

PAM방식을 적용한 단상 승강압형 정류기의 디지털제어

김태진* 변영복* 조기연* 김철우**

*한국전기연구소 **부산대

Digital Control of Single Phase Buck-Boost Converter by Pulse Amplitude Modulation Method

T. J. KIM* Y. B. Byun* K. Y. Joe* C. U. Kim**

*KERI **Pusan Natl. Univ.

ABSTRACT

This paper describes a digital implementation of a pulse amplitude modulation(PAM) method for a unity-power-factor buck-booster converter. A digital controller is designed and implemented by a Digital Signal Processor(DSP) to replace the analog control circuit for PAM. Experimental results are presented and compared with simulations.

218.4×157.5mm 크기의 One-Board로 구성하였고 제어 장치의 내부로직은 Reset, Decoder, Boot Loader 번지 설정, 인터럽터 제어 등 시스템을 관리할 수 있는 로직의 EPLD (Electrical Programmable Logic Device) 와 A/D, D/A 제어, 하드웨어 프로텍션 신호처리 기능, 포토커플러로 절연된 입출력신호처리, 테드타임을 고려한 게이트 신호 발생회로 등 주변소자와의 인터페이스 기능이 집적화 하였다. 표1에 제어장치 하드웨어 구성 및 주요소자를 정리하였다.

1. 서론

현재 전력변환장치에의 DSP 적용 분야는 제어장치 그 자체만의 필요성으로 주로 3상 시스템에 국한되고 있다. 그러나 최근 교환기용 전원장치와 같이 병렬운전 및 상태감시가 요구되는 시스템의 제어장치, 의료용 기기와 같이 아주 정밀한 제어가 요구되는 기기의 전원, 에어컨 등과 같이 전원장치의 제어장치와 주변 기능을 위한 디지털 제어장치를 일체화 할 수 있는 기기의 전원 등 단상 전력변환장치에도 DSP 제어장치 적용에 따른 장점이 확대되고 있고 그 필요성도 증대되고 있다.

본 논문에서는 단상 Full-Bridge 전력변환장치까지 적용할 수 있는 DSP 제어장치를 설계하여 단상 승강압형정류기의 역률을 개선하기 위한 펄스면적 변조방식^{1~4)}(Pulse Amplitude Modulation:PAM)을 디지털방식으로 구현하고 실험결과에 대해 검토한다.

2. 단상 전력변환장치용 DSP 제어장치

본 논문에서 소개하는 DSP 제어장치는 T.I.사의 TMS320C32-50을 적용하였다. 주변기능은 단상 Full-Bridge에 적용할 수 있도록 최적화 시켜

표1 제어장치 하드웨어 구성 및 주요소자

DSP부				
DSP	TMS320C32-50			1EA
	50MHz, 50MFLOPS, 275MOPS			
MEMORY	SRAM(KM68257)	32K×8bit	15nsec	4EA
	EPROM(27CO20)	256K×8bit	150nsec	1EA
EPLD	EPM7160LC84		12nsec	1EA
	EPM7032LC44		12nsec	1EA
Analog I/O Interface부				
아날로그 입력 4ch	A/D Converter(MAX120)	12bit	1.6 μ sec	1EA
	Multiplexer(ADG529)			1EA
아날로그 출력 4ch	D/A Converter(AD664)	12bit	4ch	1EA
Digital I/O Interface부				
광출력 4ch	HFBR-1521	5MBd		4EA
광출력 4ch	HFBR-2521	5MBd		8EA
디지털 입출력 6ch				
RS485	AM85C30			1EA
RS232	MAX 211			1EA

3. 펄스면적변조방식에 의한 단상승강압형정류기의 고역률제어

3.1 단상 승강압형정류기

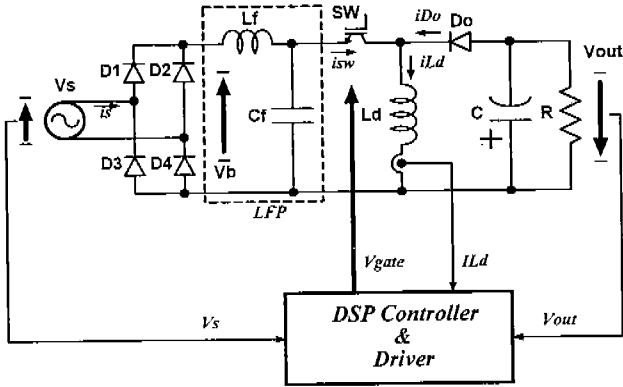


그림 1 단상승강압형정류기

그림 1에 표시한 바와 같이 단상승강압형정류기는 단상전원 V_s , 고조파필터 L_f - C_f , 단상 다이오드 브릿지 (D_1 - D_4), 승강압용 스위치 SW , 승강압용 직류인덕턴스 L_d , 승강압용 직류다이오드 D_o , 부하측 필터커패시터 C , 부하저항 R 로 구성되어 있다. 전류 연속방식은 불연속방식에 비해 대용량화가 가능하지만, 직류인덕터의 인덕턴스가 충분히 크지 않으면 인덕터전류가 맥동하여 입력전류의 변조에 오차를 발생시킨다. 이 경우, 인덕터전류의 맥동 그 자체를 저감시킨든지 이 전류를 검출해서 변조법에 의해 어떠한 대처를 하지 않는 한 충분한 입력전류의 변조가 실현되지 않는다.

이에 대하여, 입력전류 i_s 의 순시적인 크기를 고려하여 입력전류 i_s 와 턴온시간 t_{on} 의 곱 즉, 입력전류 i_s 의 면적을 기준파인 정현입력전압 v_s 에 추종하도록 하는 제어(펄스면적변조제어; Pulse Amplitude Modulation:PAM) 방식을 적용하여, 본 승강압형정류기에서 입력전류 i_s 의 정현파화, 즉 고역율운전을 실현하고자 한다.

3.2 펄스면적변조방식

(Pulse Amplitude Modulation : PAM)

본 펄스면적변조방식에서 이용한 캐리어신호 v_{CAR} 은 전류검출기를 매개로 검출한 (맥동포함) 직류인덕터전류신호 i_{Ld} 를 적분함과 동시에 동적분기 출력을 일정(변조)주기 T_{SW} 마다 리셋신호 v_{RST} 에 의해 리셋되면서 발생되어 다음 식과 같이 된다.

$$v_{CAR} = \int_{t_k}^t i_{Ld} dt \quad (1)$$

한편, 승강압스위치전류 i_{sw} 의 각변조주기에 있어서 면적적, 구간적분치 σ_B 의 지령치 σ_B^* 로 다음 식과 같

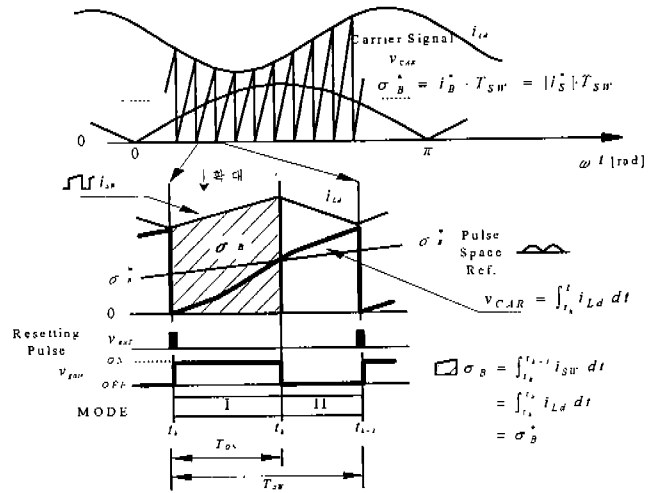


그림 2 펄스면적변조제어의 원리

이 전원전압과 동상의 입력전류지령치 i_s^* 의 절대치 i_B^* 에 변조주기 T_{SW} 를 곱한값이다.

$$\sigma_B^* = i_B^* \cdot T_{SW} = |i_s^*| \cdot T_{SW} \quad (2)$$

이것은 캐리어신호 v_{CAR} 과 면적지령치 σ_B^* 와 비교하는 것에 대해 인덕턴스 L_d 를 전원측에 접속하는 모드 I의 기간이 결정되고 그림2의 아래와 같이 각 변조주기의 개시 시각 $t=t_k$ 에서 지령치 σ_B^* 와 캐리어신호 v_{CAR} 가 교차하는 시각 $t=t'_k$ 까지(즉, 캐리어신호 v_{CAR} 이 지령치 σ_B^* 보다 적은 구간) 모드 I은 유지된다. 따라서 이 기간 인덕터전류 i_{Ld} 이 승강압스위치 SW 를 매개로 전원측에 흐른다. 이때 각 변조주기에 있어서 스위치 전류면적 σ_B 은

$$\sigma_B = \int_{t_k}^{t_{k+1}} i_{SW} dt = \int_{t_k}^{t'_k} i_{Ld} dt = \sigma_B^* \quad (3)$$

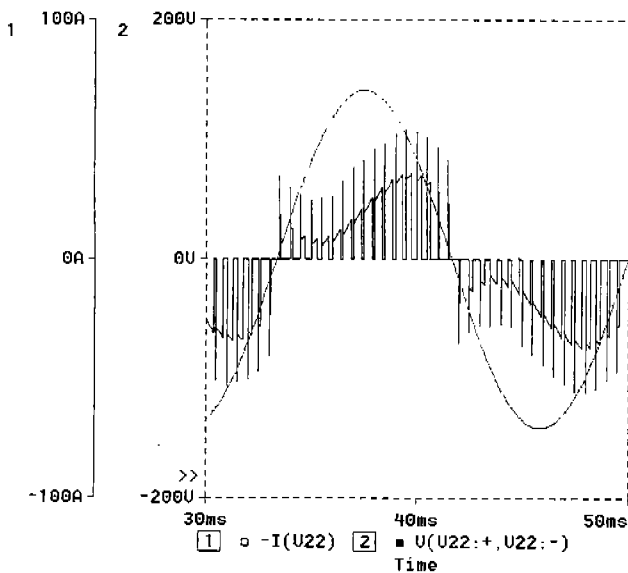
이 되어 지령치 σ_B^* 에 일치한다.

스위치전류 i_{sw} 는 고조파 필터(L_f , C_f)에 의해 스위칭 주파수 성분이 필터링되고 그 극성은 다이오드 브릿지에 의해 전원의 반주기마다 역전되어 입력전류 i_s 가 되고, 입력전류 i_s 의 각변조주기마다에서 평균치 혹은 입력전류 i_s 의 저주파성분은 입력전류지령치 i_s^* 에 일치한다. 변조주기는 리셀 신호 v_{RST} 의 주기를 바꾸어서 간단히 조정가능하다.

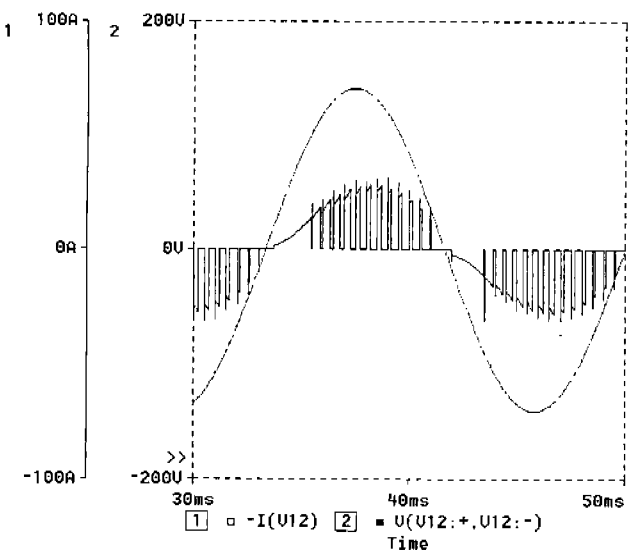
3.3 시뮬레이션에 의한 검토

그림 3(a)는 SPWM제어방식을 적용한 경우의 입력전압 v_s 과 입력전류 i_s 이다. 인덕터 L_d 는 무한대의 인덕턴스를 갖지 않으므로 입력전류 i_s 이 리플이 생긴

다. 이에 일반적인 SPWM방식으로는, 입력전류 i_s 의 순시적인 크기를 고려하지 못한채 입력전압 v_s 의 크기만으로 Duty D를 변조함으로써 입력전류 i_s 에는 변조오차에 의한 고조파성분을 (특히, 3고조파) 많이 가진다. 그림3(b)는 PAM방식을 적용한 경우에 입력전압 v_s 와 입력전류 i_s 을 보여주고 있다. 본 시뮬레이션에서는 펄스면적변조의 이론적 타당성을 쉽게 확인하기 위해 스위칭주파수는 실험에서의 주파수 20kHz보다 1/10인 2kHz로 하고 있다. 그림 3(a)의 SPWM방식에서와는 달리, 그림3(b)에서는 입력전류 i_s 의 각 스위칭주기에서의 면적이 정현입력전압 v_s 에 비례하고 있다.



(a) SPWM방식에서 입력전압 v_s , 입력전류 i_s



(b) PAM방식에서 입력전압 v_s , 입력전류 i_s
그림 3 시뮬레이션에 의한 파형

즉, 인덕터전류 i_{Ld} 의 크기가 적은 구간(약 $0^\circ \sim 90^\circ$)에서는 Duty D를 크게 하고, 반대로 인덕터전류 i_{Ld} 의 크기가 큰 구간(약 $90^\circ \sim 180^\circ$)에서는 작게 함으로써 그 면적이 정현파를 추종하도록 하여 승강압형정류기의 고역율운전을 하였다. 또, 인덕터전류 i_{Ld} 가 적은 구간($0^\circ \sim 30^\circ$)에서 파변조되어 스위칭소자 SW가 계속 온되는 구간이 존재한다. 실험에서는 소자의 정격 및 응답특성등의 영향에 따라 최대 Duty를 제한을 두고 있으므로 파변조가 일어날 수 있는 구간은 최대 Duty로 제어된다. 이 때 최대 Duty의 제한에 의한 PAM제어의 오차가 발생할 수 있다.

4. DSP에 의한 제어 알고리즘

입력전압의 기준신호는 입력전압을 검출한 후 디지털 필터링하여 위상동기에 의해 발생하므로 입력전압의 왜형이나 노이즈에 영향을 받지 않고 정확한 정현파로 만들 수 있다. 펄스면적 변조방식은 3.2절에서 설명한 방법

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} i_{SW} dt = \int_{t_k}^{t_k'} i_L dt \quad (4)$$

을 디지털 방식의 소프트웨어로 구현하기 위해서 한 샘플링 구간동안의 전류값이 일정하다고 가정하면 PI 제어기의 출력을 i_{SW}^* 라 할 때

$$i_{SW}^* \cdot T_{samp} = i_L \cdot T_{ii} \quad (5)$$

로 할 수 있다. 여기에서 T_{samp} 은 샘플링 주기이며, T_{ii} 는 스위칭 구간이다. 따라서

$$T_{ii} = \frac{i_{SW}^* \cdot T_{samp}}{i_L} \quad (6)$$

로 간단히 스위칭 구간을 구할 수 있다.

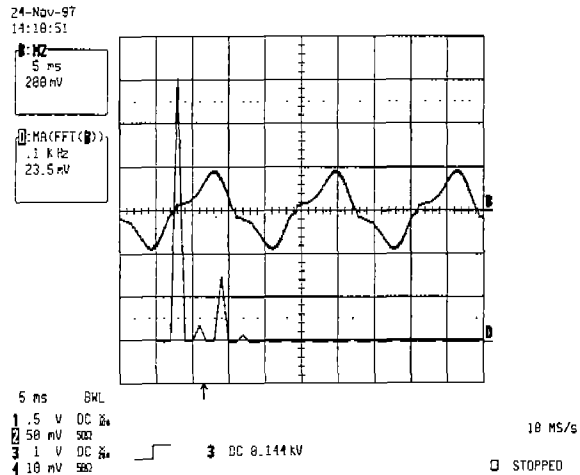
5. 실험결과

이상에서 언급한 펄스면적변조제어이론의 타당성을 확인하기 위한 그림1에 표시한 승강압형정류기의 시제품의 주회로 경수를 표-2에 표시하였다. 이하의 실험에서는, 톱니파와 정현파 비교의 SPWM방식과, 캐리어파가 인덕터전류 i_{Ld} 의 크기에 따라 비례하여 가변되는 펄스면적변조제어(PAM)방식을 적용하여 본 승강압형정류기를 운전하였을 때, 입력전류의 고

조파 성분의 변화에 대해 비교하였다.

표 2 주회로정수

직류인덕터 L_d	7mH(60Hz)
고조파필터인덕터 L_f	300uH
고조파필터캐패시터 C_f	4.7uF
출력단캐패시터 C	4700uF
스위칭주파수 f	20kHz
입력전압 V_s	110V, 60Hz
출력전압 V_{out}	110V
출력용량 P_o	1kW



입력전류 i_s 와 고조파 분석 (20A/div)
그림 5 SPWM의 경우($V_o=110V$, 부하=1kW)

그림5에서는 일반적인 SPWM제어 방식을 적용한 경우, 입력전류 i_s 와 고조파분석된 파형이다.

그림4(a)에서 입력전류 i_s 는 전원전압 v_s 와 동상의 정현파를 그리고 있고, 펄스면적변조제어방식의 적용시 입력전류의 저왜곡운전이 실현되고 있는 것을 알았다. 또, 입력전류 i_s 는, 그림4(b)와 그림 5의 경우와 비교해 볼 때, 특히 3고조파율(Harmonic Factor : HF)의 경우는 약27%에서 2.5%로 거의 1/10로 감소하였다.

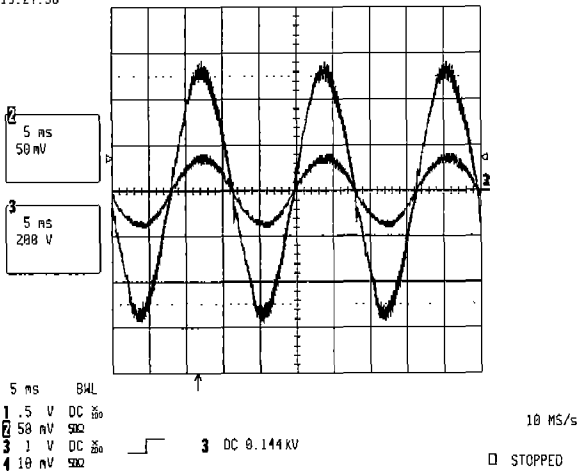
6. 결론

본 논문에서는 DSP 제어장치를 적용하여 단상 승강압형정류기의 역률을 개선하기 위한 PAM방식을 간단한 알고리즘으로 구현하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 양호한 결과를 얻었으며 디지털 제어의 편의성과 정확성을 확인하였다.

[참고문헌]

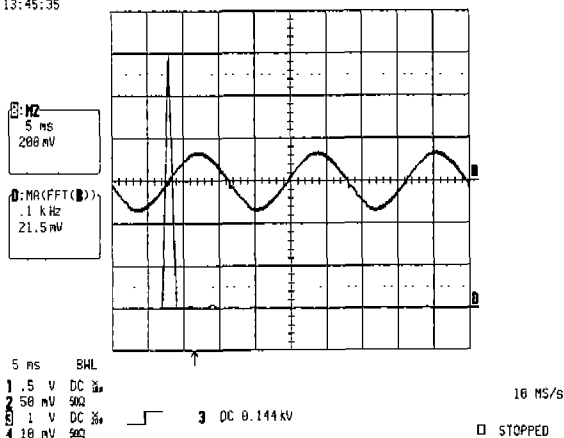
- [1] A.H.Mitwalli, S.B.Leeb, G.C.Verghese, "An Adaptive digital controller for unity power factor converter," IEEE Trans Power Electron, vol.11 no.2 Mar.1996.
- [2] N.Mohan, S.S.Ang, "A digital signal processor based controller for a switching converter" Int.J.Electronics, vol77,no.5, 1994
- [3] F. Levagueresse, C.Batard, C.Bergmann and B. Feuvrie, "A New Approach for simulation and digital control of a dc-dc power electronic converter", PEMC, vol3, Oct, 1996
- [4] 武木, 前田, "出力電壓脈動を低減した 単相昇降壓 高力率整流器" T.IEE Japan. Vol.117-D, No.7,1997

24-Nov-97
13:27:38



a) 입력전압 v_s , 입력전류 i_s (200V/div, 5A/div)

24-Nov-97
13:45:35



b) 입력전류 i_s 와 고조파 분석 (20A/div)
그림 4 PAM의 경우($V_o=110V$, 부하=1kW)

그림4에서는 본 펄스면적변조방식을 적용한 경우의 각 실험파형과 스펙트럼분석을 표시한다. 그림 4(a)에는 입력전압 v_s 와 입력전류 i_s 를, (b)에서는 입력전류 i_s 와 고조파분석된 파형을 각각 표시하였다. 그