

## 다중 출력 전원공급장치의 안정적 대기전력 구현을 위한 새로운 방식의 부하전류 측정기법 구현

李鍾賢<sup>\*</sup>, 鄭安烈<sup>\*</sup>, 金東俊<sup>\*\*</sup>, 朴鍾厚<sup>†</sup>, 田喜鍾<sup>\*\*\*</sup>

### Stable Standby-mode Implementation of Multi-output Power Supply using a New Load Current Estimation Technique with Linear Regulator

Jong-Hyun Lee, An-Yeol Jung, Dong-Joon Kim, Joung-Hu Park, and Hee-Jong Jeon

#### 요 약

본 논문은 다중출력 스위칭-모드 전원 공급 장치에서 변압기 2차 측의 출력전압 안정을 위하여, 일반적으로 사용하는 선형 전압조절기의 피드백 보상기의 제어신호를 이용하여 부하 전류정보를 측정하고, 모든 부하가 경부하 상태일 경우에만 대기전력 모드로 동작하도록 하였다. 기존 방식은 주제어기 출력의 부하상태에만 의존하여, 나머지 2차측 출력의 부하상태와 상관없이 대기전력을 저감하기 위한 간헐 스위칭 모드 (burst mode) 제어로 들어가는 문제가 있다. 기존의 전류센서 혹은 저항을 이용하여 부하전류 정보를 얻는 방식이 아닌 선형전압 조절기를 이용하여 시스템을 저가격화 하였으며 모든 출력이 경부하일 경우에만 대기모드로 전환 하도록 하여 출력전압의 신뢰성을 향상시켰다. 본 논문에서는 제안된 제어기 회로의 동작원리를 설명하고 시뮬레이션으로 검증 하였으며 25W급 하드웨어를 구현하여 제안된 회로를 검증한다.

#### ABSTRACT

In this paper, a new standby-mode control method for multiple output switching-mode power-supply is suggested, which uses the control signal of the feedback compensator of the inner loop in the linear voltage regulator located at the transformer secondary side, as the load current information. Conventional method has a problem that standby mode occurs depending only on the load condition of the main controller output, which makes the other secondary side output very inaccurate by burst mode operation. The proposed method detects all the load current information and operates in burst mode only when the all of them are light load condition. Minimum of the additional components are required for the implementation of the proposed method because the load information is obtained from the existing feedback circuit of the post-stage linear regulator. In this paper, the operating principles of the proposed standby-mode circuit are presented with an numerical analysis, and are verified by 25W hardware prototype implementation.

**Key Words** : Multiple-output, Switching mode power supply, Linear regulator, Standby power

#### 1. 서 론

대기전력은 기기가 외부의 전원과 연결된 상태에서 해당기기의 주기능을 수행하지 않거나 또는 외부로 부터의 켜짐 신호를 기다리는 상태에서 소모하는 전력을 지칭한다. 이러한 대기모드시 소모되는 에너지는 선진

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 숭실대 전기공학부 조교수

E-mail : wait4u@ssu.ac.kr

<sup>\*</sup>학생회원, 숭실대 전기공학부 석사과정

<sup>\*\*</sup>정회원, 숭실대 전기공학부 박사과정

<sup>\*\*\*</sup>정회원, 숭실대 전기공학부 교수

접수일자 : 2010. 8. 30

1차 심사 : 2010. 10. 18

2차 심사 : 2010. 11. 2

3차 심사 : 2010. 12. 6

심사완료 : 2010. 12. 7

국의 경우 전체사용전력의 10%에 이르고 있고 이는 이산화탄소 배출 및 환경파괴로 이어져 대기전력 저감에 관한 국제적 관심이 집중되고 있다. 국제적으로 에너지기구(IEA)를 중심으로 대기전력 절약정책이 추진되고 우리나라 역시 국가단위의 에너지 절약정책이 추진되고 있으며 관련된 연구도 활발히 진행되고 있다.<sup>[1][2]</sup> 대기전력이 요구되는 분야 중에서 특히 전기기기 가전부하들의 발전으로 인해 필요해진 다양한 내부전원의 요구를 충족시키기 위하여 다중출력 스위칭 모드 전원 공급장치(Switching Mode Power Supply: SMPS)의 대기전력 저감에 관한 관심이 증가하고 있다. 일반적인 다중출력 스위칭 모드 전원 공급장치의 대기모드시 소비되는 전력으로는 PWM 컨트롤러의 동작을 위한 스타트업 저항( $R_s$ )에 의한 손실, PWM 컨트롤러가 소모하는 전력에 의한 손실, MOSFET 드라이버에서 소비하는 전력, 그리고 MOSFET 스위칭에 따른 스위칭 손실 등이 있다. 이중 손실의 가장 큰 부분을 차지하고 있는 MOSFET 스위칭 손실을 줄이기 위해서는 Burst Mode 제어가 필요하다.<sup>[3][15]</sup> 그림 1은 Burst mode 동작시 파형을 나타낸다. 출력전압이 유지되기 위한 최소한의 간헐적인 스위칭 동작을 하면서 스위칭 손실을 줄여 대기모드시 소비되는 스위칭 손실을 줄인다.

그러나 다중출력 스위칭 모드 전원 공급장치의 경우 출력의 부하상태가 제각각 다를 수 있다. 따라서 Burst mode 제어여부를 판단하기 위해서는 모든 출력의 부하상태를 측정하여 모든 출력의 부하상태가 경부하일 경우에만 대기모드로 동작 하도록 하는 제어가 필요하다. 모든 부하상태를 측정하지 않을 경우, 피드백 출력의 부하상태에 의해서 대기모드 동작을 하므로 그 출력만 경부하가 되어도 나머지 출력  $V_{o2}, V_{o3} \dots V_{om}$ 는 중부하인데도 대기모드로 들어 갈 수 있다. 때문에 출력전압이 유지 되지 못하고 시스템의 오동작의 원인이 되므로 이를 억제하기 위해서는 각 출력의 부하 정보를 모두 얻을 수 있어야 한다. 그림 2는 출력에 각각 중부하를 인가하고 피드백 받는 전원의 부하상태를 변화 시킬 경우 원치 않는 Burst mode 동작에 의해서 간헐적인 전류공급이 이루어져 피드백 받는 전원 외에 나머지 출력이 전압을 유지하지 못하는 현상을 나타낸다.

기존의 다중출력 SMPS의 대기 모드는 1차측 Coupled Inductor의 전류를 측정하여 대기모드로 동작할지의 여부를 결정한다. 그러나 이는 시비율이나 1차측 자화인덕턴스( $L_m$ )에 의해 정확한 값을 얻기 어렵

다. 때문에 각 출력의 정확한 부하상태를 측정하는 추가의 센싱회로가 필요하고 이는 가격적인 측면에서 단점으로 작용한다.<sup>[6]~[10]</sup>

본 논문에서는 범용적으로 사용하는 다중출력 스위칭 모드 전원장치의 출력 전압안정을 위해 사용하는 선형 전압조정기의 내부 제어기의 전류 정보를 이용하여 출력의 부하상태를 측정하여 추가적인 외부회로 없이 손쉽게 대기모드를 구현하였다. 본 논문의 구성은 2장에서 다중출력 플라이백 컨버터의 기본동작과 선형 레귤레이터의 동작, 부하전류 측정 그리고 대기모드 구현기법에 대하여 시뮬레이션과 함께 기본 원리를 설명하고 3장에서는 실제 제작한 25W하드웨어를 통하여 실험적으로 2장의 이론을 증명하고 4장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

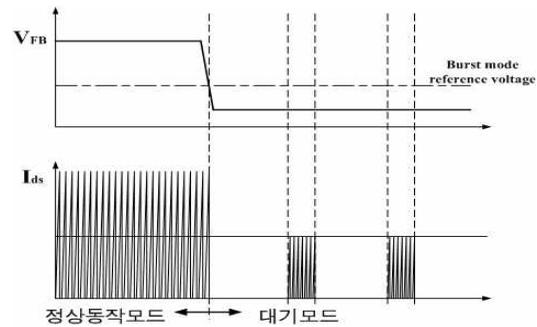
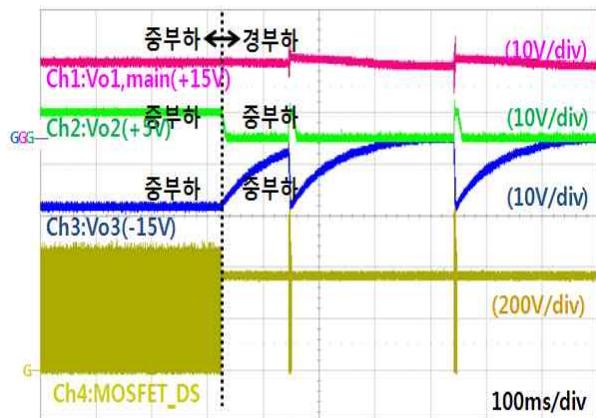


그림 1 Burst mode 동작시 파형<sup>[11]</sup>  
Fig. 1 Burst mode operation waveforms<sup>[11]</sup>



Ch1:Vo1,main      Ch2:Vo2  
Ch3:Vo3      Ch4:MOSFET drain-source voltage

그림 2 Burst mode로 인한 출력전압 감소파형  
Fig. 2 Waveform of output voltage drop caused by burst mode

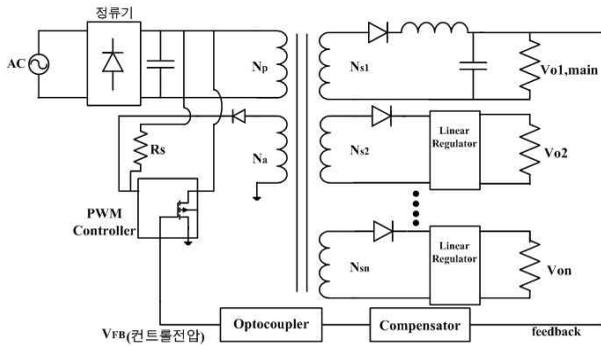


그림 3 다중출력 플라이백 컨버터  
Fig. 3 Multiple-output Flyback converter

## 2. 제안된 대기모드 구현방식

### 2.1 다중출력 스위칭 모드 전원 공급장치

그림 3은 범용 다중출력 스위칭 모드 전원공급장치에서 가장 많이 사용되고 있는 플라이백 컨버터이다. 간단한 동작원리는 다음과 같다. 초기 기동 시 스타트업 저항  $R_s$ 에 의하여 PWM 컨트롤러에 전원이 공급되고 MOSFET의 스위칭에 의하여 1차측 권선  $N_1$ 의 에너지가 2차측의 출력  $N_2$ 와 PWM 컨트롤러의 안정적인 전원을 공급하기 위한 1차측 보조권선  $N_a$ 로 인가된다. 이 공급되는 전압은 자기적으로 결합되어 있는 커플드 인덕터의 권선비에 의하여 결정된다.<sup>[12][13]</sup> 출력 전압의 안전성을 유지하기 위하여 선형 레귤레이터를 출력 앞단에 연결하는 것이 일반적이고 선형 레귤레이터에 의한 전압강하를 고려하여 2차측 권선을 계산치보다 더 감는다. 전류형 컨버터인 플라이백 컨버터의 부하상태에 따라 MOSFET의 시비율이 결정되며 출력  $V_{o1,main}$ 의 전압정보를 피드백 하여 보상기를 통하여 발생한 적절한 컨트롤 전압( $V_{FB}$ )이 포토커플러를 통하여 1차측 PWM 컨트롤러로 인가되어 시비율이 조절된다. 출력  $V_{o1,main}$ 의 부하상태가 중부하 (Heavy load)가 되면 전압이 낮아지게 되고 네거티브 피드백에 의하여 컨트롤 전압의 상승이 발생하여 MOSFET의 시비율이 증가하여 부하에 전류 공급을 증가시킨다. 반면에 출력  $V_{o1,main}$ 의 부하상태가 중부하 (middle Load)가 되면 전압이 높아지게 되고 낮아진 컨트롤 전압에 의하여 MOSFET의 시비율이 감소하여 부하에 전류 공급을 감소시켜 출력전압을 유지한다. 부하상태가 더 감소하여 경부하 혹은 무부하가 될 경우 더욱 낮아진 컨트롤 전압에 의하여 Burst mode 제어를 PWM 컨트롤러에 요청하게 된다.

### 2.2 선형 레귤레이터의 동작원리

입력 전압 또는 부하 변동에 관계없이 부하에 일정한 전압을 공급하는 가장 손쉬운 방법은 부하에 가변 저항을 연결하고 부하 양단의 전압이 일정 하도록 가변저항을 계속 조절하는 시리즈 리니어 레귤레이터를 구성하는 것이다. 여기서 가변 저항은 트랜지스터와 같은 능동소자를 사용한다. 시리즈 레귤레이터는 우수한 전압조정 특성과 뛰어난 동적특성을 가지며 노이즈 발생이 없다는 장점을 가지고 있다. 리니어 레귤레이터는 일반적으로 Low drop형 standard형의 두 가지로 나뉜다. 이 중 Low drop형은 한 개의 PNP 회로를 이용하여 정상동작을 위한 스위치 전압 드롭을 최소화할 수 있는 장점을 가지고 있다.<sup>[14][15]</sup> 그림 4는 LDO(Low Dropout) 레귤레이터의 구성도이다. 부하 증가시 출력전압이 감소하고 저항분배에 의하여 네거티브 입력이 감소하여 NPN 트랜지스터( $Q_2$ )의 베이스 전류가 증가하고 이로 인해 PNP 트랜지스터( $Q_1$ )의 베이스 전류가 증가하여 부하전류( $I_{out}$ )가 증가한다. 반대로 부하 감소시 출력전압이 감소하고  $Q_1, Q_2$ 의 베이스 전류가 감소하여 부하전류가 감소한다.

이와 같이 선형 레귤레이터는 출력전압을 일정하게 유지시켜 주기 위하여 레귤레이터 내의 보상기가  $I_{out}$ 을 조절한다. 때문에 부하전류의 정보를 레귤레이터 내의  $Q_1, Q_2$ 의 베이스전류 전압 정보를 통하여 알 수 있다.

그림 5는 PSIM을 이용하여 LDO 레귤레이터의 동작 특성을 알아보기 위한 시뮬레이션 회로이다. LDO 레귤레이터에 PNP를 연결하여 부하 가변시 출력전압을 유지하기 위하여 제안된 선형 레귤레이터의 내부 보상기의 출력인 선형레귤레이터의 입력전압의 변화를 이용하여 출력 전류의 부하상태를 측정 하도록 하였다 표 1은 LDO 레귤레이터의 시뮬레이션 조건을 나타낸다.

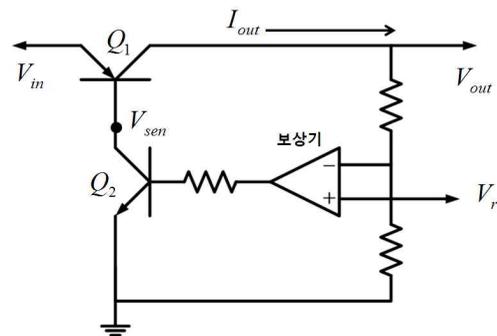


그림 4 LDO 레귤레이터 회로도  
Fig. 4 Circuit of LDO regulator

표 1 LDO 레귤레이터 시뮬레이션 조건  
Table 1 Condition of LDO regulator simulation

입력전압	18 [VDC]
출력전압	15 [VDC]
BJT	PNP BJT (PN2907A)
선형 레귤레이터	LDO 레귤레이터
콘덴서	0.33uF, 0.1uF
부하 가변	무부하 ~ 2.25[W]

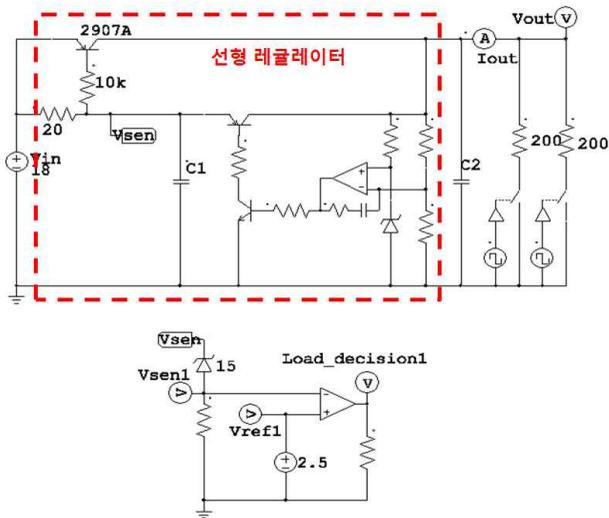
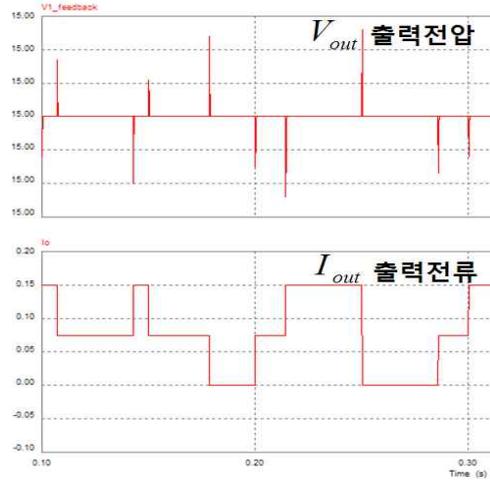
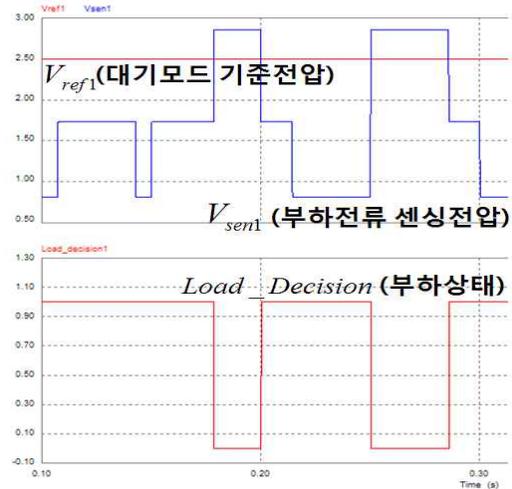


그림 5 LDO 레귤레이터 시뮬레이션 회로  
Fig. 5 Circuit of LDO regulator simulation

그림 6은 시뮬레이션 결과 파형을 나타낸다. 선형 레귤레이터는 부하 가변에 의한 출력전압( $V_{out}$ )의 변동 발생시 선형 레귤레이터 내부의 보상기를 통한 입력 전압( $V_{in}$ ) 제어를 통하여 출력전류( $I_{out}$ )를 제어하게 된다. 그리고 이 때 출력전류를 결정하는  $V_{sen}$ 을 센싱하여 부하상태가 경부하인 인지 중부하 인지를 확인할 수 있다. 그림 6-a 는 선형레귤레이터의 출력전압과 출력전류이다. 부하 가변에 의하여 출력전류가 변하게 되고 이에 출력전압은 흔들리게 되지만 선형 레귤레이터 내의 보상기에 의하여 일정한 전압으로 제어가 되는 것을 확인할 수 있다. 그림 6-b는 부하전류를 센싱받은 전압값과 대기모드로 들어가기 위한 기준전압 그리고 부하 상태를 경부하인지 중부하인지를 나타내는 부하상태 파형이다.  $V_{ref1}$  값을 조절하여 대기모드로 들어가는 시작하는 부하상태를 결정할 수 있으며 부하상태를 결정하는 값(Load\_decision)은 High 일 때는 중부하이고, low일 때는 경부하이다.



a. 출력전압 및 출력전류의 시뮬레이션 파형



b. 부하 센싱전압, 부하상태 결정

그림 6 LDO 레귤레이터 시뮬레이션 결과 파형  
Fig. 6 Waveform of LDO regulator simulation result

### 2.3 대기모드 구현 기법

그림 7은 출력에 한 개 이상의 중부하가 존재하여 대기모드로 동작하지 않고 정상적으로 동작할 경우의 회로이다. 각 출력의 LDO regulator 내의 부하 전류정보  $V_{sen}$ 이 경부하의 기준이 되는  $V_{ref}$ 와 비교되어 경부하 여부를 판단한다. 출력 중 한 개 이상의 출력이 중부하임을 논리합 게이트로 판단하여  $Q_s$ 를 Turn on 시키면  $V_D$ 는  $R_1$ 와  $R_2//R_3$ 에 의해서 분압되어 감소하게 되고 감소된  $V_D$ 에 의하여 Opto-coupler에 흐르는 전류는  $V_{control}$ 을 증가하게 된다. 대기모드 동

작시는 각 출력의 LDO regulator의 전류정보  $V_{sen}$ 가 증가하게 되어  $Q_s$ 는 Turn off가 되고  $R_1$ 과  $R_2$ 에 의하여 분압된  $V_D$ 는 증가하게 되고 증가된  $V_D$ 에 의하여 Opto-coupler에 흐르는 전류는  $V_{control}$ 을 감소하여 PWM 컨트롤러에 대기모드 동작을 요청하게 된다.  $V_{ref}$ 와 비교시에, 히스테리시스를 넣으면 채터링(chattering) 등의 부작용을 억제할 수 있다.

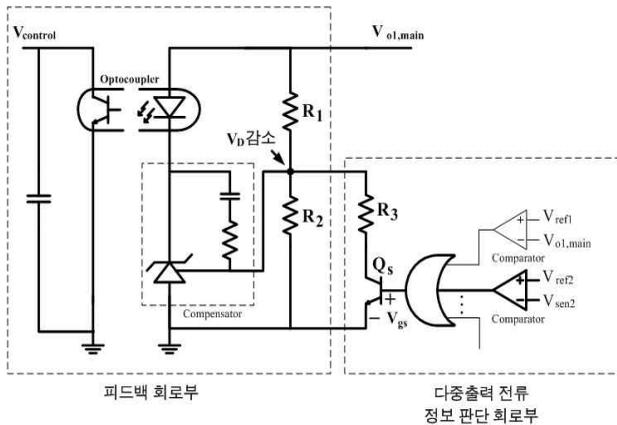


그림 7 정상모드 동작  
Fig. 7 normal mode operation

### 3. 실험결과

표 2는 실험에 사용된 실제 파라미터이다. 그림 3의 플라이백 구조를 이용하여 25W 급으로 설계 하였다. 2차측 출력 전압은  $V_{o1,main}$  (+15[V]),  $V_{o2}$  (+5[V]),  $V_{o3}$  (-15[V])의 3가지 다른 출력을 가지고 있으며 PWM 컨트롤러는 Fairchild사의 KA5M0380R (800[V], 66[kHz])를 사용하였다. 커플드 인덕터의 코어로는 TDK사의 PC40EI30-Z를 사용하였으며 자속의 쇄고높이기 위하여 샌드위치 방식으로 코어를 감았다.

각 출력의 경부하와 중부하의 경계는  $V_{ref}$  값을 조절하여 0.5W로 정하였다. 그림 9는 범용 다중출력 스위칭 모드 전원 공급장치의 출력( $V_{o2}$ ) 부하 가면서 선형 레귤레이터의 출력 전류정보를 센싱한 전압값  $V_{sen2}$ 을  $V_{ref2}$ 와 비교하여 부하상태를 측정할 파형이다. 부하가변은 전자부하(PRODIGIT 3362)를 이용하여 스텝으로 변화 시켰다. 부하가 감소하게 되면  $V_{sen2}$ 의 증가로 이어지고 이는 부하상태를 판별하는 정보가 된다. 이를 통하여 선형 레귤레이터의 동작이 부하전류의 정보를 제공할 수 있음을 확인 하였다.

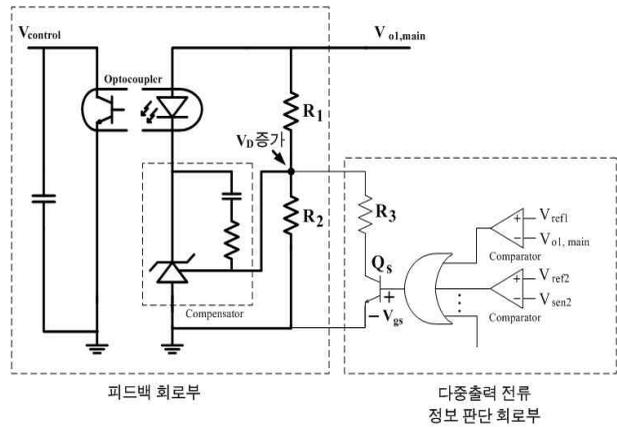


그림 8 대기모드 동작  
Fig. 8 Standby mode operation

표 2 하드웨어 사양  
Table 2 Specification of the hardware

입력전압		150~400 [VDC]
출력전압	V1	15 [VDC]
	V2	5 [VDC]
	V3	-15 [VDC]
PWM 컨트롤러		KA5M0380R
스위칭 주파수		67 [kHz]
1차측 자화 인덕턴스		1.2 [mH]
변압기 턴수	Np	118 turn
	Na	28 turn
	Ns1	30 turn
	Ns2	14 turn
	Ns3	30 turn

그림 10은 정상상태에서의 시스템의 출력파형이다. 출력전압  $V_{o1,main}$ 이 중부하 상태여서 비교적 일정한 값의  $V_{control}$ 에 의해서 컨트롤러는 일정한 시비율의 PWM을 발생시켜 출력전압을 일정하게 유지한다.

그림 11은 출력( $V_{o2}$ ) 부하 가면서 피드백 받는 출력전압  $V_{o1,main}$ 과 제어를 통해 결정된  $V_{control}$ 과,  $V_{control}$ 에 의해서 결정된 PWM 컨트롤러 내부 MOSFET의 드레인 소스 전압을 찍은 파형이다. 전자 부하를 통하여 부하를 무부하 상태로 만들 경우 컨트롤 전압이 0으로 떨어지면서 PWM 컨트롤러는 간헐적으로 스위칭을 한다.

그림 12는 출력전압  $V_{o1,main}$ 과  $V_{o3}$ 은 지속적으로 경부하 상태로 놓고  $V_{o2}$ 의 부하를 경부하 → 중부하 → 경부하로 변화시 발생하는 파형이다. 제안된 제어

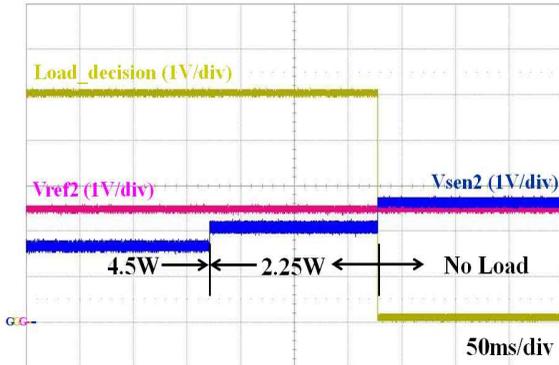


그림 9 부하 가변에 의한 부하상태 변화  
 Fig. 9 Waveforms of the standby decision circuit when the load changes

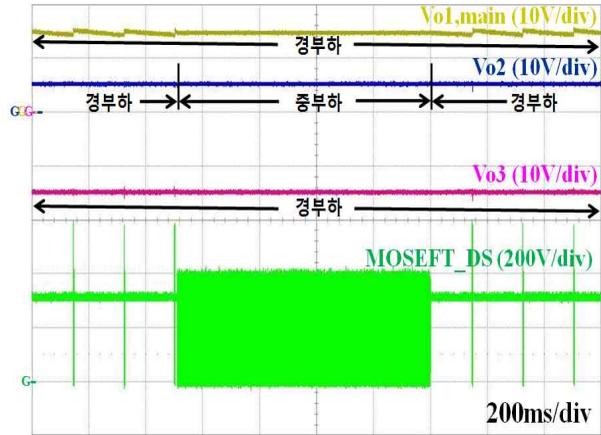


그림 12 부하 가변에 의한 시스템 동작파형  
 Fig. 12 Waveforms of the converter hardware when a load changes

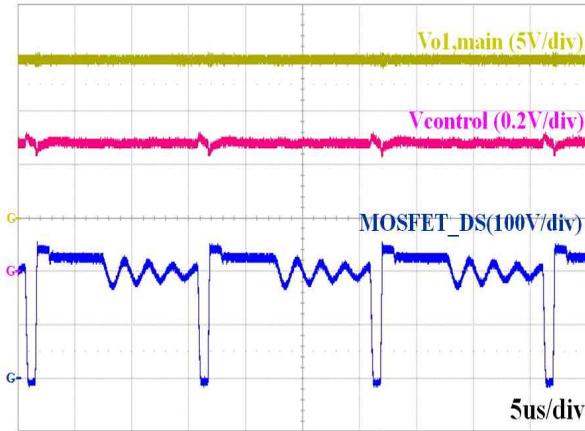
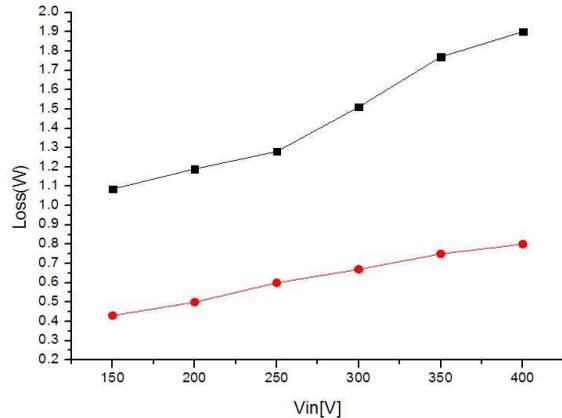


그림 10 정상상태에서의 시스템 동작파형  
 Fig. 10 Key waveforms of the converter hardware in steady-state operation



—■— 더미 저항을 연결하여 Burst mode로의 전환을 억제시  
 —●— 제안된 제어기법에 의한 Burst mode제어 적용시

그림 13 전체 시스템의 대기모드시 손실  
 Fig. 13 standby loss of the entire system multiple-output converter hardware

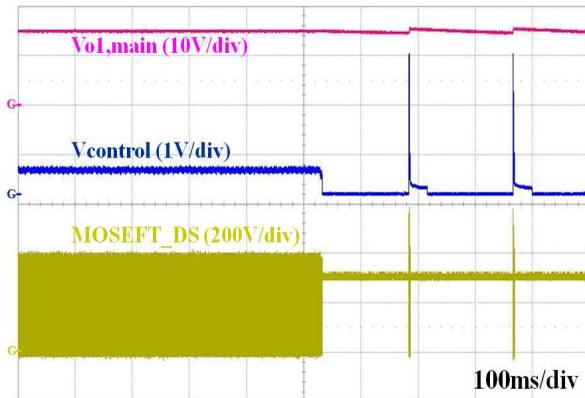


그림 11 컨트롤 전압 변화에 따른 스위칭의 변화  
 Fig. 11 Variation of the switching operation according to the control voltage change

기에 의해서  $V_{o2}$ 가 중부하로 판별시 스위칭을 하여 대기모드로 동작되는 것을 막아준다. 이와 같이 제안된 제어기는 정확한 부하상태 측정을 하는 것을 실험을 통하여 확인하였다.

그림 13은 다중출력에서 기존의 문제점이 발생하지 않도록 하기 위하여, 컨버터가 Burst mode로 전환되지 않도록  $V_{o1,main}$  출력단에 더미저항(10[KΩ])을 연결한 경우와 제안된 기법에 의하여 대기모드로 들어갈 경우를 입력전압의 변화(150[V]~400[V])에 따른 다중출력 컨버터의 손실을 비교한 그래프이다. 실험 결과, 피드백 받는 전압인  $V_{o1,main}$ 의 부하 상태와 관계없이

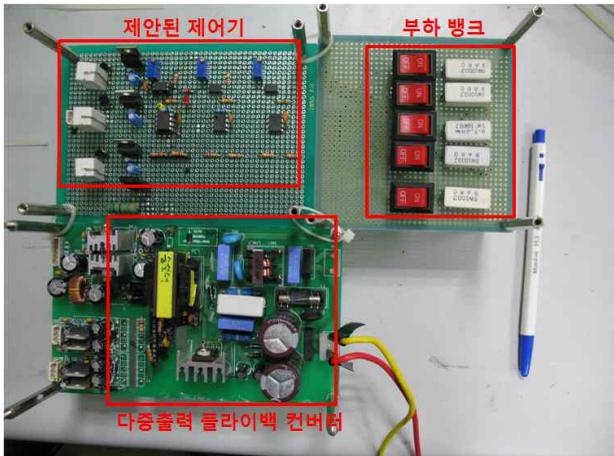


그림 14 시스템의 하드웨어 구성사진  
 Fig. 14 A Picture of the experimental hardware configuration

Burst mode 제어로 전환되지 않게 디미저항을 단 경우가 제안된 기법에 의한 Burst mode시 보다 대기전력시 전력손실이 150[V]입력에서 0.65[W], 400[V]입력에서 1.1W 만큼 더 컸다. 이를 통해서 다중출력 컨버터의 경우 대기전력을 1W미만으로 줄이기 위해서는 본 제어기법이 필수적임을 실험을 통하여 확인하였다.

그림 14는 실제 구현한 25W급 하드웨어의 구성사진이다. 플라이백 컨버터의 2차측 출력단에 추가로 제안된 회로를 연결하여 구성 하였다. 부하 가변을 위하여 출력단에 부하뱅크를 연결하여 원활한 부하 가변을 하였다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 다중출력 스위칭 모드 전원 공급장치의 대기모드 구현시, 피드백을 받는 출력의 부하상태에만 의존하는 기존의 대기전력 저감방식의 문제점을 해결 하고자 선형 레귤레이터 보상기의 동작을 통해서 각각의 부하정보를 정확히 측정하여 모든 부하가 경부하시에만 Burst mode제어로 들어갈 수 있도록 하였다. 기존의 고가의 전류센서나 손실이 큰 저항을 이용하여 부하전류 정보를 얻는 방식에 비하여 가격측면과 측정의 정확성에서 선형 리니어 레귤레이터의 부하정보를 이용한 방식이 장점을 가짐을 시뮬레이션과 25W급 하드웨어 프로토타입을 이용한 실험을 통하여 확인하였다.

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구 사업지원을 받아 수행된 것임 (NO.2010-0025674)

#### 참 고 문 헌

- [1] 김남균, “국내 가전기기의 대기전력 현황과 전망”, *전력전자학회지*, 제11권, 제4호, 2006. 8
- [2] 김영래, “국제 에너지효율 및 대기전력 규제동향”, *전력전자학회지*, 제11권, 제4호, 2006. 8
- [3] Hang-seok Choi and D.Y Huh, “Techniques to minimize Power Consumption of SMPS in standby Mode”, *PESC '05, IEEE 36th*, pp. 2817-2822, 16 June 2005.
- [4] Bo-Teng Huang, Ko-Yen Lee and Yen-Shin Lai, “Design of a Two-Stage AC/DC Converter with Standby power Losses less than 1 W”, *PCC '07*, pp. 1630-1635, 2-5 April 2007.
- [5] Jin-ho Choi, Dong-Young Huh and Young-Seok Kim “The Improved Burst Mode in the stand-by operation Of Power Supply”, *APEC '04 19th*, pp. 426-432, 2004.
- [6] 이성주, 김호진, 이해돈, 양승욱, 목형수, 최규하, “다출력 플라이백 컨버터를 위한 자동 동기 스위치 포스트 레귤레이터”, *전력전자학회 논문지*, 제11권, 제4호, pp. 321-327, 2006. 8.
- [7] 윤영남, 장두희, 노정욱, 한상규, 김종덕, 홍성수, “대기 전력 저감을 위한 자러발진 플라이백 컨버터”, *전력전자학회 논문지*, 제15권, 제1호, pp.1-8, 2010. 2.
- [8] 정봉근, 장상호, 김은수, 최문기, 계문호, “대기전력저감을 위한 플라이백 컨버터”, *전력전자학회 논문지*, 제14권, 제4호, pp. 299-306, 2009. 8.
- [9] 정지훈, 최종문, 권중기, “다출력 컨버터의 대기전력 저감에 관한 연구”, *전력전자학회 논문지*, 제12권, 제6호, pp. 433-440, 2007. 12.
- [10] 김봉철, 박기범, 문건우 “대기전력 최소화를 위한 새로운 제어기법”, *전력전자학술대회 논문집*, pp. 591-593, 2009. 7.
- [11] Hang-seok Choi, “Deign Guidelines for Quasi-Resonant converters Using KA5Q-series Fairchild Power Switch”, Fairchild semiconductor Co., 2005.
- [12] N. Vazquez, H. Lopez, C. Hernandez and H. Calleja, “Multiple-Output DC-to-DC based on the Flyback Converter”, *CIEP 2008. 11th IEEE International*, pp. 105-108, 24-27 Aug. 2008.
- [13] Roberts W. Erickson, Dragan Maksimovic, *Fundamentals of power electronics second edition*, KAP Inc., 2001.

- [14] Chester Simpson, "Linear and switching voltage Regulator Fundamentals", National Semiconductor, July 2006.
- [15] 박종후, 최성진, 조보형 "개선된 TFT-LCD 모니터 백라이트용 저가의 2단 인버터", 전력전자 추계학술대회, pp. 159-162, 2000. 11.

저 자 소 개



**이종현(李鍾賢)**

1984년 1월 19일생. 2009년 송실대 공대 전기공학부 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학부 석사과정.



**정안열(鄭安烈)**

1983년 10월 25일생. 2009년 송실대 공대 전기공학부 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학부 석사과정.



**김동준(金東俊)**

1967년 11월 20일생. 1990년 송실대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1999년 고등기술연구원 주임연구원. 2002년~현재 컴파이언 컨설팅 에너지컨설턴트. 2008년~현재 송실대 대학원 전기공학부 박사과정.



**박종후(朴鍾厚)**

1975년 8월 26일생. 1999년 서울대 공대 전기 공학부 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공박). 2004년~2005년 Virginia Tech(Visiting Scholar). 2006년~2007년 반도체공동연구소 선임연구원 및 연수연구원. 2007년~2009년 서울대 정보기술사업단 박사후 연구원. 2009년~현재 송실대 전기공학부 조교수.



**전희종(田喜鍾)**

1953년 1월 6일생. 1975년 송실대 공대 전기공학과 졸업. 1977년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1977년~1981년 공군사관학교 전자공학과 교수. 1983년~현재 송실대 전기공학과 교수. 1995년~1996년 Univ. of Victoria CA. 객원교수. 2000년~2001년 전력전자학회 부회장. 2003년~2005년 송실대 정보지원처장. 2008년~2010년 송실대 공과대학 학장.