

논문 2004-41SC-6-9

저가형 마이크로 컨트롤러를 이용한 Flyback 컨버터의 원격제어

(The Remote Control of a Flyback Converter using
an Inexpensive Microcontroller)

김 윤 서*, 양 오**

(Youn Seo Kim and Oh Yang)

요 약

기존의 아날로그 제어방식과는 달리 디지털 제어 방식은 기본적으로 마이크로프로세서를 포함하고 있기 때문에 아날로그 제어방식에서는 할 수 없었던 DC-DC 컨버터 내부 파라미터에 대한 모니터링이 가능하며, 아날로그 제어방식에서는 처음의 사양에 의해 고정된 출력전압을 얻었지만 디지털 제어 방식에서는 PC와 DC-DC 컨버터의 통신을 통하여 사용자가 원하는 임의의 전압을 얻어낼 수 있고 원격제어가 가능하다. 또한 PC와의 통신을 통해 원거리에 있는 DC-DC 컨버터에 정확한 전압이 출력되고 있는지 또는 비정상적인 전압이 출력되고 있는지를 감시, 진단할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이와 같은 디지털 제어기의 장점과 함께 디지털 제어기의 저가가격화에 대한 실용성을 제시하고자 하였다. 이러한 기능들을 구현하기 위해 AD 컨버터와 PWM 로직이 내장되어 있는 저가의 정수형 On-chip 마이크로 컨트롤러인 Renesas사의 H8/3672를 사용하였다. 디지털 제어기는 Flyback 컨버터에 적용되었으며, DC 20~30V 입력으로부터 기본 DC 5V 출력전압을 갖도록 설계되었고, 또한 에플레이터를 이용하여 PC상에서 원격으로 DC 0V에서 DC 5V이상까지의 다양한 출력 전압을 만들 수 있다. PWM의 듀티(Duty) 제어를 위한 제어기로써는 PID제어기 중에서 PD제어기를 사용하였다. 본 논문에서 설계된 디지털 제어방식 컨버터의 실용성을 검토하기 위해 과도상태의 특성과 정상 상태의 특성을 분석하여 정수형의 저가형 마이크로 컨트롤러를 이용한 Flyback 컨버터의 실용성을 검토하였다.

Abstract

Differently from an existing analog control, because the digital control includes microprocessor basically, the digital control is enable to monitor internal parameters of DC-DC converter and to control output voltage remotely by communicating with a Windows based PC. These things are impossible in an analog control and there are more advantages in a digital control than an analog control. In this paper, with the advantages mentioned above, the feasibility of digital controlled DC-DC converter in low price is proposed. In order to implement these functions, it is used the inexpensive H8/3672 made by Renesas that has built in AD converters and PWM logic generators. The proposed digital controller is applied to a flyback converter that is designed to output DC 5[V] from DC 20~30[V] and is remotely controlled to make variable outputs from DC 0[V] to 5[V] above in PC. The PWM controller adopts the PD controller in PID. In the last, the response characteristics of a step reference voltage and in a steady state are experimented to verify the feasibility and the usefulness of the proposed flyback converter that is implemented inexpensively.

Keywords : DC-DC converter, microcontroller, PWM, Remote control, Flyback.

I. 서 론

전자기기의 전반에 걸쳐 폭넓게 사용되고 있는

DC-DC 컨버터는 고효율, 안정성 개선 및 소형화를 위한 지속적인 연구개발을 통하여 많은 성과를 거두고 있으나 소자 개선, 회로 구조변경, 또는 제어특성 개선 등의 아날로그적인 제어 방식에 대한 연구개발이 대부분을 차지하고 있다^[1,2]. 그러나 아날로그적인 제어 방식은 비선형 시스템에 대한 수학적인 모델링이 어렵기 때문에 고성능의 제어기나 제어 알고리즘을 설계하는 데는

* 학생회원, ** 정회원, 청주대학교 전자공학과
(Dept. of Electronic Engineering University)

※ 본 연구는 과학기술부·한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신 연구센터의 지원에 의한 것입니다.
접수일자:2004년8월16일, 수정완료일:2004년11월3일

어려움이 있으며 스위칭 컨버터를 위한 아날로그 제어기는 노이즈와 스위칭 작용과 노이즈가 섞인 출력전압으로 인한 컴포넌트의 출력변화에 상당히 민감하다는 단점이 있다^[2,3]. 그러나 최근에는 산업 분야의 전반에 걸쳐 나타나고 있는 디지털화에 따라 DC-DC 컨버터의 디지털 제어에 관한 연구도 서서히 이어지고 있으며 상용화를 위한 연구발표도 이어지고 있다. 더욱이 전자기기의 소형화에 대한 요구가 증가함에 따라 많은 전자기기 중에 DC-DC 컨버터는 필수적인 부분이 되고 있으며, 새로운 반도체 전력소자와 새로운 구조 그리고 새로운 IC 제어기들의 개발로 인해 더 높은 스위칭 주파수가 DC-DC 컨버터의 전력변환 효율을 높이기 위해 사용되어지고 있다.

기존의 아날로그 제어방식에 비하여 디지털 제어방식은 기본적으로 마이크로프로세서를 포함하고 있기 때문에 디지털 제어 스위칭 컨버터는 종래의 아날로그 제어 스위칭 컨버터보다 좀더 지능적이고 좀더 많은 다양성을 가지고 있으며, 디지털 제어기는 소프트웨어의 수정을 통하여 스위칭 컨버터의 어떠한 부하변동 요구 특성에도 적용시킬 수가 있다. 이것의 한 예로서 디지털 제어 스위칭 컨버터는 컨버터 내부의 파라미터에 대한 모니터링이 가능하며 원격 제어 및 원격 감시 또한 가능하고, 하드웨어 변경 없이 프로그램의 수정만으로 시스템의 동작 조건을 변경하거나 원하는 임의의 전압을 만들어 낼 수 있는 장점이 있다^[4]. 이러한 장점에도 불구하고 스위칭 주파수의 한계 및 제어회로의 높은 가격 때문에 아직까지는 디지털 제어 방식이 널리 실용화되지 못하고 있지만 현재 퍼지제어 알고리즘이나 PI 제어를 이용한 연구가 진행·발표되고 있으며 본 논문에서도 저가형의 정수형 프로세서를 이용하여 Flyback 컨버터의 원격제어에 적용하였으며, 디지털 제어기의 저가격화에 대한 실용성을 검토하였다.

본 논문에는 절연형 컨버터 중 Flyback 컨버터를 사용하였으며 DC 20 ~ 30[V]의 입력전압으로부터 DC 0V에서 DC 5[V]까지의 가변 출력 전압을 가지며, 최대 출력전류 2[A], 스위칭 주파수 30 KHz의 사양으로 선정하였다. 디지털 제어기는 Renesas사의 H8/3672를 이용하여 구성하였다. 이 H8/3672는 10-bit AD와 PWM 로직 발생기를 내장하고 있어 주변에 이러한 기능의 주변 소자들이 불필요하게 되어 디지털 제어기의 구조를 간단히 할 수 있다는 장점이 있으며, 본 논문에서 사용한 H8/3672의 가격이 약 1.8\$ 정도로 저렴하여 Flyback 컨버터의 가격을 절감시킬 수가 있다.

지금까지의 연구 발표된 논문들을 보면 퍼지 알고리즘을 이용하여 디지털 제어를 구성한 것이 대부분으로 퍼지 제어기의 특성상 제어 입력값을 얻기 위해서는 많은 양의 계산을 필요로 하게 된다^[5,6]. 이것으로 부하 변동시에 오버슈트나 언더슈트가 생기거나 기준 입력값에 빠르게 따라가지 못하게 된다. 이러한 현상은 PI 제어를 사용했을 때에도 똑같이 나타날 수 있다. 일반적으로 PI 제어기에서 I제어에 의해 정상상태의 오차는 줄일 수 있지만 속응성에 문제가 되고 속응성을 위해 P게인을 높이면 과도상태에서 커다란 과도현상이나 정상상태에서 발진현상(hunting)이 나타날 수 있다^[4]. 이러한 이유에서 본 논문에서는 제어입력에 대한 계산량을 줄이고 부하변동이나 과도상태에서 빠른 응답특성을 얻기 위해 PD 제어를 이용하여 제어를 구성하였다.

본 논문에서는 이렇게 구성된 제어를 Flyback 컨버터의 원격제어에 적용하였으며, 과도 상태에서의 출력 특성, 정상 상태에서의 출력 특성, 리플 전압 그리고 부하전류에 따른 출력전압의 변화 및 효율 등을 관찰하여 PD 제어기로 구성된 저가형의 디지털 제어기의 실효성을 확인하였다. 또한 PC상에서 출력전압의 상태, PWM의 Duty, 기준 값과의 오차 그리고 PD 제어기의 내부 파라미터 등을 모니터링 하였으며, PC상에서 기준 값을 변경하면서 출력 전압의 값을 관찰하여 원격제어가 잘 이루어지는지를 확인함으로써 상용화의 가능성을 제시하였다.

II. 디지털 제어 Flyback 컨버터

1. 디지털 제어 Flyback 컨버터 구조

본 논문에서 사용한 DC-DC 컨버터의 간단한 블록 다이어그램을 그림 1에 나타내었다. 그림 1에서와 같이

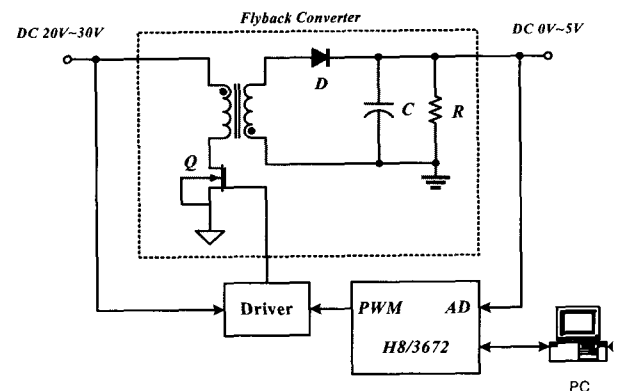


그림 1. Flyback 컨버터의 블록 다이어그램
Fig. 1. The block diagram of the Flyback converter.

표 1. Flyback 컨버터의 구성 소자
Table 1. The part values of the Flyback converter.

펄스 트랜스포머	권선비	1차측	20회
		2차측	4회
	L_p	108.8uH	
필터 커패시터	C	2200[uF]	
		1000[uF]×2	
		470[uF]×3	
Dummy 저항	R	50[Ω] / 2W	
스위칭 소자	Q	IRF640	
환류 다이오드	D	FE3D	

구성은 Flyback 컨버터와 AD변환과 PWM의 Duty를 조정하는 마이크로 컨트롤러(H8/3672), 광에 의해 절연된 PWM 드라이버 그리고 모니터링과 원격제어를 하기위한 PC로 크게 4부분으로 나눌 수 있다.

Flyback 컨버터는 기본적인 구조^[7]를 따랐으며, 스위칭 노이즈를 줄이기 위한 스너버 회로만을 추가하였다. Flyback 컨버터의 1차측과 2차측을 절연하기 위해 스위치 Driver로 포토커플러(PC922)를 사용하여 입력과 출력을 광으로 절연하였다.

포토커플러로 구성된 Driver는 입력전압을 받아 레귤레이터(7812)를 통해 12V를 만들고 이 전압으로 PWM에 따라 스위치 Q를 ON/OFF하도록 되어있다. 출력전압을 계측하고 PWM을 제어하는 디지털 제어기의 핵심부분으로는 Renesas사의 정수형 프로세서인 H8/3672를 사용하였다. H8/3672는 고속의 16비트 구조를 가지고 있으며, 내부에 16K의 플래시 롬과 2K의 RAM을 가지고 있다. 또한 10비트 분해능의 AD 컨버터 4채널이 내장되어있으며, 16비트 카운터의 PWM 로직 발생기 3채널을 가지고 있다.

이처럼 AD 컨버터와 PWM 로직 발생기가 내장되어 있기 때문에 외부에 AD 컨버터와 PWM 로직 발생기를 구성할 필요가 없으며 MPU(H8/3672) 하나만으로 이 모든 기능을 다 구현할 수가 있게 된다. 따라서 디지털 제어기의 구조를 간단히 할 수 있다는 장점이 있으며, MPU 가격이 저렴하여 Flyback 컨버터의 가격을 절감시킬 수가 있다.

H8/3672 내부에 있는 10 비트 AD 컨버터의 입력은 0에서 5V까지이므로 AD 컨버터를 보호하기 위해 Flyback 컨버터의 최대 출력을 5V로 하여 출력전압의 80%정도가 입력될 수 있도록 저항 분배를 통하여 연결하였고, 비정상적인 동작에 의한 AD 컨버터 보호를 위해 제너 다이오드와 클램프 회로를 이용하여 2차 보호

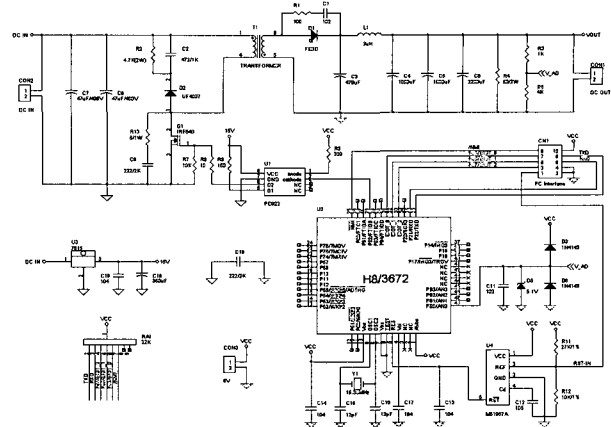


그림 2. Flyback 컨버터의 응용회로도
Fig. 2. The Schematic diagram of Flyback converter.

회로를 구성하였다. 그림 2에 실제 응용된 회로도를 나타내었다.

2. PWM 파형 생성

H8/3672에서의 PWM 파형발생은 카운터와 비교방식을 이용하고 있다. PWM 파형발생에는 3개의 레지스터가 사용되는데, 업(up) 카운트되는 TCNT 레지스터, PWM의 주기를 결정하는 GRA(General Register A) 레지스터와 PWM 파형의 듀티비를 조정하는 GRB(General Register B) 레지스터가 있다.

여기에 사용되는 모든 레지스터는 16비트 레지스터이다. TCNT 레지스터는 내부 클럭 소스에 의해 업(up) 카운트되며 GRA 레지스터의 값과 비교해서 일치가 되면 PWM 출력은 초기 설정값 '1'을 내보내게 되고, 중간에 GRB 레지스터와 비교해서 일치가 되면 PWM의 출력을 반전된 '0'을 내보내게 된다^[8].

이렇듯 TCNT는 GRA에서 설정된 일정한 주기의 값을 가지는 톱니파를 생성하게 되고 GRB에 설정된 값에 따라 원하는 Duty를 가지게 된다. GRB의 값은 최소 '1' 이상에서 GRA 값까지의 범위를 가지며 만약 GRB의 값이 '0'이거나 GRA값 보다 크게 되면 그림 3에서 알 수 있듯이 Zero Duty가 되거나 GRB와 일치 되는 시점이 없기 때문에 Full Duty가 된다.

또한 TCNT 레지스터와 GRA 레지스터의 값이 일치 가 되면 TCNT 레지스터의 값은 '0'으로 클리어가 되면서 비교 및 일치(Compare & Match) 인터럽트를 발생시킨다. 이 타이머 인터럽트를 이용하여 PD 제어 입력을 PWM 레퍼런스에 반영하게 된다. GRC와 GRD 레지스터를 사용하면 같은 주기의 다른 Duty를 갖는 PWM 출력을 2개 더 사용할 수 있다.

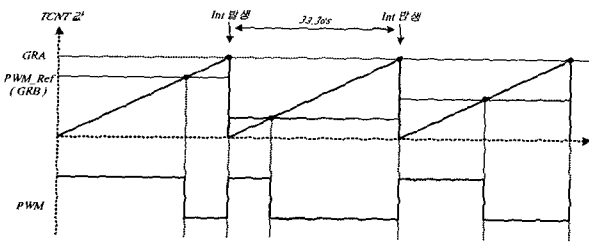


그림 3. H8/3672의 PWM 발생 로직
Fig. 3. PWM waveform generator logic in H8/3672.

마이크로프로세서 기반의 PWM 컨버터에서 PWM을 만들기 위해 내부 카운팅 클럭 소스를 사용하게 되는데, 사용하는 내부 클럭의 시간에 의해 PWM의 해상도(resolution)가 결정이 된다. 내부 클럭의 최소 타이밍 사이클에 의한 PWM 해상도의 제약으로 고성능의 마이크로프로세서나 DSP를 사용한다 하더라도 고해상도의 PWM 컨버터의 응용에는 문제점이 있다^[9].

3. PWM 제어기

정확한 출력 전압을 얻기 위해서는 PWM의 해상도가 높아야 하는 반면, 정확한 PWM의 제어가 이루어져야 한다. PWM의 해상도는 PWM을 발생하는데 사용되는 내부 클럭의 주파수에 의존하는 것으로 하드웨어적인 한계가 있다. 결국 정확한 출력 전압과 안정한 제어가 이루어지기 위해서는 PWM의 제어가 얼마나 빠르고, 적절하게 이루어지느냐에 달려있게 된다.

PWM의 제어는 식 (1)에서 얻어진 전압 오차에 상응되는 양만큼 PWM 레퍼런스에 가감되어 그림 3에서처럼 PWM의 Duty값을 보상하게 된다. 이를 식으로 나타내면 식 (2)와 같다.

$$V_{err}(k) = V_{REF} - V_{AD Sample}(k) \quad (1)$$

$$PWM_{ref}(k) = PWM_{ref}(k-1) + \Delta PWM_{ref}(k) \quad (2)$$

$$\Delta PWM_{ref}(k) = function(V_{err}(k))$$

이 식을 Duty에 대한 식으로 표현하면 식(3)과 같다.

$$D(k) = D(k-1) + \Delta D(k) \quad (3)$$

본 논문에서 사용한 H8/3672는 정수형 연산의 마이크로 컨트롤러이기 때문에 식 (1)에 의해서 얻어진 전압 오차에 정수배를 곱한 P 제어기로 Duty를 보상하게 되면 제어 입력값이 너무 크게 되어 동요현상(hunting)이 생기고 급격한 부하변동으로 인한 출력전압의 변동시 정확한 응답 특성을 갖지 못하게 되어 P 파라미터의

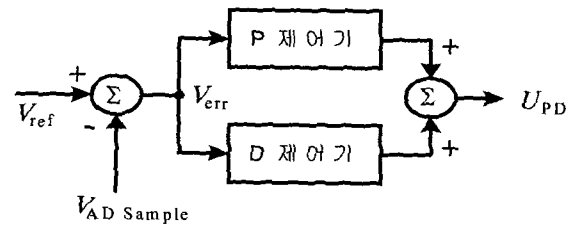


그림 4. PD 제어기의 구조
Fig. 4. The Structure of PD controller.

값을 작게 해야만 한다. P 파라미터의 값이 작아지므로 발생하는 과도 특성을 D 제어기를 사용하여 보상하도록 하였다. 또한 DSP와 같이 float 연산에서의 소수점 이하의 연산량은 만들어질 수 없기 때문에 소수점 이하 값으로 만들어지는 작은 제어량 값을 보상하기 위해 식 (4)에서의 P 파라미터와 D 파라미터 값을 정수값의 곱 형태가 아닌 곱해지는 factor(m)과 나누는 factor(d)의 형태로 구분하여 구현하였다.

PD 제어기의 구조는 그림 4와 같으며 출력 값은 식 (4)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} U_{PD}(k) &= K_p V_{err}(k) + K_d \frac{dV_{err}(k)}{dt} \\ &= K_p V_{err}(k) + K_d \left\{ \frac{V_{err}(k) - V_{err}(k-1)}{\text{sampling 시간}} \right\} \quad (4) \\ &= K_p V_{err}(k) + K_d \{ V_{err}(k) - V_{err}(k-1) \} \end{aligned}$$

식 (4)에서 만들어진 PD 제어입력 값은 식 (2)에 의해서 기존의 PWM_ref 값에 더해져 현재의 PWM_ref 값을 만든다. 이렇게 하여 만들어진 PWM_ref 값은 그림 3에서와 같이 PWM의 Duty를 결정하게 되는데, '0' 이하 값을 갖거나 GRA값보다 큰 값을 갖게 되면 최대 Duty의 PWM을 가지게 된다. 이럴 경우 FET는 계속 ON 되어있는 상태를 유지하게 되고 이로 인해 1차측에 과전류를 흐르게 하는 사고를 유발시키게 된다. 따라서 PWM의 Duty가 zero나 full Duty가 되지 않게 해주어야만 한다.

그래서 PWM_ref 값이 Duty의 범위를 벗어날 경우 Duty의 최소(6%), 최대값(90%)으로 범위를 제한시켜 이 값을 PWM_ref 값으로 사용하였다.

그림 5에 PD제어기를 이용한 최종적인 PWM 제어기의 구조를 나타내었다. 따라서 출력 전압은 PD 제어기에 의해 기준 전압을 더 빨리 따라가도록 PWM_ref를 조정하게 되고, 더 안정적인 PWM 제어가 이루어지도록 하였다.

처음 프로세서가 기동하게 되면 레퍼런스 전압값과 컨버터 출력값의 차이가 크게 되어 큰 제어 입력으로

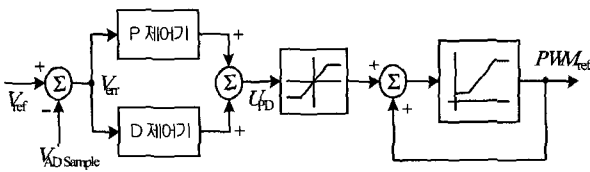


그림 5. PD 제어를 이용한 PWM 제어기
Fig. 5. The PWM controller using PD controller.

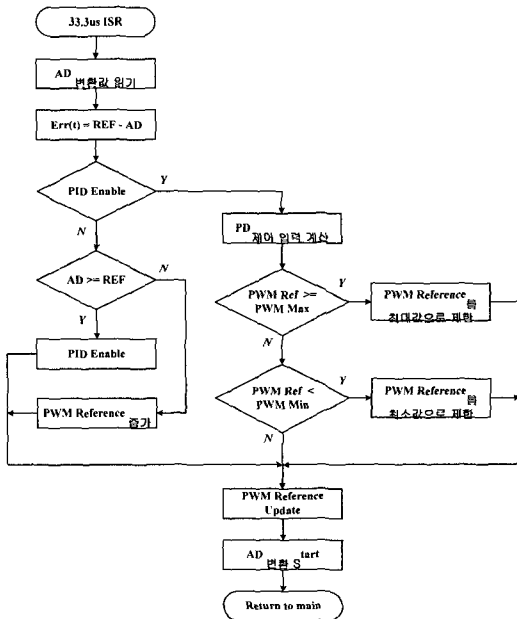


그림 6. PWM 제어를 위한 순서도
Fig. 6. The flowchart for a PWM controller.

인한 1차측의 과전류를 유발시키게 된다. 그래서 Soft starting 개념으로 처음에는 출력전압이 레퍼런스 전압에 가까워지도록 PWM_{ref} 를 조금씩 증가시키면서 레퍼런스 전압값과 오차가 거의 없게 되면 그때부터 PD 제어가 적용되도록 하였다. 그림 6에 30KHz PWM에 의해 발생하는 Compare & Match 인터럽트에서 PWM_{ref} 를 갱신하는 소프트웨어의 순서도를 나타내었다.

III. 실험 결과 및 검토

1. Flyback 컨버터의 사양

본 논문에서 사용한 Flyback 컨버터는 DC 20[V] ~ 30[V]의 입력전압으로부터 기본적으로 DC 5[V]를 출력으로 하며, 에뮬레이터에서 원격으로 0V에서 5[V]까지의 다양한 전압을 출력할 수 있으며, 출력전류는 최소 0.01[A]에서 최대 2[A]까지 선정하였다. 스위칭 주파수는 30KHz를 사용하였으며, 33.3us마다 출력 전압을 샘플링 하여 PD 제어기에 의해 PWM의 Duty를 갱신하게 되며, PD 제어기의 파라미터는 시행착오에 의한 방법으로 결정되었다. 표 2와 표 3에 Flyback 컨버터의 사양과 PD제어기의 파라미터를 각각 나타내었다.

표 2. Flyback 컨버터의 사양

Table 2. The specification of Flyback converter.

입력 전압	DC 20[V] ~ 30[V]	
출력 전압(default)	5[V]	
출력 전류	최소	0.01[A]
	최대	2[A]
스위칭 주파수	30[KHz]	

표 3. PD 제어기의 파라미터

Table 3. The parameter of PD controller.

파라미터 종류	m	d
P 게인	7	15
D 게인	40	3
샘플링 시간	33.3μs	

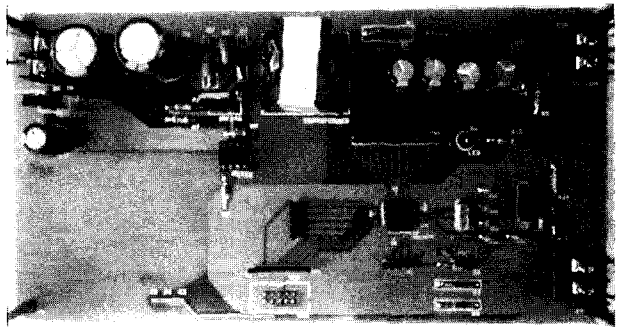


그림 7. 실제 실험에 사용된 실험 보드

Fig. 7. The prototype board for the experiment.

본 논문에서 제시한 저가의 정수형 마이크로프로세서를 이용한 Flyback 컨버터의 실용성을 입증하기 위해 실험은 2[A]의 부하를 사용하여 과도 응답 특성과 정상 응답 특성을 관찰하였으며, 부하에 따른 출력전압의 변동 및 효율을 측정하였다. 그림 7에 실제 실험에 사용된 보드를 나타내었다.

2. 정상 상태의 응답 특성

지금까지의 PD 제어기에 의한 Flyback 컨버터의 출력특성을 살펴보면 다음과 같다. 그림 8과 그림 9에서는 경부하시(0.01[A])와 2[A]의 부하를 인가했을 때의 출력 전압과 스위칭 파형을 나타낸 것이다.

그림 10과 그림 11은 경부하와 2[A]부하에서의 FET에 흐르는 전류와 FET의 드레인-소스간 전압 파형을 나타낸 그림이다.

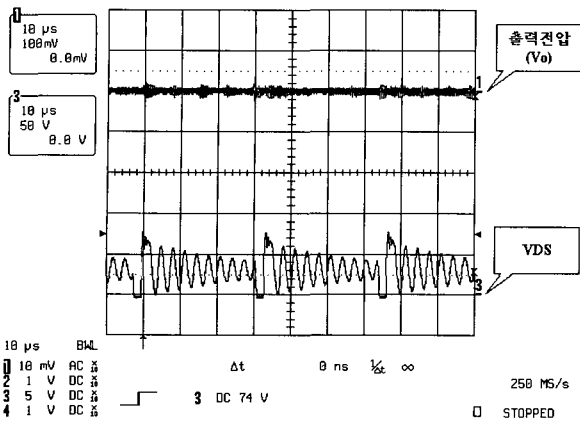


그림 8. 경부하일 때 출력전압과 스위치 양단 전압파형

Fig. 8. The output voltage and the V_{DS} in a light load.

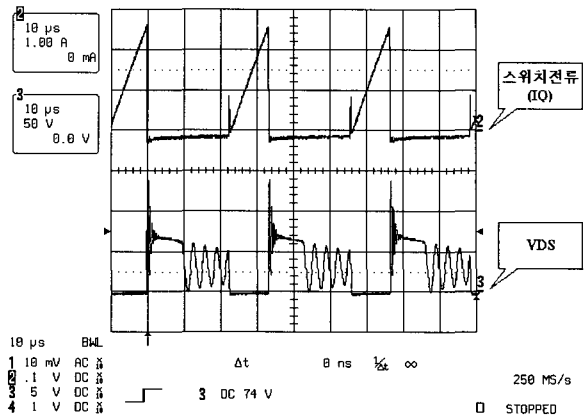


그림 11. 2[A] 부하일 때 스위치 전류와 스위치 양단 전압 파형

Fig. 11. The inductor current and the V_{DS} in 2[A] load.

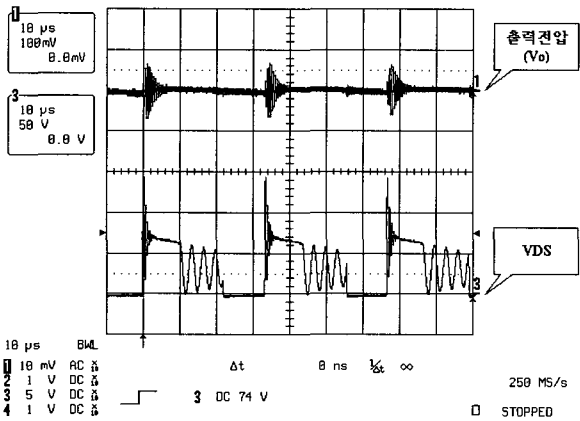


그림 9. 2[A] 부하일 때 출력전압과 스위치 양단 전압 파형

Fig. 9. The output voltage and the V_{DS} in 2[A] load.

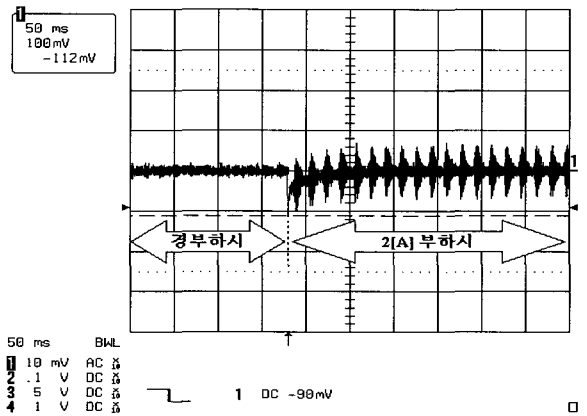


그림 12. 2[A] 부하를 인가했을 때의 과도 특성

Fig. 12. The transient response in load current to 2[A] load.

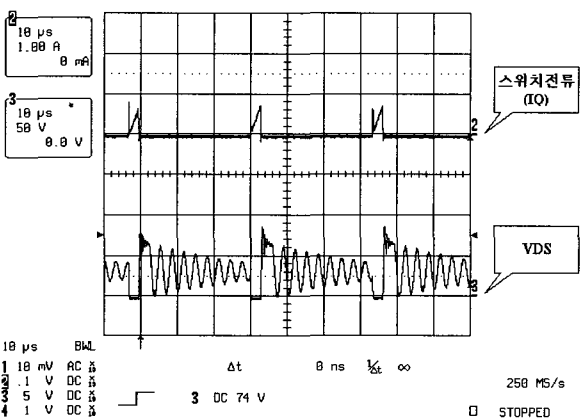


그림 10. 경부하일 때 스위치의 전류와 양단 전압파형

Fig. 10. The switch current and the V_{DS} in a light load.

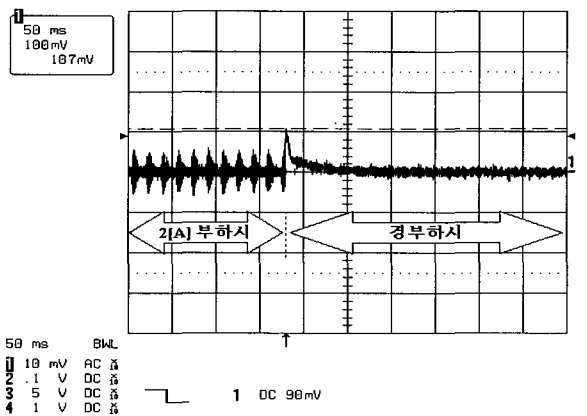


그림 13. 2[A] 부하를 해제 했을 때의 과도 특성

Fig. 13. The transient response in 2[A] load current to light load.

3. 과도 상태의 응답 특성

그림 12와 그림 13에서는 경부하시와 2[A] 부하를 인가시 과도특성을 나타낸 출력 파형이다. 2[A] 부하를

인가할 때 약 112[mV]의 언더슈트 현상이 나타나며 부하를 해제할 때에는 약 107[mV]의 오버슈트 현상이 나타나며, 정상상태에 도달하기까지 약 60ms의 시간이 소요된다. 과도 상태에서의 빠른 제어가 이루어지기 위

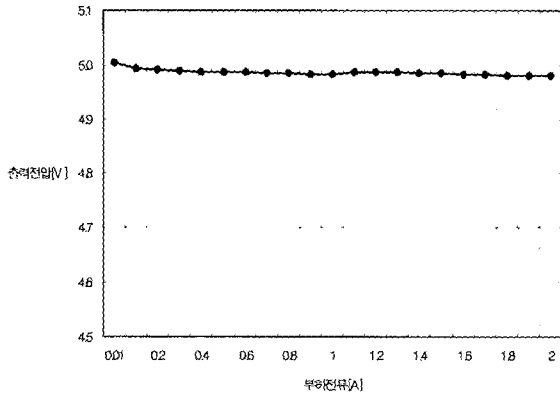


그림 14. 부하전류에 따른 출력 전압의 변화
 Fig. 14. The trend of output voltage corresponding to load current.

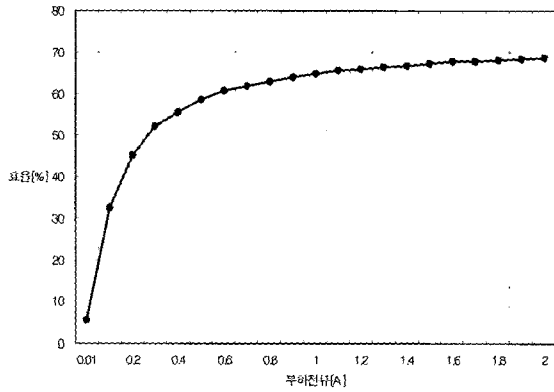


그림 15. 부하 전류에 따른 효율
 Fig. 15. The efficiency corresponding to load current.

해 D 파라미터의 이득 값을 높이지만 계속해서 D 파라미터의 이득값을 높인다고 계속 특성이 좋아지는 것은 아니며, 어느 값 이상에서는 큰 차이를 보이지 않게 되는데 본 논문에 그 임계값을 D 파라미터의 이득 값으로 선정하였다.

그림 14는 부하전류에 따른 출력전압의 변동 특성을 나타낸 실험 결과이다. 경부하 에서 5.004[V]에서 시작하여 1[A]까지 조금씩 낮아지다가 1.1[A]에서 약간 증가하다가 다시 감소하는 추세로 2[A] 부하에서 4.98[V]의 전압을 보이고 있다. 그림 15에는 부하전류에 따른 Flyback 컨버터의 효율을 나타내었다. 효율은 점점 증가하는 형태로 2[A] 부하에서 약 68.5%를 나타내고 있다.

4. 모니터링 및 원격 제어

디지털 제어기의 가장 큰 장점중의 하나가 컨버터의 내부 파라미터를 모니터 할 수 있고 하드웨어의 변경

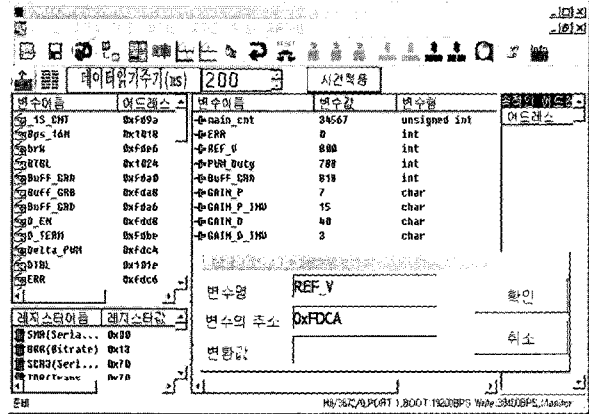


그림 16. PC에서 컨버터 내부 파라미터에 대한 모니터링과 원격제어
 Fig. 16. The monitoring and remote control of the internal parameters in PC.

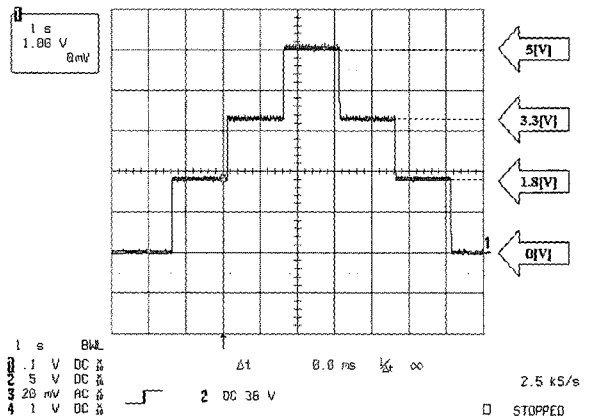


그림 17. 1[A] 부하상태에서 출력 전압의 원격제어
 Fig. 17. The remote control of output voltage in 1[A] load.

없이 소프트웨어의 변경만으로 출력전압을 가변 할 수 있다는 점이다. 그림 16은 PC에서 컨버터를 제어하고 있는 마이크로프로세서와 직렬(Serial : RS232C) 통신을 통해 PC에서 컨버터의 내부 파라미터들을 모니터링 하는 프로그램을 나타낸 것이며, 그림 17은 PC에서 출력 전압을 0V, 1.8V, 3.3V, 5V로 가변 했을 때의 출력 파형을 나타낸 것이다.

IV. 결론

지금까지 아날로그 제어방식에 비하여 구조가 간단한 디지털 제어기를 구성하여 Flyback 컨버터에 적용 하였으며, 실험을 통하여 이 컨버터의 출력 특성을 확인하였다. 아날로그 제어 방식은 디지털 제어 방식 보다 저렴하게 구현될 수 있는 장점이 있지만 통신을 통한 원격제어나 내부의 파라미터의 모니터링 및 변경이

어려운 단점이 있다. 본 논문에서는 4 채널의 10비트의 AD 컨버터, 16 비트 타이머, 시리얼 통신모듈, 범용 입출력 I/O와 PWM 로직이 MPU에 내장되어 있는 저가의 정수형 마이크로 컨트롤러를 이용하여 디지털 제어를 저렴한 가격으로 구성하였으며, 다양한 실험을 통해 실용 가능성을 확인하였다. 본 논문에서 제시한 실험 결과에서 알 수 있듯이, PD 제어를 사용하므로 써 부하변동이나 과도상태에서 빠른 응답특성을 나타내었으며, 출력 전압의 레귤레이션 또한 안정적인 특성을 보였고 안정적인 PWM의 제어가 이루어짐을 확인하였다. 디지털 제어방식의 컨버터는 PC상에서 출력전압을 원하는 값으로 가변 할 수 있고, 출력 전압을 모니터링 할 수 있다는 것이 또 하나의 큰 장점이라 할 수 있다. 원격지인 PC에서 컨버터의 전압이 정확히 출력되고 있는지, 스위칭 주파수가 얼마인지 또는 PWM의 Duty가 얼마인지를 모니터링 할 수 있고, PC에서 기준 전압값 변경만으로 컨버터의 출력이 원격 제어됨을 실험을 통하여 확인하였다. 이로써 디지털 제어를 저렴한 가격으로 구현하였으며, 이에 대한 실용 가능성을 충분히 확인하였다.

본 논문에서 제시한 제어기가 좀 더 실용화되기 위해서는 현재보다 저렴한 A/D 변환기와 PWM 모듈 및 통신기능이 내장된 전용의 MPU 설계가 요구되며 또한 마이크로 컨트롤러의 동작 전압인 5[V]를 외부에서 공급하였는데 프로세서에 대한 외부전원 공급 없이 컨버터의 입력전원으로부터 마이크로 컨트롤러의 전원을 공급하는 것이 앞으로의 과제로 남아 있다.

참고 문헌

- [1] 김희준, "스위칭 모드 파워 서플라이", 성안당, 1996.
- [2] 박효식, 김희준, "디지털 제어기에 의한 강압형 및 승압형 DC-DC 컨버터의 동시제어", KIEE, Vol 5B, No 3, pp. 141-146, 2001.
- [3] T. W. Martin, S.S. Ang, "Digital Control for Switching Converters", Industrial Electronics IEEE, Vol. 2, pp. 480-484, 1995.
- [4] 김윤서, 양 오, "DSP를 이용한 강압형 DC-DC 컨버터의 원격제어", 전자공학회지, 제 40권 SC편 제 3호, pp.208-214, 2003.
- [5] T. Gupta, R. Boudreaux, R. M. Nelms, J.Y. Hung, "Implementation of a Fuzzy Controller for DC-DC Converters Using an Inexpensive 8-b Microcontroller", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.11, No.5, pp. 661-669, 1997.
- [6] E. Vidal-Idiarte, L. Martinez, F. Guinjoan, J. Calvente and Gomariz, "Sliding and fuzzy control of a boost converter using an 8-bit Microcontroller", IEE Proc.-Electr. Power Appli., Vol.151, No.1, pp. 5-11, 2004.
- [7] 김희준, "스위칭 전원의 기본 설계", 성안당, 2002.
- [8] Hitachi, "H8/3672 Series Hardware Manual", 2003.
- [9] Li Peng, Xuejuan Kong, Yong Kang, and Jian Chen, "A Novel PWM Technique in Digital Control and Its Application to an Improved DC/DC Converter", Power Electronics Specialists Conference IEEE, Vol. 1, pp. 254-259, 2001.

저자 소개



양 오(정회원)
1983년 한양대학교 전기공학과 학사 졸업.
1985년 한양대학교 전기공학과 석사 졸업.
1997년 한양대학교 전기공학과 박사 졸업.

1997~현재 청주대학교 정보통신 공학부 부교수
<주관심분야: 디지털 시스템 설계 및 ASIC 설계, DSP 응용제어>



김 윤 서(학생회원)
1998년 청주대학교 전자공학과 학사 졸업.
2002년 동대학교 석사 졸업.
2004년 동대학교 전자공학과 박사 과정.

<주관심분야: ASIC 설계, 인공지능제어, 전력전자>