

# DSP를 이용한 3상 부스트 컨버터의 디지털 제어기 설계

論 文

49B-11-7

## The Design of Digital Controller for Three-Phase Boost Converter using DSP

趙成敏\* · 金炳鎭\*\* · 趙興紀\*\*\* · 田喜鍾§

(Seong-Min Cho · Beung-Jin Kim · Heung-Gi Cho · Hee-Jong Jeon)

**Abstract** - This paper presents a digital controller for three-phase Boost Converter. Generally, the conventional Space-Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) have complex computation. Thereby, it should be implemented with high performance processor. In order to reduce calculation burden of the conventional SVPWM, digital controller which has a simplified SVPWM algorithm is designed in this study. A proposed digital controller consists of fuzzy pwm controller and prediction controller. In simulations and experiments, the proposed digital controller is validated.

**Key Words** : Three-Phase Boost Converter, Fuzzy, Predictive Current Control

### 1. 서 론

최근에는 에너지의 효율적 이용과 전원의 질을 높이기 위해 단위역률제어, 입력전류의 정현적인 제어, 고조파 감소, 부하전력회생, 출력전압제어, 전류제어가 가능한 PWM 컨버터를 적극적으로 채택하고 있는 추세이다[1]-[3]. PWM 컨버터에서는 전압과 전류를 제어하기 위하여 여러 가지 PWM방식을 채택하고 있고 그 중에서도 공간벡터 PWM (SVPWM)은 가장 우수한 방식으로 알려져 있다. SVPWM은 주로 디지털 제어에서 많이 쓰이고 있는 방식이며 전류의 순시적 제어가 가능하고 어떤 PWM방식보다도 전압이용률이 높으며 고조파가 적고 제어가 선형적이라는 특징을 가지고 있다.

그러나 지금까지 알려진 SVPWM은 계산시간이 오래 걸리고, 구현이 복잡하다는 단점이 있다. 지금까지는 SVPWM을 사용하기 위해서 3상의 축정값을 두 개의 기준 좌표계에서 모델링하고 d축과 q축으로 나누어 제어를 수행하는 방식을 사용하였다. 이러한 방식은 2차원 벡터 공간상에서 기준전압벡터의 위치에 관점을 둔 접근방식으로서 3상의 폴(Pole)전압과의 관계를 고려한 상변환이 필요하고 벡터 공간상에서 기준전압벡터에 가장 가까운 2개의 유효 스위칭 벡터를 선정하여 각각의 벡터가 인가되는 시간을 한 주기 평균의 개념으로부터 산출한 후 다시 실제 스위칭 시간을 계산하기 위해서 재합성 된다[4].

이상과 같은 복잡한 계산과정을 거친 후에야 실제의 스위칭 시간이 결정될 수 있기 때문에 보통 32비트 부동소수점방식의 DSP와 같은 상당히 빠른 계산속도를 지닌 고성능의 마이크로

프로세서 및 복잡한 하드웨어를 사용해야만 기존의 SVPWM을 구현할 수 있었다.

본 연구에서는 기존의 SVPWM과 동일한 성능을 가지면서도 간단한 알고리즘으로 개선된 SVPWM을 제안하고 16비트 고정소수점방식의 DSP인 TMS320F240을 사용하여 3상 부스트 컨버터에서의 디지털 제어기를 설계하였다.

상변환이 제거된 알고리즘을 얻기위해 Look-up-table방식의 퍼지논리제어가 이용되었고 3상의 전압에서 바로 기준전압벡터의 각과 크기를 추론하는 기법을 사용하였다[5]. 따라서 복잡한 상변환이 제거되고 알고리즘이 간소화되어 SVPWM의 원리를 그대로 수용하면서 기존의 단점을 개선하였다. 또한 예측제어기를 사용하여 샘플링과 연산시간 지연에 의한 전류오차를 줄였으며 이와 같은 점을 특징으로 한 디지털 제어기를 설계하였다.

주회로로 사용된 3상 AC/DC 부스트 컨버터에 16비트 고정소수점 방식의 DSP인 TMS320F240을 이용하여 제안된 디지털 제어기를 구현하였으며 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 입증하였다.

### 2. 본 론

#### 2.1 컨버터 모델링 및 동작원리

본 논문에서 주회로로 사용된 컨버터는 일반 3상 전압원 AC/DC 부스트 컨버터이다. 그림 1은 컨버터의 주회로도들 나타낸다. 교류입력측에 있는 인덕터는 부스트 기능을 가지며 무효벡터가 인가된 동안 에너지를 축적하게 된다. 스위칭 소자로 사용된 6개의 IGBT는 다이오드가 역병렬로 달려 있고 게이트 인가전압에 의해서 turn-on, turn-off되는 자기소호 특성이 있으며 SVPWM에 의해 결정된 각각의 스위칭 상태에 따라 정류기능과 에너지 회생의 역할을 가능하게 한다.

\* 準 會 員 : LG 이노텍 연구소 연구원

\*\* 準 會 員 : 현대중공업 중앙연구소 연구원

\*\*\* 準 會 員 : 국방품질연구소 연구원

\*\*\*\* 正 會 員 : 숭실대 전기공학과 교수

接受日字 : 2000年 6月 28日

最終完了 : 2000年 11月 2日

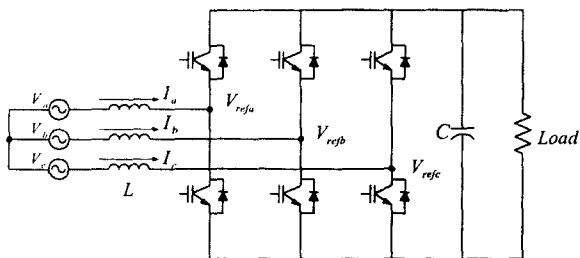


그림 1 3상 전압원 부스트 컨버터

Fig. 1 Power circuit of a 3 phase voltage source converter

교류전력은 삼상 교류전원으로부터 입력측의 리액터 L을 매개로 컨버터 입력단에 전달된다. 그 교류전력은 전압형 PWM 컨버터의 다이오드 브리지에 의해서 다시 직류전력으로 변환되어 출력측의 직류전압 평활용 커패시터에 축적되며, 부하로 에너지를 공급한다. 운전중에 부하가 감소하여 회생운전을 하는 경우에 회생 에너지는 일단 직류전압 평활용 커패시터에 축적된 후에 전압형 PWM 컨버터의 IGBT 소자에 의해서 교류전력으로 변환되어 전원측으로 되돌아간다.

일반적으로 3상 전압원 AC/DC 부스트 컨버터는 그림 2와 같이 교류입력측과 직류출력측으로 나누어 등가회로로 표현한다. 점선안에 있는 3상의 기준전압  $V_{refa}$ ,  $V_{refb}$ ,  $V_{refc}$ 는 컨버터의 입력단 전압으로 SVPWM에 의한 스위칭패턴에 의해 결정되기 때문에 이 전압을 제어함으로써 입력전류 즉, 입력과워를 제어할 수 있게 되어 출력전압이 제어된다.

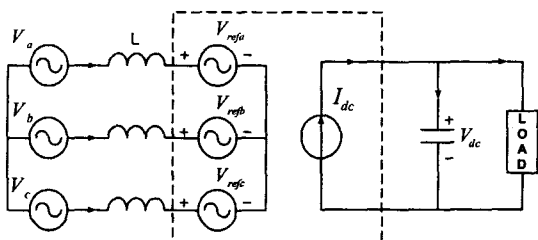


그림 2 3상 전압원 부스트 컨버터의 등가회로

Fig. 2 Equivalent circuit of voltage source converter

교류입력측의 경우 상전압은 인덕터 양단 전압과 실제로 스위칭되는 기준전압의 합이며 식 (2.1)~(2.3)으로 표현한다. 직류 출력측의 경우 정류작용에 의해 발생하는 직류전류는 스위칭함수와 함께 표현하며 커패시터로 흐르는 전류와 부하전류의 합으로서 식 (2.4)로 나타낸다.

$$V_a = LpI_a + V_{refa} \quad (2.1)$$

$$V_b = LpI_b + V_{refb} \quad (2.2)$$

$$V_c = LpI_c + V_{refc} \quad (2.3)$$

$$CpV_{dc} = S_a I_a + S_b I_b + S_c I_c + V_{dc}/R \quad (2.4)$$

여기서,  $V_a, V_b, V_c$ 는 교류입력측 상전압 [V],  $I_a, I_b, I_c$ 는 교류입력측 전류 [A],  $p$ 는 미분연산자,

$L$ 는 교류입력측의 인덕턴스,  $C$ 는 직류출력측의 커패시턴스,  $R$ 는 직류출력측의 저항부하  $S_a, S_b, S_c$ 는 스위칭함수이다.

3상 전압원 컨버터 동작모드 및 위상 벡터도는 그림 3과 같고 굵은 실선은 역행운전을 나타내며 점선은 회생운전을 나타낸다. 그림 3에서 보는 것과 같이 상전압  $\vec{V}_a$ 와 컨버터 입력단 전압  $\vec{V}_{refa}$ 의 위상각  $\alpha$ 각이 음일 경우 역행운전이 되어 입력 전원측 파워가 출력측으로 전달된다. 이는 각 상의 전원전압을 기준 벡터로 하였을 경우 그 상의 선전류가 일사분면과 사사분면에 존재하여 입력과워가 양이 되기 때문이다. 또한  $\alpha$ 각이 양일 경우 파워는 출력측 커패시터로부터 전원으로 회생하게 된다. 이는 입력 선전류가 각 상의 전원전압에 대해 이사분면과 삼사분면에 존재하여 입력과워가 음이 되기 때문이다. 따라서 컨버터 입력단 전압을 직접 제어함으로써 원하는 역률 및 출력전압을 제어할 수 있다.

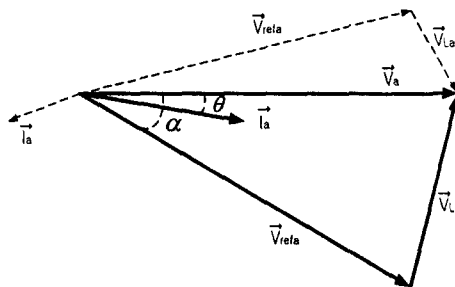


그림 3 전압원 컨버터의 벡터도

Fig. 3 Phasor diagram of voltage source converter

그림 3의 벡터도를 입력전류  $I_a$ 에 대해 정리하면 식 (2.5)~(2.6)와 같다. 이 식으로부터 입력전류  $I_a$ 의 크기 및 위상은  $V_{refa}$ 의 단일 함수라는 것을 알 수 있다. 따라서 컨버터 입력단 전압을 제어함으로써 원하는 역률 및 출력전압을 제어할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_a e^{j\theta} &= \frac{V_a \angle 0^\circ - V_{refa} \angle \alpha}{j\omega L_s} \\ &= \frac{V_a - V_{refa}(\cos \alpha - j\sin \alpha)}{j\omega L_s} \\ &= \frac{-jV_a + V_{refa}(j\cos \alpha - \sin \alpha)}{\omega L_s} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$I_a = \sqrt{\frac{(V_{refa} \cos \alpha - V_a)^2 + (V_{refa} \sin \alpha)^2}{(\omega L_s)^2}} \quad (2.6)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_{refa} \cos \alpha - V_a}{-V_{refa} \sin \alpha}$$

여기서  $\alpha$  : 상전압과 컨버터 입력전압과 위상차 [rad]

$\theta$  : 상전압에 대한 선전류의 위상 [rad]

## 2.2 디지털 제어기의 구성

본 논문에서 제안된 디지털 제어기의 전체 시스템 구성은

그림 4와 같다. 여기서 디지털 제어기란 예측전류제어기와 퍼지 SVPWM제어기를 합쳐서 표현한 것이다. 또한 퍼지 SVPWM제어기는 퍼지논리제어와 이를 기반으로 SVPWM을 나타낸다.

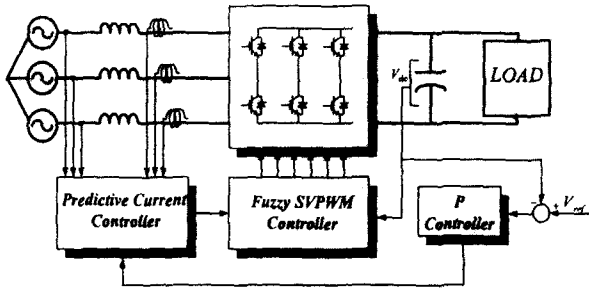


그림 4 디지털 제어기의 시스템 구성

Fig. 4 System configuration of digital controller

추정된 직류출력전압과 전압 지령치와의 출력전압오차는 비례제어기를 통하여 기준전류 지령치로 만들어진다. 이 기준전류 지령치는 예측전류제어기에서 각 상의 기준전압 지령치로 변환된다. 퍼지 SVPWM제어기에서는 이 3상의 기준전압을 입력으로 받아 SVPWM에서 사용될 공간전압벡터의 각과 크기를 추론해낸다. 추론된 각과 크기를 가지고 공간전압벡터변조를 하게된다. 위와 같은 과정을 통해 만들어진 SVPWM은 6개의 IGBT를 스위칭하기 위한 구동신호로서 쓰여지며 위와 같은 과정을 통해 전체 시스템을 제어하게 된다.

2.2.1 예측전류제어기

예측전류제어기를 사용하면 샘플링과 연산시간 지연에 의해 발생하는 오차를 보상할 수 있다. 예측전류제어의 원리를 그림 5에 나타낸다.

다음 샘플링주기동안의 전류변화량이 이전 샘플링주기 동안의 전류변화량과 같을 것이라는 가정하에 다음 샘플링 주기에 구축될 전류를 현재 측정된 전류에 지난 샘플링주기 동안의 전류변화량을 더해서 구한다. 예측전류제어는 식 (2.7)로 표현된다.

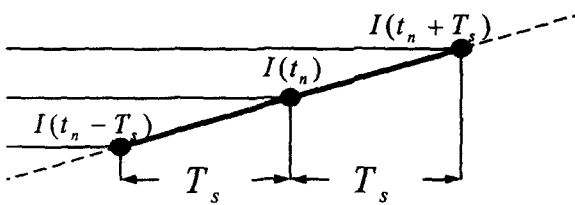


그림 5 예측전류제어

Fig. 5 Predictive current control

$$I(t_n + T_s) \approx 2kV(t_n) - kV(t_n - T_s) \tag{2.7}$$

여기서  $k$ 는 선형제어기 비례상수이다. 식 (2.7)를 바탕으로 바탕으로 퍼지논리제어의 입력에 사용될 3상의 각 기준전압으로 정리하면 식 (2.8)~(2.10)가 된다.

$$V_{refa}(t_n) = (1 - \frac{2kL}{T_s})V(t_n) + \frac{kL}{T_s} V(t_n - T_s) + \frac{L}{T_s} I(t_n) \tag{2.8}$$

$$V_{refb}(t_n) = (1 - \frac{2kL}{T_s})V(t_n) + \frac{kL}{T_s} V(t_n - T_s) + \frac{L}{T_s} I(t_n) \tag{2.9}$$

$$V_{refc}(t_n) = (1 - \frac{2kL}{T_s})V(t_n) + \frac{kL}{T_s} V(t_n - T_s) + \frac{L}{T_s} I(t_n) \tag{2.10}$$

여기서,  $V_{refa}$ ,  $V_{refb}$ ,  $V_{refc}$ 는 각 상의 기준전압인 컨버터 입력전압이다.

2.2.2 퍼지 SVPWM제어기

퍼지 SVPWM제어기는 퍼지논리제어와 SVPWM으로 구성된다. 퍼지 SVPWM제어기에서는 3상의 기준전압을 입력으로 받아 Look-up-table을 사용하여 공간전압벡터의 각과 크기를 직접 추론해내고 이를 바탕으로 한 공간전압벡터변조를 하여 실제 스위칭시간을 계산해낸다. 퍼지논리제어기의 구조는 그림 6과 같다.

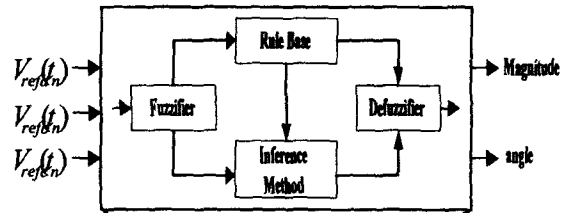


그림 6 퍼지논리제어기의 구조

Fig. 6 Structure of fuzzy logic controller

예측전류제어기에서 얻어진 3상의 기준전압은 퍼지논리제어기에서 퍼지화, 룰베이스를 통한 추론, 비퍼지화의 단계를 거쳐서 최종적으로 공간전압벡터의 각과 크기를 산출해낸다. 퍼지논리제어기에서는 3상 기준전압의 퍼지화를 위해 7개의 퍼지부분집합을 사용하였다. -6에서 6으로 일반화된 값을 NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB의 퍼지부분집합으로서 나타내었다. 크기(magnitude)집합은 과도상태(M1, M2, M6)와 정상상태(M3, M4, M5)의 6개로 나눈 퍼지부분집합으로 구성되었고 각(angle)집합은 0에서 360도까지 10도간격으로 36개의 퍼지부분집합을 두었고 이를 기반으로 한 Look-up table을 만들었다.

과도한 수의 엔트리들로 인해 메모리가 늘어나는 것을 방지하고 불필요한 추론수를 줄이기 위하여 식 (2.11)의 스케일링 인자(scaling factor)를 통해 얻어진 각 상의 기준전압 크기 중 적어도 하나가 NB이거나 PB일 경우에만 추론이 가능하게 함으로써 총 343개의 엔트리중에서 218개의 엔트리만으로도 추론이 가능하게 하였다. Look-up table을 가지고 공간전압벡터의 각과 크기를 추론하는데 Mamdani의

Min-Max 추론기법을 사용하였다.

$$V_{scale} = \max(|V_{refa}|, |V_{refb}|, |V_{refc}|) \quad (2.11)$$

본 연구에서의 퍼지논리제어기는 간단한 If-then 규칙을 가진 218개의 룰베이스로 구성되어 있으며 퍼지함수의 특성 상 멤버십 정도는 다르지만 퍼지집합의 공유부분으로 인하여 추론된 결과가 여러개가 나오기 때문에 비퍼지화법으로는 계산이 간단하고 연산시간이 빠른 높이법(height method)이 적용되었다.

퍼지논리제어에서 얻어진 공간전압벡터의 각과 크기는 SVPWM의 유효벡터와 영벡터의 인가시간을 구하는데 사용된다. 스위칭 소자를 온, 오프시키는 실제적인 스위칭 시간은 특정한 시작점으로부터의 시간지연에 해당하므로 앞서 계산된 유효벡터와 영벡터의 인가시간은 적절하게 조합되어 각 스위칭 소자에 대한 실제 스위칭 시간으로 재합성된다. 본 연구에서는 전류의 리플을 최소화하고 전압생성의 정밀도를 높이기 위해서 유효벡터를 인가하는 방법으로 대칭변조방식을 사용하였다.

### 2.3 시뮬레이션

앞서 기술한 내용을 바탕으로 3상 부스트 컨버터의 디지털 제어기 설계에 관한 시뮬레이션을 행하였다. 외부전압제어로는 비례제어방식이 적용되었고 내부전류제어는 예측제어기법과 SVPWM을 적용한 퍼지논리제어기법이 사용되었다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 1과 같다.

그림 7는 상전압과 선전류의 파형이다. 위상이 동상으로서 단위역률제어가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다. 또한 선전류의 파형은 대체적으로 정현적인 모양을 유지하고 있음을 알 수 있다.

그림 8은 3상 선전류 파형으로서 120도 간격의 위상차를 알 수 있고 마찬가지로 정현적인 모양으로 전류제어가 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

표 1 시스템 파라미터

Table 1 System parameters

3상 선간전압	29.4 [Vrms]
직류출력	120 [V]
입력필터 (L)	2.925 [mH]
평활용 커패시터(C)	2200 [uF]
부하저항(R)	90 [ $\Omega$ ]
샘플링 주기(Ts)	250 [usec]

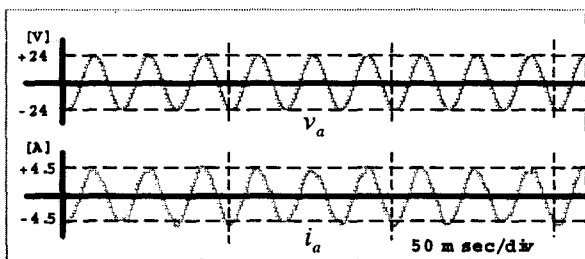


그림 7 상전압과 선전류의 파형  
Fig. 7 Waveforms of phase voltage and line current

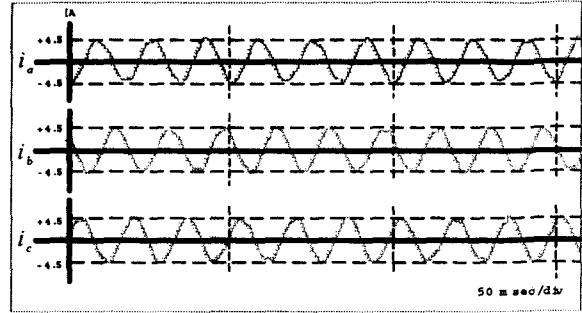


그림 8 3상 선전류 파형  
Fig. 8 Waveforms of 3 phase line current

### 3. 실험 및 고찰

실험에 사용된 파라미터는 시뮬레이션과 비교가 가능하도록 동일한 파라미터를 사용하였다. 기존의 SVPWM은 주로 32비트 부동소수점 방식의 DSP를 사용해 구현되어 왔지만 본 연구에서는 알고리즘을 간단하게 만듦으로써 그보다 더 저가인 16비트 고정소수점방식의 DSP를 사용하고서도 디지털제어기를 구현할 수 있었다. 제어에 사용된 TMS320F240은 16비트 고정소수점방식의 DSP이다.

TMS320F240의 주변장치는 12개의 PWM출력, capture기능, quadrature encoder가 포함된 event manager module과 시리얼 통신에 쓰이는 asynchronous serial port가 있다. SVPWM을 만들기 위해 사용된 TMS320F240의 event manager module은 timer1을 기반으로 compare register에 샘플링주기마다 계산된 값을 써 넣어줌으로서 대칭변조방식의 SVPWM이 만들어지며 또한 데드밴드(Deadband) 레지스터를 사용해 소프트웨어적으로 데드타임을 줄 수 있는 편리한 기능을 내장하고 있다.

그림 9는 공간전압벡터 PWM의 한 예로서 기준벡터인 공간전압벡터가 영역 6에 있을 때 전압벡터1 (V1)과 전압벡터6 (V6)이 대칭변조방식으로 인가되고 있는 것을 보여주고 있다. 왼쪽부터 000, 100, 101, 111, 101, 100, 000의 영벡터와 유효벡터가 차례대로 인가되고 있는 것을 볼 수 있다. 여기서 1은 한 상에서 상단 스위치가 On되고 하단 스위치가 Off되었을 때의 상태를 뜻하며 0은 상단 스위치가 Off되고 하단 스위치가 On되었을 때의 상태를 말한다.

그림 10은 IGBT 스위칭과 선전류 파형을 동시에 보여주고 있고 선전류가 상승할 때의 파형이다. 마찬가지로 그림 11 역시 IGBT 스위칭과 선전류 파형을 동시에 보여주고 있고 선전류가 하강할 때의 파형이다.

그림 12는 상전압과 선전류의 파형으로서 동상임을 알 수가 있고 역률제어가 이루어지고 있음을 알 수 있다. 또한 선전류가 대체적으로 정현적인 모양을 유지하고 있음을 알 수 있다.

그림 13은 커패시터의 출력전압과 선전류 파형을 보여주고 있다.

그림 14는 선전류의 주파수분석을 나타내며 저차 고조파인 3고조파와 5고조파를 볼 수 있지만 매우 미약하므로 시스템에 미치는 영향은 거의 없다고 말할 수 있다. 따라서 주파수 분석을 통해 SVPWM의 특징인 저차고조파 감소를 확인할 수 있다.

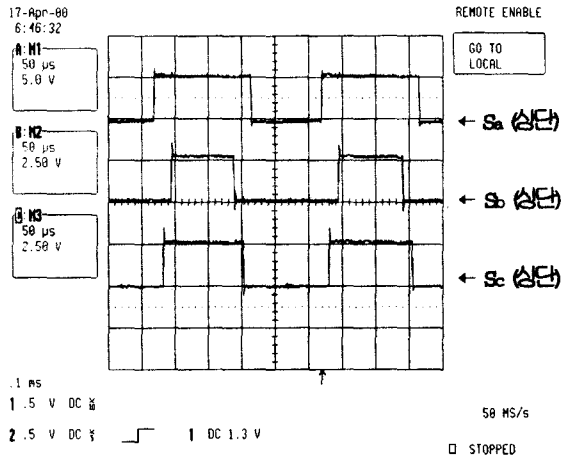


그림 10 영역 6의 공간전압벡터 PWM (5V/div, 50us/div)  
 Fig. 10 Space voltage vector PWM of sector 6

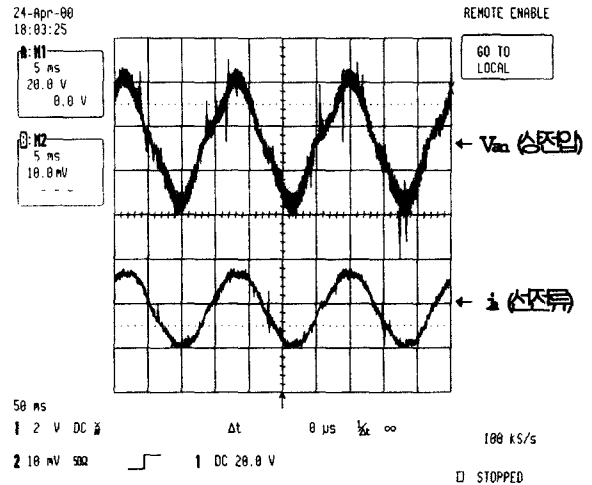


그림 13 상전압과 선전류의 파형 (20V/div, 5A/div, 5ms/div)  
 Fig. 13 Waveforms of phase voltage and line current

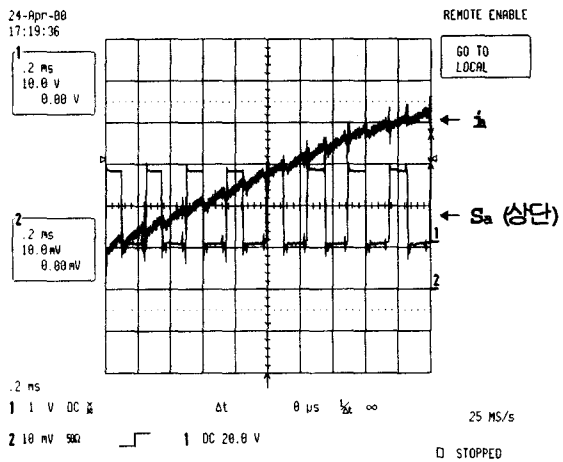


그림 11 전류상승시의 IGBT 스위칭과 선전류 파형 (10V/div, 200us/div)  
 Fig. 11 IGBT switching and waveform of line current

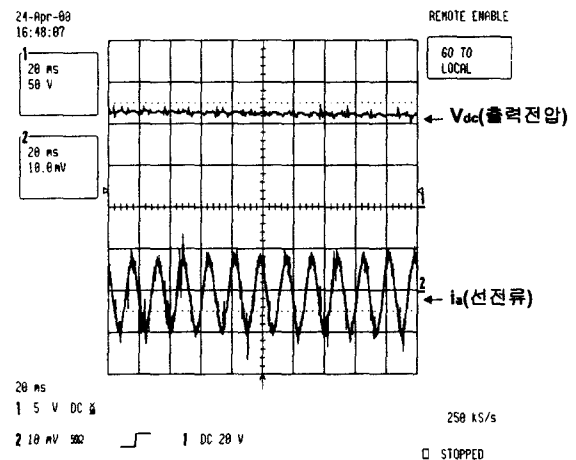


그림 14 출력전압과 선전류의 파형 (50V/div, 5A/div, 20ms/div)  
 Fig. 14 Waveforms of DC output and line current

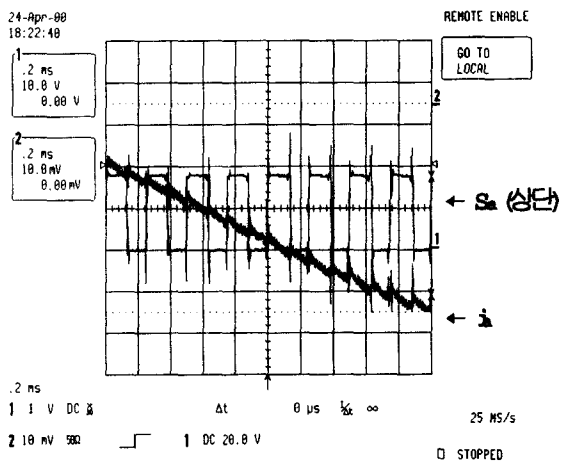


그림 12 전류하강시의 IGBT 스위칭과 선전류 파형 (10V/div, 200us/div)  
 Fig. 12 IGBT switching and waveform of line current

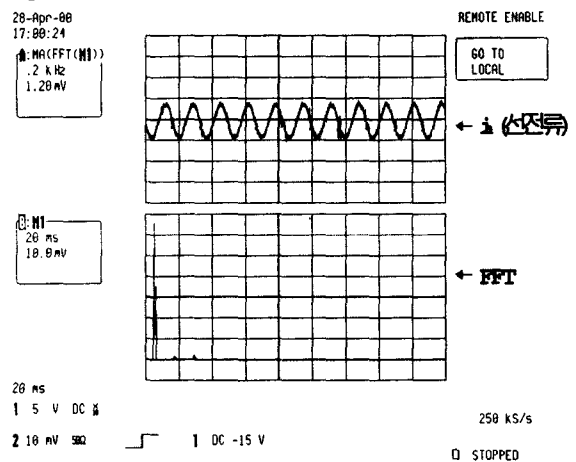


그림 15 선전류의 주파수분석 (5A/div, 20ms/div, FFT : 200Hz/div)  
 Fig. 15 Frequency analysis of line current

4. 결론

본 논문에서는 기존의 공간벡터 PWM과 동일한 성능을 가지면서도 구현이 용이하도록 개선된 공간벡터 PWM을 제안하였고 DSP인 TMS320F240을 사용하여 3상 부스트 컨버터에서의 디지털 제어를 설계하였다. 기존의 공간벡터 PWM은 2차원 벡터 공간상에서 기준전압벡터의 위치에 관점을 둔 접근방식으로 3상의 폴(Pole)전압과의 관계를 고려한 상변환이 필요하고 이는 계산을 복잡하게 만들어 구현이 어려울 수 밖에 없는 단점이 되었다. 이러한 단점을 개선하기 위하여 본 논문에서는 기존의 공간벡터 PWM에 Look-up table 방식의 퍼지논리제어를 적용하여 3상의 전압에서 바로 기준전압벡터의 각과 크기를 추론하는 기법을 사용하였다. 따라서 상변환이 제거되어 알고리즘이 간소화되었고 공간벡터 PWM의 원리를 그대로 유지하면서 기존의 단점을 개선할 수 있었다. 또한 예측제어를 사용하여 샘플링과 연산시간 지연에 의한 전류오차를 줄였으며 이와 같은 점을 특징으로 하는 디지털 제어를 설계하였다. 시뮬레이션 및 실험결과 제안된 디지털제어의 성능을 입증하였고 본래 SVPWM이 주로 인버터에서 적용되어 왔었던 것을 감안하면 향후 본 연구에서 제안된 디지털 제어기는 컨버터 뿐만 아니라 인버터에도 충분히 적용이 가능할 것으로 사료된다.

참고 문헌

[1] D. Vincenti and H. Jin, "A Three-Phase Regulated PWM Rectifier With On-Line Feedforward Input Unbalance Correction", IEEE Trans. on Ind Electron. vol.4, no.5, pp.526~532, 1994  
 [2] J. Holiz, P. Lammert, and W. Lorzkat, "High-speed drive system with ultrasonic MOSFET PWM inverter and single-chip microprocessor control", IEEE Trans. Ind. Applicat. vol.23, no.6, pp.1010~1015, 1987  
 [3] R. Nahadevan, "Problems in analysis, control, and design of switching inverters and rectifiers", Ph.D. dissertation. Cahf. Instit. Technol., Pasadena, CA, 1986  
 [4] T. G. Habetler, "A space vector-base rectifier regulator for ac/dc/ac converters", IEEE Trans. Power Electron. vol.8, no.1, pp.30~36, 1993  
 [5] G. C. D. Sousa and B.K. Bose, "A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter dc machine drive", in IEEE Industry Application Soc. Annu. Meet. Conf. Rec., pp.854~861. 1991

저 자 소 개



**조 성 민 (趙 成 敏)**  
 1972년 6월 3일생. 1998년 2월 공주대학교 전기공학과 졸업. 2000년 8월 숭실대학교 전기공학과 졸업(석사). 현재 LG 이노텍 연구소 연구원.  
 Tel : 031-288 - 9304, Fax :

E-mail : smcho@LGinnoteck.com



**조 흥 기 (趙 興 紀)**  
 1962년 3월 12일생. 1985년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 8월 동 대학원 박사과정입학. 현재 국방품질연구소 선임 연구원

Tel : 031-373-4919, Fax :  
 E-mail : hgcho@dqa.go.kr



**김 병 진 (金 炳 鎭)**  
 1970년 6월 26일생. 1994년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 숭실대학교 대학원 수료. 현재 현대중공업(주) 중앙연구소 연구원

Tel : 031-289-5129, Fax : 031-89-5115  
 E-mail : vincent1004@hotmail.com



**전 희 중 (田 喜 鍾)**  
 1953년 1월 6일생. 1975년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1977년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1977년~1981년 1월. 공군사관학교 전자공학과 부교수. 1987년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1995년 9월~1996년 4월 Univ. of Victoria, CA. 객원교수. 1983년~현재 숭실대학교 공과대학 전기공학과 교수.

Tel : 02-820-0646, Fax : 02-817-7961  
 E-mail : hjjeon@saint.soongsil.ac.kr