \quad (5)$$

식 (5)에서 $E_V = V - XI^*$ 이고 평형시스템의 정상상태에서 전력변환기의 전압벡터이다. 불평형을 보상하는 제어는 식 (4)에 의하여 동작하며 보상해야 할 불평형의 리액턴스전압을 정상분과 역상분으로 표현하면 전력변환기의 교류측 전압이 식 (5)와 같이 되어야 한다. 식 (5)에서 우변 제 2항의 E' 는 설정한 정상전류의 크기가 흐르도록 하는 리액턴스전압의 정상전압이며 E'' 은 평형전류가 되기 위하여 보상되어야 할 리액턴스의 역상전압이다.

2.3 전류검출 및 제어

제어연산에는 정지좌표계는 $\alpha\beta$ 축으로 하고 상회전과 같은 방향으로 회전하는 회전좌표계를 dq 축, 반대방향으로 회전하는 회전좌표계를 dq_r 축으로 표현한다. 직각좌표계에 대한 벡터는 2축 성분으로 나누어 표현하므로 3상 전압에 대한 벡터해석에 대하여 기준으로 하는 A상 벡터와 α 축을 일치시켰을 때 각 상의 성분 및 두 가지의 좌표계는 그림 3의 위상관계를 갖는다.

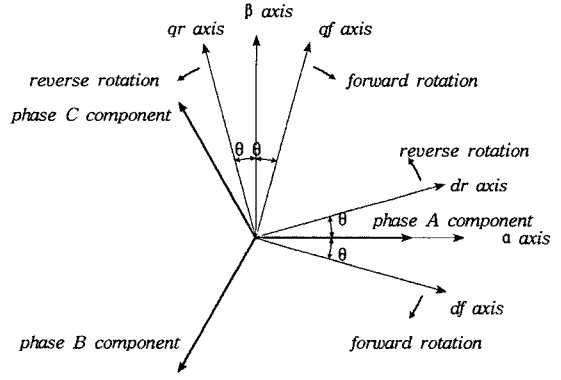


그림 3. $\alpha\beta$ 축, dq 축 및 전원 좌표축의 위상

그림 3의 벡터도에서 A상과 α 축을 일치시켰으므로 A상에는 β 축의 성분이 포함되지 않으며 B상과 C상에는 두축의 성분을 포함하게 된다. 이 관계로 부터 전류는 식 (6)으로 계산된다.

$$\begin{cases} i_\alpha = i_A \\ i_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_B + \frac{1}{\sqrt{3}}i_C \end{cases} \quad (6)$$

불평형 상태에 대한 전류는 영상전류가 없는 정상전류와 역상전류로 합성되어 있으므로 불평형 전류가 흐르는 경우 식 (6)으로 계산된 두 축의 전류로부터 정상전류와 역상전류로 분해하고 불평형을 보상하기 위한 제어방법이 필요하게 된다.

정상전류와 역상전류는 회전방향이 서로 반대인 벡터이다. 따라서 이들 성분은 회전방향이 서로 같은 회전좌표계에 대하여만 그 크기가 나타내어지며 회전방향이 다른 회전좌표계에서는 그 크기의 평균이 0으로 전원의 2배 주파수로 진동을 하는 성분을 포함시킨다. 검출된 전류가 설정전류와 같게 되면 전원전류는 평형을 유지하게 되므로 설정된 전류와 검출된 전류를 비교하여 오차를 보상하도록 한다.

$$\Delta i_{\alpha\beta} = i_{\alpha\beta}^* - i_{\alpha\beta} \quad (7)$$

식 (7)에서 $\Delta i_{\alpha\beta}$ 는 정지좌표계인 $\alpha\beta$ 축으로 표현한 설정전류와 검지된 전류의 오차이며 이것이 0이 되면 설정한 전류를 흘리는 평형상태가 된다. 이 오차에는 보상해야 할 정상분과 역상분의 합성으로 되어 있으므로 이를 서로 회전방향이 다른 두 개의 회전좌표계로 나타내어 정상분과 역상분으로 분해한다.

$$\begin{cases} \Delta i_{dqf} = F \cdot k_i \Delta i_{\alpha\beta} \\ \Delta i_{dq,} = R \cdot k_i \Delta i_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (8)$$

여기에서

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}, R = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \text{이다.}$$

식 (8)에서 Δi_{dqf} 와 $\Delta i_{dq,}$ 은 그림 3과 같이 각각 반대방향으로 회전하는 회전좌표축 dq_f 와 $dq,$ 축으로 나타낸 오차이며 각각 보상해야 할 정상분과 역상분의 전류이다. 식 (6)에서와 같이 PI제어기를 사용하여 보상이 이루어지려면 식 (9)와 같이 두 개의 회전좌표계에서 각각의 축마다 PI제어기를 사용한다.

$$e_{dqfr} = \frac{1}{s} \Delta i_{dqfr} \quad (9)$$

$$\begin{cases} e'_{\alpha\beta} = R \cdot e_{dqf} \\ e'_{\alpha\beta} = F \cdot e_{dq,} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} e'_{\alpha} = e'_{\alpha} + e'_{\alpha} + k_p \cdot \Delta i_{\alpha} \\ e'_{\beta} = e'_{\beta} + e'_{\beta} + k_p \cdot \Delta i_{\beta} \end{cases} \quad (11)$$

식 (10)에 의하여 변조파에 보상하여야 할 정상분과 역상분을 정지좌표계로 변환하며 $e'_{\alpha\beta}$ 와 $e'_{\alpha\beta}$ 는 각각 $\alpha\beta$ 축으로 표시한 정상분과 역상분의 전압이다. 식 (10)의 결과와 정지좌표계인 $\alpha\beta$ 축으로 변환된 전원의 전압을 식 (5)와 같은 연산으로 변조파를 계산하여 전력변환기를 구동함으로써 불평형을 보상한다.

2.4 제안된 전력변환기의 구성

전력변환기는 그림 4의 블록도와 같다. 제안된 전력

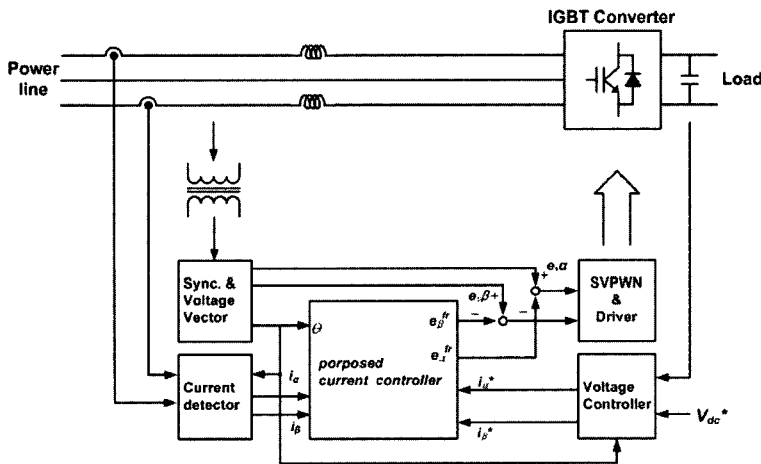


그림 4. 제안된 전력변환기의 구성도

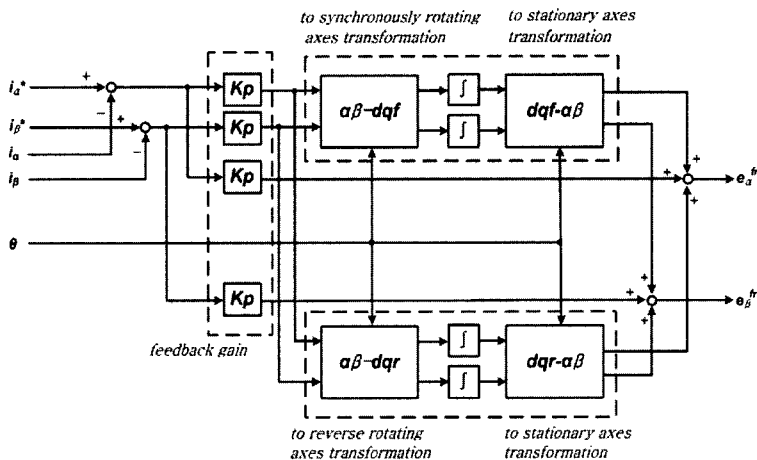


그림 5. 제안된 전류제어의 블록도

변환기는 전원측에 2개의 리액터만 사용하여 불평형 상태가 되도록 하였으며 전압제어기를 추가하여 직류전압이 일정하도록 제어한다.

교류측의 전류는

$$i_A + i_B + i_C = 0 \tag{14}$$

이므로 식 (8)은 식 (14)와의 관계에서 다음의 수식으로 변형하여 2선의 전류검출에 의하여 계산된다.

$$\begin{cases} i_\alpha = i_A \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}i_A + \frac{2}{\sqrt{3}}i_C \end{cases} \tag{15}$$

그림 4에서 전류제어기의 구조는 그림 6에 나타내었으며 전류제어기의 출력은 전원전압과 연산하여 IGBT를 사용한 전력변환기를 구동한다. PWM방법은 공간벡터변조방식을 사용하였다.

설정전류를 정직좌표계로 변환하여 검출된 전류와의 차를 서로 반대방향으로 회전하는 회전좌표계에서 정상전류와 역상전류의 오차가 0이 되도록 전력변환기의 전압을 보상한다. 그림 6의 제어회로는 두 부분으로 이루어져 있다. 위 부분은 정상전류에 의하여 전원의 상회전과 같은 방향으로 회전하는 회전좌표계에서 보상해야 하는 리액터의 정상전압을 출력한다. 아래 부분은 역상전류를 제어하며 상회전에 대하여 반대방향으로 회전하는 회전좌표계에서 리액터의 역상전압을 출력한다.

2.5 제안된 제어방식의 전력변환기에 대한 시뮬레이션

그림 1의 전력변환기에 대하여 제안된 그림 5의 전류제어기를 적용하여 표 1과 같이 전원의 불평형과 다른 리액턴스의 크기를 갖는 조건에서 시뮬레이션을 하였다. 직류전압은 변하지 않도록 충분한 콘덴서의 용량을 가지고 있는 것으로 하여 제안된 전체 시스템을 MATLAB/SIMULINK로 시뮬레이션을 시행하여 다음과 같은 결과를 얻을수 있었다.

표 1. 시스템 제정수

시스템 파라미터	조건 1	조건 2
La	0.5 [mH]	0.5 [mH]
La	0.5 [mH]	0 [mH]
La	0.5 [mH]	0.5 [mH]
C	12,000 [uH]	12,000 [uH]
V	220 [V]	220 [V]

그림 1의 회로에서 콘덴서를 포함한 수식을 (16)과 같이 추가하고

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \tag{16}$$

식 (14)와 식 (15)의 관계를 적용하여 전력변환기에 대한 모델이 완성된다.

전류검출은 식 (6)로 전류제어 블록은 식 (7), 식 (8), 식 (9) 및 식 (10)으로 이루어져 있으며 교류측 으로의 회생전력에 해당하는 설정전류와 부하로부터의 회생전류의 크기 및 제어기가 동작하는 조건을 임의로 설정할 수 있도록 하였다.

부하로부터 회생전력변환기는 교류측으로 전력의 반환이 시작되며 직류전압이 낮아져 280[V]에 이르면 전력변환기로의 동작을 멈추도록 하였다.

그림 6, 그림 7은 부하로부터 회생전류가 25[A], 변환기의 설정전류가 60[A]일 때의 시뮬레이션 파형이다. 전원으로 전력이 반환되는 구간에서 전압과 전류가 180°의 위상이므로 회생전력이 전원으로 보내짐을 알 수 있다.

다이오드 정류방식을 이용한 교류리액터 입력형의 경우 역률과 전압변동률은 불리하지만 리액터로 인한 다이오드의 중복현상은 전류파형을 개선할 수 있는 방법으로 판단된다. 또 회생전력에 대한 시뮬레이션을 검토하면 직류전압이 변환기의 동작여부에 따라 변하므로 부하는 이 전압변동에 적응하는 부하에만 응용이 가능할 것이다. 회생전력의 크기에 따라 교류측의 전류를 적절하게 설정하는 것도 고려할 사항이라고 생각되며 교류측의 단속전류가 흐르는 단점을 갖는다.

IGBT소자에 PWM을 적용했을 때 전류파형을 관찰하기 위하여 전압형 컨버터시스템에 제안된 전류제어방식 및 공간벡터 PWM방법을 적용하였으며 그림 4와 그림 5의 시스템 블록도가 사용되었다.

SVPWM 블록은 실제 시스템에 적용된 TMS320LF240x 시리즈 DSP 마이크로컴퓨터에 내장되어 있는 공간벡터 변조기의 기능으로 동작을 하도록 하였으며 그림 8와 같이 출력되어 이를 제안된 시스템에 적용하면 그림 9와 같이 전원전압과 전류파형이 동상이 되어 역률 1로 제어가 되어 짐을 확인할 수 있다. 표 1의 시뮬레이션의 조건 1은 크기가 같은 교류리액터를 갖도록 하였으며 선전류의 실효값이 50[A]가 되도록 설정전류를 입력하여 PWM스위칭 주파수가 10[KHz]의 경우일 때 상전압과 선전류의 파형이다. 일반적으로 전압형 컨버터는 직류전압이 교류입력보다 상당히 높아지는 특성을 갖고 있다. 이 때문에 교류입력전압을 낮추기 위한 변압기의 사용은 장치를 커지게 하는 요인이 되고 있다.

회생전력을 처리하는 전력변환기는 직류전압이 높은

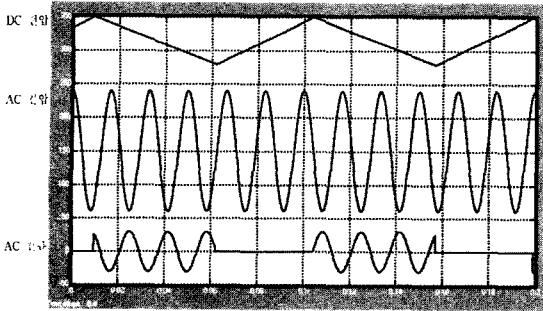


그림 6. 회생시의 선전류

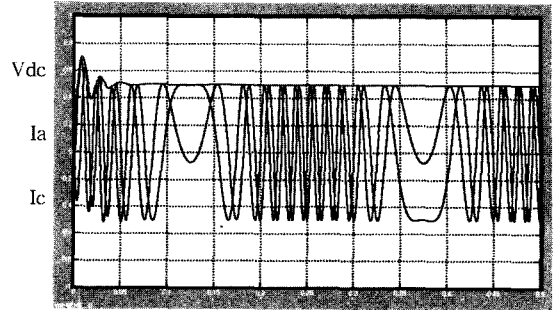


그림 10. 시스템의 과도상태 특성

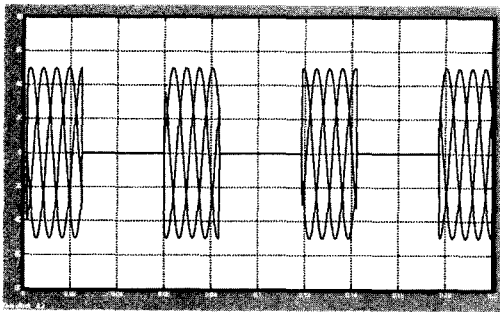


그림 7. 회생시의 선전류

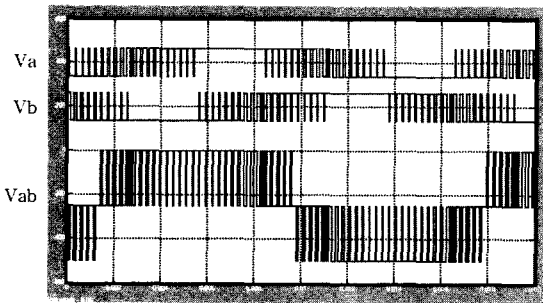


그림 8. SVPWM 파형(시뮬레이션)

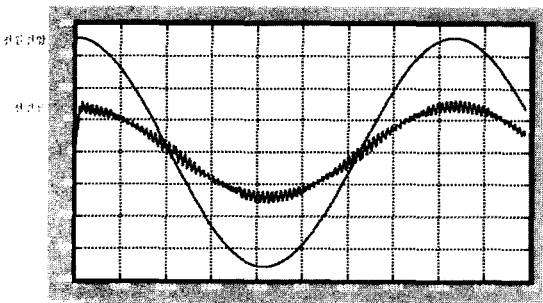


그림 9. 전원측 상전압과 선전류 파형

경우에만 동작하므로 그림 1의 IGBT의 스위칭회수를 줄일 수 있는 PWM변조가 가능할 것이다. 또한 리액터

의 크기를 줄일 수 있는 방법으로 전력변환기의 소형화가 가능하다고 판단된다.

그림 10은 표 1의 조건 2에 의한 즉 전원측 리액터스의 불균형으로 인해 제한된 전류제어기를 구성하여 공간벡터변조법을 사용한 전압형 PWM 컨버터를 구성하여 과도상태 응답특성을 시뮬레이션을 시행하여 얻은 결과파형이다.

실제 시스템과 동일하게 구성하여 검지된 2상의 전류분을 이용하여 PLL기법에 의해 제한된 전류제어기를 구성하였으며, 시뮬레이션을 시행한 결과 200[ms]의 과도기간을 거쳐 전원전압, 전류 및 DC출력단 전압이 안정되는 동작특성을 지님을 확인하였다.

3. 전력변환기의 구성 및 시험

본 본문에서는 불평형 보상을 위한 제한된 전류제어기의 성능을 확인하기 위하여 그림 11과 같이 3[kVA]급 3상 전압형 PWM 컨버터를 구성하였다.

제한된 알고리즘의 성능을 확인하기 위한 실험장치에

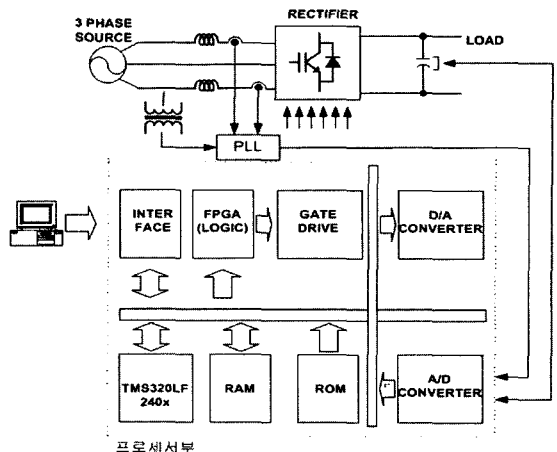


그림 11. 제한된 컨버터의 시스템 구성도

는 입출력부의 전압 및 전류를 검출하기 위한 회로, TMS320LF240x를 이용한 제어부 및 절연부를 포함한 전력회로부로 구성되어 있다.

3.1 위상검출법

본 논문에서는 전원과 동기를 시키기 위한 위상각 검출기는 PLL방법을 사용하였다. 제로크로스점에서 분주기의 카운트값을 위상오차로 하고 이 오차로 주파수를 제어하여 Loop를 Lock 시켰으며, 위상오차의 검지는 TMS320LF240x의 타이머 2의 캡처기능을 사용하였으며 타이머 4를 가변주파수 발생기로 사용하였다. 위상각은 인터럽트가 수행되는 시점마다 타이머 2의 카운트값을 로드하여 계산하게 되며 전원의 선간전압 1개는 PLL을 구동하는 제로크로싱을 검지하며 다른 1개는 상회전의 방향을 감지하는데 사용하였다. 그림 12는 검출전원과 전력변환기의 위상이 같은 경우 전원측 b상을 기준으로 선간전압 V_{ab} 와 V_{cb} 를 검출하여 인터럽트에 의한 PLL 구동이 이루어지며 인터럽트순간에 V_{ab} 의 극성에 의한 상회전 방향을 판단하도록 하여 1일때 정 방향, 0일때 역 방향으로 설정하여 이를 통해 θ 를 계산하도록 하였다.

3.2 소프트웨어 프로그래밍

TI사의 TMS320LF240x 마이크로프로세서는 개발들의 기능이 C언어와 어셈블러 사이에 변수를 공유할 수 없다. 함수들의 개발에 있어서 Peripheral의 레지스터들은 어셈블러함수에서 사용하도록 선언하였으며, 일부 C언어에서 요구되는 레지스터들은 별도의 선언으로 중복하여 사용하여야 하여 프로그램의 응용에 있어서 함수들은 메인 프로그램에서 사용하는 함수와 인터럽트 프로그램에서 사용하는 함수를 구분하여 프로그래밍 하였다. PWM 전력 변환기를 제어하기 위하여 필요한 벡터연산과 제어기들의 수식을 프로그램을 하기 위해 전원과 동기를 시키고 전원의 위상을 검출하기 위한 방법을 제시하였으며 일반화 되어있는 정지좌표계와 회전좌표계의 상호 변환과 이에 필요한 삼각함수값의 계산은 테일러급수에 의한 근사 계산방법에 의해 구현 하였으며, 각종 적분기, 이 적분기를 응용한 1차 지연필터 및 PI제어기를 구성하여 제안된 제어기를 구성하여 정상전압분의 궤적 e_{α} 와 역상전압분의 궤적 e_{β} 를 고려하여 보상된 변조파의 벡터궤적을 그림 13과 같이 D/A컨버터를 통해 확인하였으며, 이를 기준파로하는 전압에 의한 공간벡터법에 의한 변조파형을 그림 14에 각각 나타내었다.

3.3 부하시험에 따른 고찰

본 논문에서 실험에사용된 시스템은 정격 600[V] 100[A]의 IGBT 모듈과 2.5[mH]로 구성된 3상 전압형

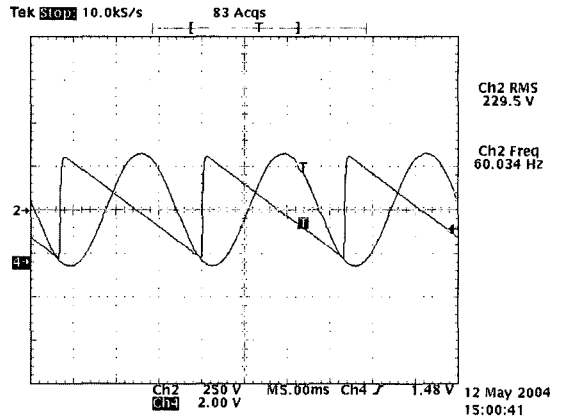


그림 12. 동기전원 및 계산된 θ

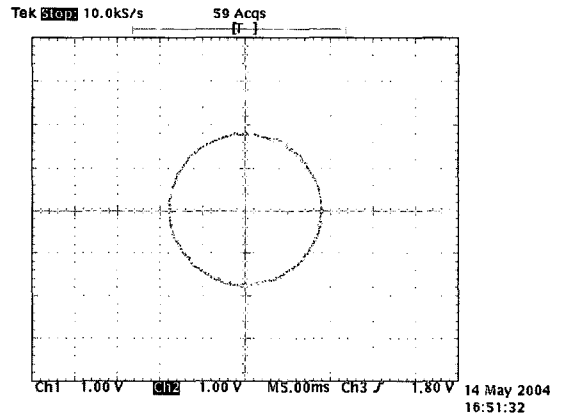


그림 13. 정상분 과 역상분 을 고려한 변조파의 벡터궤적

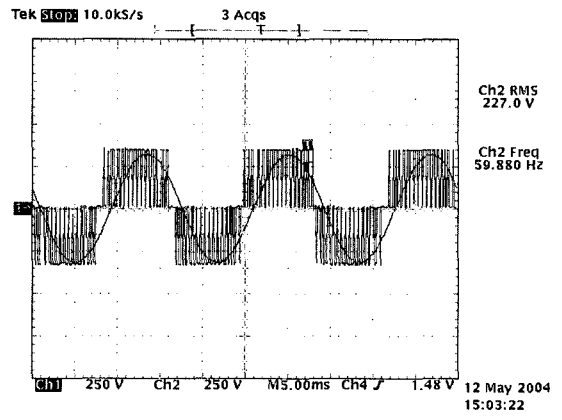


그림 14. 공간벡터법에 의한 PWM 변조파형

PWM컨버터를 구성하여 제안된 알고리즘을 적용하여 구 동시험을 한 결과 그림 15와 같은 결과를 얻을수 있었다. 정지부터 운전시 점차적으로 부하측에 저항부하를 가

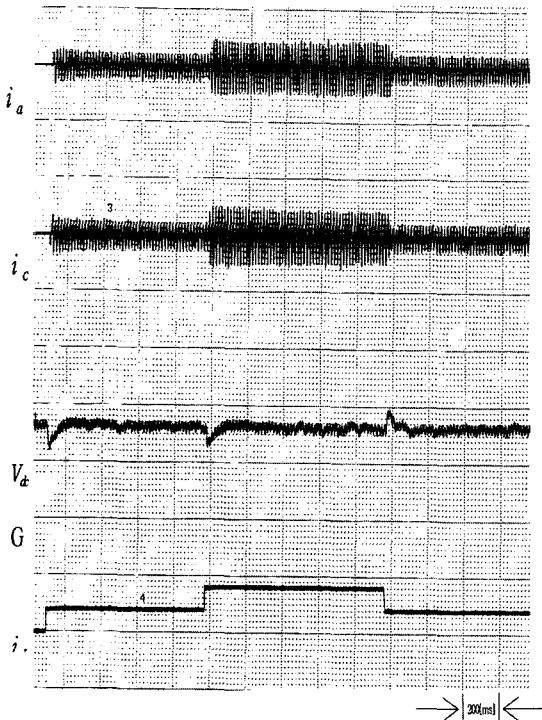


그림 15. 부하 가변에 따른 시스템 과도응답특성

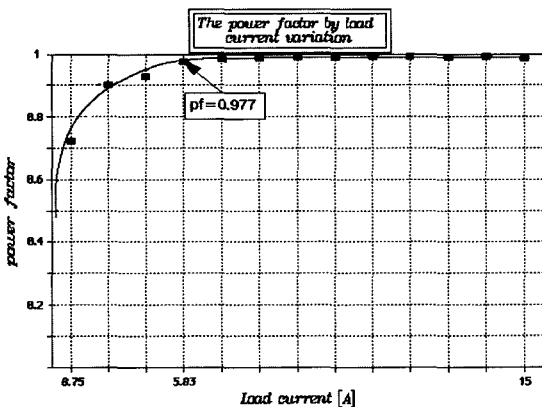


그림 16. 역률 특성

변시켜 5[A], 10[A]를 흐르게 하였으며, 제어기에서 직류 출력측 전압을 350[V]로 유지하도록 제어기를 설계하였다. 이에 대해 부하가변시 약 80[ms]의 과도기간을 갖으며 350[V]의 직류전압을 일정하게 유지시켜 주며 검지한 2상의 전원전류가 일정하게 유지됨을 확인할수 있었으며 전원측의 전원 및 리액터의 불평형에 대하여 보상이 이루어짐을 확인할수 있었다. 또한 제안된 제어방식에 의해 시스템 운전시 역률특성을 고찰하여 부하전류가 증가

함에 따라 전원전류가 전원전압과 동상의 정현파로 개선되어 고역률로 유지됨을 그림 14에 나타내었다.

4. 결 론

인버터를 구동하는 용도의 직류전원장치에 대한 제어 알고리즘 개발을 위하여 구동과 회생 기능을 갖는 전압형 PWM 컨버터에서 운전시 전원 및 전원측 리액터의 불평형으로 인하여 발생하는 시스템 불평형 현상을 보상하는 제어방법을 제안하였으며 다음과 같은 연구결과를 얻을 수 있었다.

1. 교류전원에 대하여 컨버터가 항상 평형상태를 유지하는 방법을 제안하였다. 전류제어 루프에 의하여 불평형 상태를 보상하는 방법을 사용하였으며, 설정전류에 대한 컨버터 전류의 오차인 정상분과 역상분을 0이 되도록 제어하여 전원 및 전원측 리액터의 불평형현상에 대하여도 안정된 평형제어가 됨을 확인할 수 있었다.

2. 전원측 리액터에 의한 불평형의 제어는 전력변환기의 구성면에 있어서 각상의 리액턴스가 같지 않은 누설변압기등의 사용이 가능하게 되었으며 제안된 전력변환기의 하드웨어와 제어 알고리즘은 장치의 소형화와 효율향상에 기여할 것이다.

참고문헌

- [1] Li Y, Lee FC., Boroyevich D. "A three-phase soft-transition inverter with a novel control strategy for zero-current and near zero-voltage switching", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16 No.5, 710-23, 2001.
- [2] Lin B. R., Lu H. H., "Single-phase power-factor-correction AC/DC converters with the PWM control", IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, Vol. 36 No. 1, 189-200, 2000.
- [3] Liaw C. M, Chen T. h., "A soft-switching mode rectifier with power factor correction and high frequency", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15 No.4, 644-654, 2000.
- [4] Mao H. C., Lee F. C. Y., Boroyevich D, Hiti S, "Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44 No.4, 437-446, 1997.
- [5] Katsunori Taniguchi, Yasuhiro Matano, Toshimitsu Morizane, Noriyuki Kimura, "PAM Inverter system with Power Factor Corrected Converter", Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan D-4, Vol .117-D No.9, 1997.