

플라이백 컨버터를 이용한 인버터 직류링크 전압의 절연 궤환

김경서[†]

Isolated Feedback of Inverter DC-Link Voltage Using Flyback Converters

Kyung-Seo Kim[†]

Abstract

An isolated feedback method for measuring the inverter DC-link voltage is proposed. This method provides a simple and economical solution to inverter control systems that use a flyback converter as a controller power supply. In the proposed method, data on the DC-link voltage are acquired when the primary side voltage appears on the secondary side of the flyback transformer, thereby eliminating the need to adopt an extra signal isolation method. To solve the non-synchronization problem between the flyback converter switching and main controller sampling, the external interrupt function of the micro-controller is used as a trigger signal for the A/D conversion.

Key words: DC-link voltage, Isolated feedback, Voltage sensing, Flyback converter

1. 서 론

교류전원 장치나 전동기 구동에 사용되는 인버터에서 직류링크 전압의 측정은 직류 전압의 제어나 과전압 보호 등을 위하여 필요하다.

교류전동기의 센서리스 벡터제어와 같이 전동기의 등가모델을 이용하는 정밀 제어 방식에서는 전동기에 인가되는 인버터 출력전압과 PWM 변조기의 기준전압 파형이 일치한다고 가정하여 등가모델의 입력으로 PWM 기준전압을 사용한다. 그러나 인버터의 데드타임 효과 및 인버터 직류링크 전압 변동 등의 영향으로 실제로 전동기에 입력되는 전압과 PWM 기준전압 간에 오차가 발생한다. 이러한 오차를 줄이기 위하여 데드타임 보상, 인버터 직류링크 전압 변동에 대한 PWM 기준전압 보상 방법 등을 사용한다. 따라서 제어기의 정밀도를 높이기 위해서는 인버터 직류링크 전압에 대한 정확한 정보가 필수적이다.

인버터의 전력부와 제어부는 전기적으로 절연되어야 하므로 인버터의 직류링크 전압 정보는 절연회로를 거쳐

제어기로 궤환되어야 한다. 이를 위하여 여러 가지 신호 절연 방식이 사용된다.

광 절연을 이용한 절연앰프는 아날로그 신호를 디지털 값으로 변환하고 옵토커플러를 통하여 시리얼 데이터 형태로 2차 측으로 전달한 후에 변조기를 통하여 다시 아날로그 신호로 변환하는 방식이다^{[1],[2]}. 이 방식은 정밀도가 높지만 전용 칩의 가격이 비싸고 칩 동작을 위하여 별도의 직류전원을 필요로 하는 단점을 가진다. 또한 절연앰프의 아날로그 입력 신호가 수 볼트 이하의 낮은 전압이어야 하므로 직류링크 전압을 이에 맞도록 낮추기 위한 분압저항을 필요로 한다. 이를 위하여 사용되는 정밀 와트저항은 가격도 비싸고 발열에 의한 저항 값 변화로 측정 정밀도가 낮아지는 문제가 있다.

옵토커플러의 선형영역을 이용한 절연회로는 간단하고 경제적이다^{[3],[4]}. 하지만 입력과 출력 신호 간의 비선형성이 크므로 신호 레벨의 사용 영역이 좁고 정밀도가 떨어지는 문제가 있어 직류링크 전압 변동 폭이 큰 인버터와 같은 응용분야에는 적합하지 않다. 일정 직류전압을 얻기 위한 DC-DC 컨버터 등에 주로 사용된다.

신호용 펄스변압기를 사용하여 신호를 절연하여 전달하는 방식은 정밀도가 높지만 신호를 절연하기 위한 별도의 절연용 변압기를 사용하여야 하며, 변압기를 여자시켜 신호를 전달하기 위한 신호 발생 회로가 필요하여 회로가 복잡해지는 단점이 있다^{[5]-[8]}.

교류전동기 구동을 위한 인버터나 큰 용량의 직류전원 장치는 마이크로컨트롤러를 주 제어기로 많이 사용하며,

Paper number: TKPE-2018-23-4-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kskim@smu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Sangmyung Univ.

Tel: +82-2-781-7577 Fax: +82-2-2287-0097

Manuscript received Jun. 5, 2018; revised Jun. 15, 2018; accepted Jun. 25, 2018

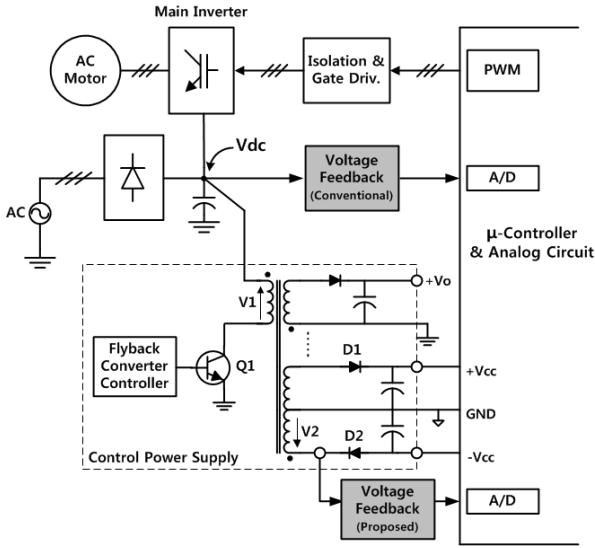


Fig. 1. AC motor drive systems with DC-link voltage feedback.

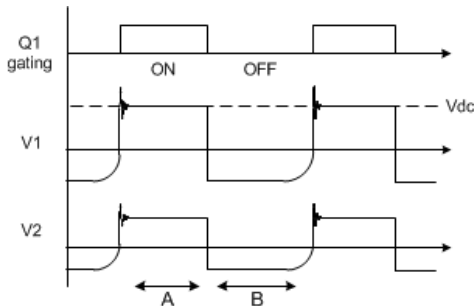


Fig. 2. Voltage waveforms of flyback transformer.

여기에 아날로그 회로나 전력용 반도체 구동회로 등이 추가되어 그림 1과 같이 시스템을 구성한다. 이러한 회로들에 필요한 다양한 직류전원을 공급하기 위하여 DC-DC 컨버터가 주로 이용되며, 가장 널리 쓰이는 DC-DC 컨버터 방식은 플라이백 컨버터이다. 플라이백 컨버터에 필요한 전력을 인버터의 직류 링크로부터 얻도록 회로를 구성하는 것이 일반적인 방법이다.

플라이백 컨버터 회로의 동작 시 스위치의 상태에 따라서 플라이백 변압기의 1차 측에 컨버터 입력전압이 걸리고 2차 측에 같은 형태의 전압이 유기되는 구간과, 변압기의 2차 측에 컨버터 출력전압과 같은 전압이 걸리고 이 전압이 변압기 1차 측에 같은 형태로 유기되는 구간이 존재한다. 플라이백 컨버터 제어기에 출력전압을 계환하기 위하여 컨버터 출력 전압을 변압기 1차 측에서 계환하는 방식은 별도의 계환용 보조 권선이 필요 없어 DC-DC 컨버터 제어 시스템을 경제적으로 설계할 수 있다^{[9]-[11]}.

플라이백 변압기의 1차 측 전압이 2차 측에 나타나는 구간 정보를 이용하면 별도의 절연회로 없이도 그림 1의 하단 부분과 같이 인버터의 직류링크 전압을 간단히 인버터 제어기로 계환할 수 있다.

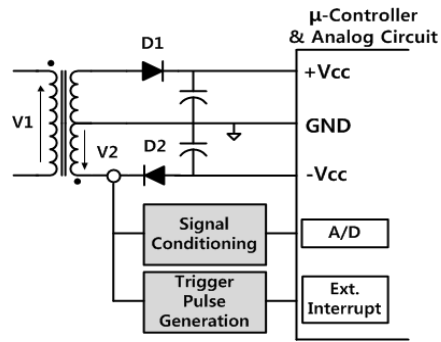


Fig. 3. DC-link voltage feedback circuit using flyback transformer.

본 연구에서는 제어기의 전원으로 플라이백컨버터를 사용하는 인버터 시스템에 적용할 경우 절연회로나 절연용 변압기를 추가하지 않고도 간단히 구현이 가능한 직류링크 전압 계환 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 이미 시스템에 설치되어 있는 플라이백 컨버터의 변압기를 신호 절연용 변압기로도 사용하므로 기존의 방식에 비하여 간단하고 경제적이다. 하드웨어를 최소화 하고 신호의 정밀성을 높이기 위하여 신호 전달 경로를 단순화 하였고, 플라이백 컨버터와 마이크로컨트롤러와의 샘플링 주기의 비동기 문제를 해결하기 위한 방안도 제시하였다. 제안된 방식의 성능을 실험을 통하여 확인하였다.

2. 인버터 직류링크 전압 계환

2.1 플라이백 컨버터를 이용한 신호 계환

플라이백 컨버터의 회로 구성은 그림 1과 같다. 플라이백 변압기 2차 측은 제어용 전원, 게이트 구동용 전원 등 여러 회로에 필요한 전원을 구성하기 위하여 여러 종류의 권선들로 구성되어 있다. 회로 동작은 두 단계로 이루어진다. 앞 단계에서 Q1이 ‘ON’ 되면 직류링크 전압 Vdc가 변압기 1차 측에 인가되고, 2차 측에는 형태는 같지만 변압비만큼 낮아진 전압 파형이 나타난다. 하지만 이 단계에서는 D1, D2에 의하여 2차 측 권선에는 전류가 흐르지 않고 변압기 코어에 에너지가 축적된다. Q1이 ‘OFF’ 되면 뒷 단계가 시작되며, 변압기 2차 측 전압의 극성이 반대로 되고, D1과 D2가 도통되면서 코어에 축적된 에너지가 2차 측으로 전달된다.

그림 2는 플라이백 변압기 2차 측 전압 파형이다. Q1이 ‘ON’ 되는 구간 ‘A’에서 변압기 1차 측에는 직류링크 전압 Vdc가 걸리고, 2차 측에는 변압비만큼 감소된 전압 파형 V2가 나타난다. ‘A’구간 동안에 V2 값을 마이크로컨트롤러의 A/D 변환기로 읽어 들이면 별도의 절연변압기를 사용하지 않고도 인버터 직류링크 전압정보를 손쉽게 계환할 수 있다.

본 연구에서는 그림 3과 같이 플라이백 컨버터 변압기의 2차 측 권선을 이용하여 직류링크 전압 계환 회로를

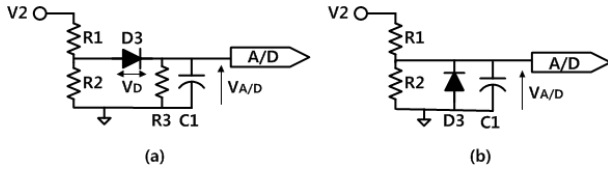


Fig. 4. Signal conditioning circuit for A/D conversion. (a) with blocking diode. (b) with parallel diode.

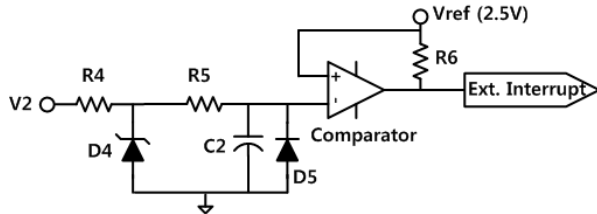


Fig. 5. Trigger pulse generation for A/D conversion start.

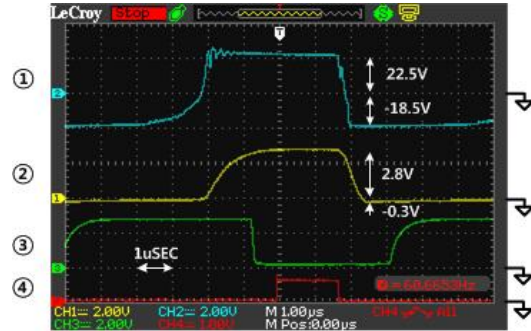
구성하였다. 변압기 2차측 전압은 마이크로컨트롤러의 A/D 변환 포트에 입력되고, 여기에서 디지털 값으로 변환된다. 스위치 Q1의 스위칭 동작과 마이크로컨트롤러에서 수행되는 제어프로그램의 샘플링 주기가 일치하지 않으므로 둘을 동기시킬 방법이 필요하다. 그림 3의 펄스발생기는 이러한 목적으로 사용된다. ‘A’구간 동안에 펄스를 발생시켜 마이크로컨트롤러에 신호의 유효구간을 알려주는 역할을 한다.

2.2 전압 신호의 전달

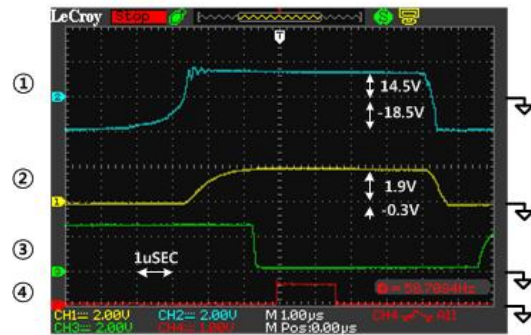
인버터의 제어기로 흔히 사용되는 마이크로컨트롤러에는 A/D 컨버터가 내장되어 있어 외부 아날로그 신호를 손쉽게 읽어 들일 수 있다. A/D 컨버터 입력 신호의 허용 범위는 Vcc에서 그라운드 전압 까지도이다. 따라서 그림 2의 플라이백 컨버터 2차 측 전압을 A/D 컨버터 입력 측에 직접 연결하면 ‘B’ 구간 동안에 음의 전압이 인가될 수 있고, 이는 A/D 컨버터의 입력 허용 범위를 벗어나게 된다. 이를 방지하기 위하여 그림 4(a)와 같은 회로 방식이 흔히 사용되며 D3은 음의 전압이 인가되는 것을 방지하는 역할을 한다. 다이오드의 전압강하 VD는 변동 오차 범위가 수백 mV에 이른다. 다이오드가 신호 전달 경로에 삽입되어 있으므로 이는 10 [%] 이상의 신호 변동 오차를 야기할 수 있다.

그림 4(b)는 이를 개선하기 위하여 본 연구에서 사용한 회로이다, 다이오드 D3은 A/D 컨버터 입력에 음의 전압이 인가되는 것을 방지를 위하여 병렬로 삽입되었다. 전압강하가 낮은 쇼트키 다이오드를 사용하였으며, 이 경우 A/D 컨버터의 입력 전압 허용 범위인 -0.3 [V] 이내의 값으로 역전압을 제한할 수 있다. 신호 전달 경로에 삽입되지 않고 보호목적으로만 사용되므로 신호 값에 영향을 미치지 않는다.

직류링크 전압은 플라이백 변압기 2차 측 전압 V2로 감압되며, Vdc=300[V] 일때 V2=22.5[V] 이므로 변압비 n1=0.075 이다. R1과 R2는 분압저항으로 V2 전압을



(a)



(b)

Fig. 6. Waveforms of voltage feedback circuit. (① V2, ② A/D converter input, ③ external interrupt signal, ④ A/D conversion interval) (a) Vdc = 300 [V]. (b) Vdc = 200 [V].

A/D 컨버터 입력 허용 전압 범위인 3 [V] 이내로 낮추기 위한 목적으로 사용되었다. C1은 고주파 리플을 없애기 위하여 삽입되었고, R1, R2와 함께 저대역 통과필터를 구성한다. 실험에 사용된 소자 값은 R1=20[kΩ], R2=3[kΩ], C1=20[pF] 이다.

변압기 및 분압저항, 필터에 의한 전달함수는 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{V_{AD}}{V_{dc}} = n1 \frac{R2}{R1 + R2} \frac{1}{1 + s C1Req} \quad (1)$$

여기서, Req = R1 // R2 이다. 전압이득과 필터의 차단주파수는 다음과 같다.

$$Gain = n1 \frac{R2}{R1 + R2} = 0.00975 \quad (2)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C1Req} = 3.05 [MHz] \quad (3)$$

그림 6의 (a)와 (b)는 직류링크 전압 Vdc가 300 [V]일 때와 200 [V]일 때의 회로 각 부의 파형을 오실로스코프로 측정 한 것이다. 파형 ①은 플라이백 변압기의 2차 측 파형으로 Vdc의 크기에 비례하여 양의 부분이 변하는 것을 알 수 있다. 음의 부분은 약 -18.5 [V]로 일정하

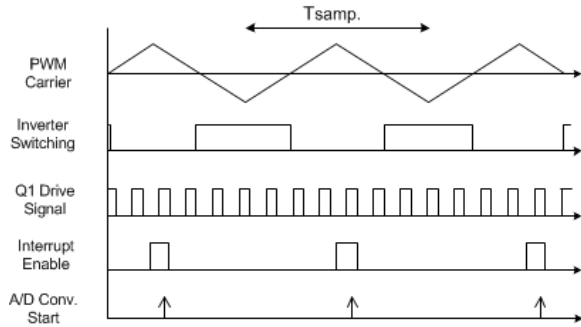


Fig. 7. Timing diagram of A/D conversion.

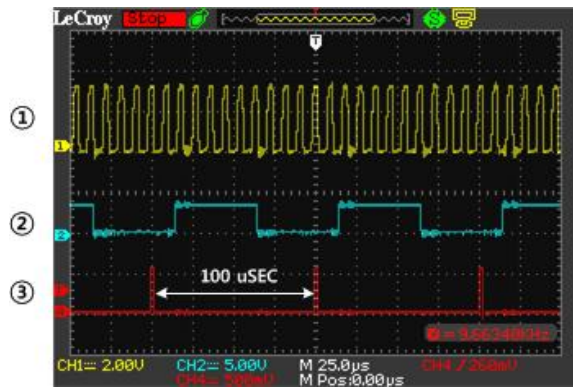


Fig. 8. Synchronization of A/D conversion.

① A/D converter input, ② inverter gating signal, ③ A/D conversion interval.

며, 이는 플라이백 컨버터 2차 측 탭 중 -15 [V] 전원용 탭을 이용하였기 때문이다. 파형 ②는 그림 4(b) 회로의 출력 파형으로 A/D 컨버터에 입력되는 전압 파형이다. 양의 전압 부분은 V_{dc} 크기에 비례하여 변하고, 음의 전압 부분은 -0.3 [V] 이내로 제한되는 것을 볼 수 있다.

2.3 A/D 변환을 위한 트리거 신호 발생 및 동기화

그림 2의 'A'와 같이 직류링크 전압 정보가 유효한 구간 동안에 A/D 변환이 일어날 수 있도록 유효구간에 대한 신호를 마이크로컨트롤러에 전달할 필요가 있다. 이를 위하여 그림 5와 같은 펄스 발생회로를 구성하였다. R5와 C2로 구성된 지연회로와 비교기로 이루어지며, 변압기 2차 측에 직류링크 전압 파형이 나타나는 시점으로부터 1 [uSEC] 정도 시간 지연 후 펄스가 발생되도록 하였다. 변압기 2차 측의 파형이 안정화 된 후 A/D 변환이 시작되도록 하기 위함이다. 펄스 파형을 마이크로컨트롤러의 외부 인터럽트 핀에 연결하여 A/D 변환을 위한 트리거 신호로 사용하였다. 그림 6의 ③이 그림 5의 회로로부터 얻어진 펄스 파형으로 하강 엣지에서 외부 인터럽트를 발생시킨다. 인터럽트 루틴에서 A/D 컨버터를 동작시키고 변환이 완료되면 디지털 값으로 변환된 직류링크 전압값이 얻어진다. 그림 6의 ④는 A/D 변환 구간 동안 출력 포트를 통하여 펄스 값을 내보낸 것이다.

플라이백 컨버터의 스위칭 시점마다 트리거 신호를 발생시켜 A/D 변환이 일어나도록 하면 인버터 한 제어 주기마다 수십 번 까지도 A/D 변환이 일어날 수 있다. 인버터의 샘플링 주기는 10 [kHz] 이하이지만 플라이백 컨버터의 스위칭 주기는 수십 [kHz] 이상이기 때문이다. 인버터 매 제어주기마다 A/D 변환이 한 번만 일어나도록 하기 위하여 외부 트리거 신호에 의한 인터럽트가 인버터 제어기의 한 샘플링 주기 당 한 번만 허용되도록 소프트웨어를 구성하였다. 인버터의 PWM 제어를 위하여 사용하는 삼각파 비교법에서 삼각파 캐리어는 최고점과 최저점을 가지며, 최저점에서 제어용 인터럽트 프로그램의 한 주기가 시작되도록 시스템을 주로 구성하였다. 그림 7과 같이 인버터 제어 루틴이 시작되면 외부인터럽트를 'Enable' 시켜 외부 펄스신호가 A/D 변환 시작을 위한 인터럽트 루틴을 트리거 시키도록 설계하였다. A/D 변환이 완료되면 변환완료 신호가 발생되도록 하고, 이에 의하여 외부인터럽트가 'Disable' 되도록 마이크로컨트롤러를 설정하였다. 이렇게 함으로써 다음 샘플링 주기까지 외부인터럽트가 금지되고 직류링크 전압을 읽기 위한 A/D 변환이 매 샘플링 주기마다 한 번 씩만 발생하게 된다.

2.4 측정 정밀도 실험

주 제어기로 마이크로컨트롤러가 사용되고 플라이백 컨버터가 제어용 전원으로 사용되는 인버터 실험장치를 구성하였다. 주 제어기는 TMS320F28335이며 8채널의 12비트 A/D 컨버터가 내장되어 있고, A/D 변환 시간은 0.1 [uSEC]이다. 인버터 제어 프로그램의 샘플링 주파수는 10 [kHz]이다. 플라이백 컨버터 제어기는 SG3844이 사용되었고, 스위칭 주파수는 약 110 [kHz]이다.

슬라이더로 교류 전압을 가변시켜 인버터의 직류링크 전압을 최저 동작 전압인 200 [V]부터 320 [V]까지 변화시키면서 A/D 컨버터로 변환된 디지털 값을 비교하여 제안된 전압 개환방식의 정밀도를 측정하였다.

그림 8의 ①은 V_2 신호이다. 그림 8의 ②는 인버터 U상 스위치 구동을 위한 PWM 펄스 신호이고, 펄스의 중간 지점이 삼각파 캐리어의 최저점이다. 그림 8의 ③은 A/D 변환이 일어나는 구간 동안에 마이크로컨트롤러의 출력 포트에 펄스를 출력시킨 것이다. 삼각파 캐리어 한 주기, 즉 인버터 제어 한 주기마다 A/D 변환도 한번만 일어나는 것을 알 수 있다.

그림 9는 측정된 값의 선형성을 알아보기 위한 그래프로, 인버터 직류링크 전압과 A/D 컨버터를 통하여 디지털 값으로 변환된 결과를 비교한 것이다. 점선은 결과 데이터를 직선으로 근사화 한 것이다. 근사화 직선과 디지털 데이터 간의 오차는 300 [V]를 기준값으로 하였을 때 0.1 [%] 이내로 유지되는 것을 확인할 수 있었다. 오프셋 전압은 3.2 [V]로 기준값의 1 [%] 정도이며 스위치의 턴온 전압 강하로 부터 기인한 것으로 추정된다.

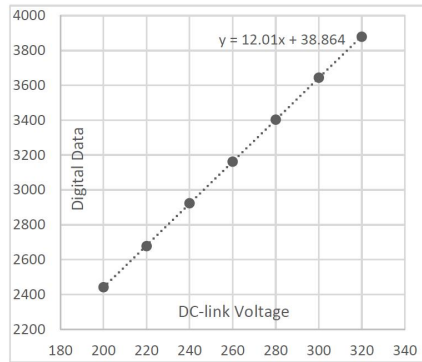


Fig. 9. DC-link voltage vs. digital data from A/D conversion.

3. 결 론

본 연구에서는 인버터의 직류링크 전압을 케환하기 위한 절연 회로 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 플라이백 컨버터를 제어용 전원으로 사용하고 있는 기존의 인버터 시스템에서 플라이백 컨버터의 변압기를 신호 절연용 변압기로도 이용함으로써 정밀도가 높고 간단한 직류링크 전압 케환방식을 구현할 수 있도록 한다. 추가의 신호 절연 방법을 사용하지 않으므로 기존의 직류링크 전압 케환방식에 비하여 경제적이다. 신호 전달 과정에서 신호 왜곡을 최소화하기 위하여 신호 전달 회로를 단순화 하였다. 인버터의 직류링크 전압에 대한 케환 값의 선형성을 측정된 결과 0.1 [%] 이내의 측정 정밀도가 유지되는 것을 확인할 수 있었다.

본 연구는 2017학년도 상명대학교 교내연구비를 지원받아 수행하였습니다.

References

- [1] M. Carpenter and M. Broadmeadow, "Design of coreless PCB transformers for power and signal isolation in a modular ADC system for power quality data acquisition," in *Proc. Australas. Univ. Power Eng. Conf.*, pp. 1-6, 2014.
- [2] HCPL-7800A/HCPL-7800 Isolation Amplifier Data Sheet, Agilent, Feb. 2005.
- [3] C. Chang and C. Chen, "An isolated output-feedback scheme with minimized standby power for SMPS," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 11, pp. 5140-5146, Nov. 2013.
- [4] Vishay, *Optoelectronic feedback control techniques for linear and switch mode power supplies*, Vishay Semiconductors, Application Note 55, Oct. 2011.
- [5] B. Irving and M. Jovanovic, "Analysis and design optimization of magnetic-feedback control using amplitude modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 2, pp. 426-433, Feb. 2009.
- [6] K. S. Kim, "Isolation amplifier circuits for sensing and feedback of the inverter dc-link voltage," *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, Vol. 19, No. 6, pp. 522-529, Dec. 2014.
- [7] K. S. Kim, "DC-link voltage measurement method suitable for power converter systems controlled by a μ -controller," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 30, No. 12, pp. 6502-6505, Dec. 2015.
- [8] T. Minteer, "Design of a new transformer-isolated analog acquisition system," *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 24, No. 3, pp. 1054-1062, Jul. 2009.
- [9] C. Wang, S. Xu, X. Fan, S. Lu, and W. Sun, "Novel digital control method for improving dynamic responses of multimode primary-side regulation flyback converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 2, pp. 1457-1468, Feb. 2017.
- [10] Y. Lin, T. Liang, and K. Chen, "IC design of primary-side control for flyback converter," *Future Energy Electronics Conference*, pp. 449-453, 2013.
- [11] C. Lin and Y. Tzou, "Digital primary-side sensing and PFC control of a flyback converter," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2603-2608, 2011.



김경서(金庚緒)

1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(공학박사). 1984년~2004년 LG산전연구소 책임연구원. 2005년~2013년 LS산전연구소 연구위원. 2013년~현재 상명대 전기공학과 교수.