

논문 2015-52-12-12

DSP를 이용한 LED I-V 공급 및 측정 시스템에서의 효율적인 오차 감소 기법 구현

(An Implementation of Efficient Error-reducing Method Using DSP for LED I-V Source and Measurement System)

박 창 희*, 조 성 호**

(Chang Hee Park and Sung Ho Cho[©])

요 약

본 논문에서는 DSP(Digital Signal Processor)를 이용하여 LED(Light Emitting Diode)에 전류 또는 전압을 공급하고, 이에 따라 나타나는 전압 또는 전류 특성을 분석하는 시스템에서, 전원 공급 또는 측정하는 회로의 비선형 오차 및 임의로 발생하는 오차를 감소시키는 방법을 제안하였다. 임의의 오차를 줄이기 위해서는 재귀 평균 방법을 이용하였으며, 비선형 오차를 줄이기 위해서는 보정과정에서 획득한 데이터들을 2차 다항 회귀분석 방법을 이용하여 보정계수를 구하였으며, 이를 이용하여 LED를 생산 시 측정하는 항목인 역방향전류(IR), 역방향 전압(VR), 순방향전압(VF1, VF2, VF3)에 적용하여 오차를 교정하였다. 실험 결과에서는 오차율이 0.017 ~ 0.043 %로 관찰되었다.

Abstract

In this paper, we proposed error-reducing method to source or measure a current or voltage for LED in the I-V characteristic analysis system using a digital signal processor (DSP). this method has the advantage of reducing a non-linear circuit error and random error. random error can be reduced using recursive averaging technique and non-linear circuit error can be reduced using 2rd polynomial regression calibration parameters fitting with measured sample data. it corrects measured error of IR, VR, VF1, VF2, VF3 of LED using calibration parameters. experimental results show that can be performed with about 0.017~0.043% accuracy.

Keywords : LED, DSP, calibration, measurement, error correction, averaging, polynomial

I. 서 론

현재의 LED(Light Emitting Diode)는 최근 십수년의 급격한 기술적 진보를 이루어 다양한 파장대를 나타낼

수 있는 소자의 개발뿐만 아니라 고효율, 저가격 등을 이루어 내어 백열등, 형광등을 대체하는 조명 소자 및 디스플레이, 통신, 자외선 살균, 피부치료 등으로 그 대상의 폭을 넓혀가고 있는 소자이다. 또한 세계 각국은 고효율, 친환경 광원인 LED를 국가의 에너지 정책 추진의 중요한 부분으로 안정적인 에너지 공급과 저탄소 녹색성장을 위한 장, 단기적인 정책을 추진하고 있다.^[1]

LED의 성능을 나타내는 가장 큰 지표는 발광 파장에 따른 총 입력 전력 가운데 사용 가능한 광출력 전력의 비로 정의 되는 Radiant 효율 또는 Wall-plug 효율이다. 이러한 효율 측정을 위하여, LED의 전기적, 광

* 정회원, ** 평생회원, 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과

(Dep. of Electronics and Computer Engineering, Hanyang University)

©Corresponding Author(E-mail:dragon@hanyang.ac.kr)

Received ; July 31, 2015 Revised ; October 29, 2015

Accepted ; November 25, 2015

량적, 분광적, 열적 특성 등을 검사하여 LED의 성능을 평가 할 수 있다.^[2~3]

이 중 LED의 전기적 특성을 검사하는 것은 LED에 원하는 특정 전압 또는 전류를 주었을 때 이에 반응하여 나타나는 전류 또는 전압을 측정하는 것이다. 이를 통하여 생산된 LED의 비저항 성분, 누설전류(leakage current) 특성, 파괴 전압(breakdown voltage), 사이리스터 특성 등을 측정하여 LED가 적합품인지 등을 판정할 수 있게 된다.^[4~5]

D.U.T(Device Under Test)에 전압 또는 전류를 인가하고, 전류 또는 전압을 측정할 때에는 회로 및 케이블, 주위환경 등에서의 잡음 등으로 측정에러가 발생할 수 있다. 또한 전압 또는 전류를 인가시키기 위한 DAC(Digital to Analog Conversion) 및 이를 측정하기 위한 ADC(Analog to Digital Conversion) 등의 소자와 증폭 및 감쇠 회로등의 영향 등으로 미세한 바이어스 전압차가 생기기 때문에 보정 및 검량에도 상당한 노력을 해야 한다.^[6~7]

DSP를 기반으로 한 시스템은 신호 처리 기법을 적용하여 아날로그 방식에 비하여 프로그램적으로 쉽게 오차 교정이 가능하다. DSP를 이용하여 임의적으로 발생하는 랜덤 오차는 평균을 취하거나, 필터링과 같은 방식으로 감소시킬 수 있다. 또한 인가 및 측정회로에서 발생하는 비선형적 오차는 보정 알고리즘으로 보정할 수 있으며, ADC, DAC, OP-Amp등에 의한 이득 오차 및 오프셋 오차 또한 미리 측정한 보정계수를 이용하여 보정할 수 있다. 기존의 아날로그 방식의 시스템은 높은 대역폭을 갖는 제어기 구현이 가능하다는 장점이 있으나, 전기적인 잡음 및 주위의 온도 변화 등에 의해 제어 성능이 저하될 수 있다.^[8] 또한 기존의 인가 및 측정 오차 교정을 위하여 보정계수를 미리 look-up table에 넣어 사용하는 방식은 많은 메모리와 look-up table을 만들기 위한 복잡한 절차를 거쳐야 하는 단점이 존재한다. 또한 기존의 마이크로프로세서를 이용한 방식은 연산속도로 인하여 1차 다항식 보정방식을 사용하여 보정의 정밀도가 높지 않았다. 그래서 본 논문에서는 DSP를 기반으로 DAC오차, ADC오차, 비선형오차, 랜덤오차 등을 재귀 평균 방법 및 2차 다항 회귀 분석 방법을 사용하여 인가 및 측정 시 정밀한 측정이 이루어지도록 하여 잡음 및 성능이 향상된 시스템을 구현하는데 그 목적이 있다.

II. 본 론

1. I-V 공급 및 측정 시스템 구현

그림 1에 본 논문에서 구현된 I-V 공급 및 측정 시스템의 블록도를 나타내었다. PC의 외부 인터페이스 또는 외부버튼을 통하여 전원 공급 조건 설정, 전원 측정 조건 등의 값들을 설정할 수 있다. 마이크로프로세서는 DSP기능을 포함하고 있는 32bit ARM칩인 STM32F407칩을 사용하였으며, DAC는 20비트, ADC는 24비트 분해능을 가진 소자를 이용하였다.

그림 1의 Mode Control단은 프로그램된 전압을 인가하는 모드와 프로그램된 전류를 인가하는 모드로 구성되어 있으며, Value Control 단은 20비트로 동작하는 DAC와 24비트로 동작하는 ADC, 스위치들을 제어하며, 전압 또는 전류의 인가범위, 전류 또는 전압 측정범위를 결정할 수 있으며, 전류제한 값을 설정할 수 있다. 이를 통하여 LED에 일정한 전압을 공급한 상태에서 전

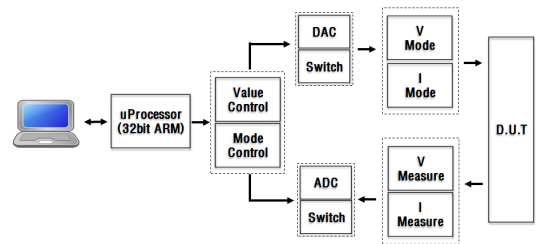


그림 1. I-V 공급 및 측정 시스템 블록도
Fig. 1. Block Diagram of I-V Source and Measurement System.

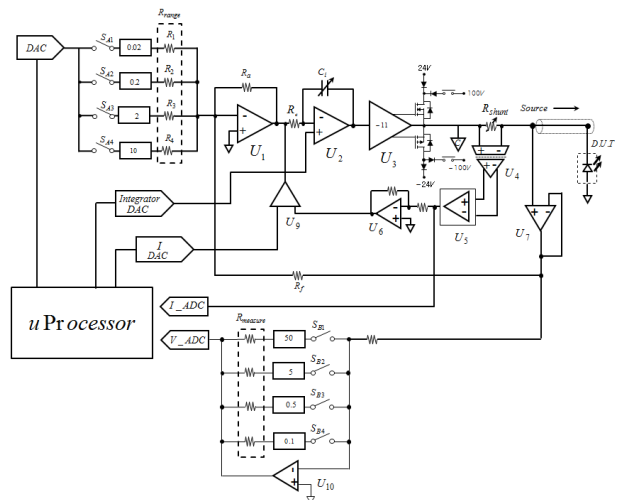


그림 2. I-V 공급 및 측정 시스템 구조
Fig. 2. Structure of I-V Source and Measurement System.

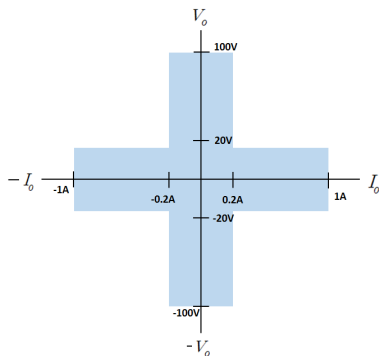


그림 3. I-V 공급 및 측정 시스템의 전압, 전류 범위
Fig. 3. Range of I-V Source and Measurement System.

류를 측정하거나, 전류를 공급한 상태에서 전압을 측정하는 역할을 할 수 있다.

그림 2에 구현된 회로의 구조를 나타내었다. 마이크로프로세서에서 DAC를 통하여 입력전압을 $0 \sim \pm 10V$ 로 R_{shunt} 의 양단의 전압차를 측정하여 나온 값과 제어전압 IDAC를 비교기 U_9 를 통하여 비교하여 이를 피드백하여 전류값을 인가하게 된다.

그림 3은 I-V 공급 및 측정 시스템의 공급 및 측정 가능한 전압 및 전류의 범위 대한 것으로 공급 전압을 $\pm 100V$ 로 설정하면 전류는 $\pm 200mA$ 까지 사용 가능하고, 전류를 $\pm 1A$ 로 설정하면 전압은 $\pm 20V$ 까지 가능하다. 이처럼 전압 및 전류 범위를 두 단계로 나눈 이유는 대부분 LED의 전원 인가 및 측정 시에 $\pm 20V$, $\pm 200mA$ 이내에서 이루어지기 때문이며, 이를 초과할 때를 대비하여 $\pm 100V$, $\pm 1A$ 를 사용할 수 있게 한 것이다. 이는 기존 LED 전원 인가 및 측정용 장비인 Agilent사의 B2900A의 경우 $\pm 210V$, $\pm 105mA$ 와 $\pm 21V$, $\pm 1.515A$ 의 범위를 가지며 Keithley사의 2400의 경우 $\pm 200V$, $\pm 100mA$ 와 $\pm 20V$, $\pm 1.05A$ 의 범위를 갖는 것과 같은 맥락이다.

2. 부동(Floating)전원과 Bootstrap 회로

그림 4는 부동전원을 구성한 것으로 220V AC입력이 들어오면 24V AC/DC 변환기의 그라운드를 파워단의 출력단과 연결한다. 출력단의 전압값의 변화에 따라 부동(Floating)전압들도 같이 연동되어 변화된다. 이를 이용하여 절대 입력 전압값이 작은 OP-Amp를 이용해도 전압값이 큰 것을 제어할 수 있다. 예를 들면 OP-Amp의 양단 전원 입력값이 최대 $\pm 15V$ 의 경우에

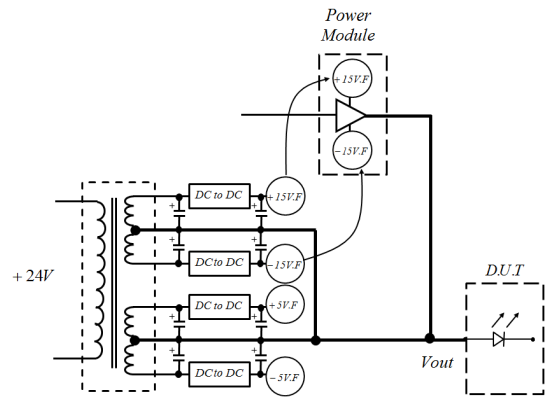


그림 4. I-V 공급 및 측정 시스템의 Floating 전원
Fig. 4. Floating Power of I-V Source and Measurement System.

입력받을 수 있는 전압값은 $\pm 15V$ 로 전위차 30V 이내에서 동작한다. 하지만 OP-Amp의 양단 전원 입력값을 부동전압으로 입력하면, 출력단이 0에서 100V로 변화가 되어도 Floating 되어 있는 전압들도 이와 연동되어 $+15V$ 에서 $+115V$ 로 변화되고, $-15V$ 도 $-85V$ 로 변화되지만 OP-amp로 들어가는 전위차는 30V를 유지하기 때문에 0V에서 $\pm 100V$ 로 출력전압이 변화하더라도 동작전압 $\pm 15V$ 의 OP-Amp를 이용하여 구동시킬 수 있다.

그림 5는 본 논문에 구현된 I-V 공급 및 측정 시스템의 입력 전원들이다. 220V AC전원이 인가되면 AC/DC 컨버터를 통하여 $\pm 24V$ DC전원으로 바뀐다. 이 중 $+24V$ 전원은 다시 DC/DC 컨버터를 이용하여 $\pm 120V$, $\pm 15V$, $\pm 15V$, $\pm 5V$ 를 만들고, 이 중 두 번째 $\pm 15V$ 및 $+5V$ 는 부동전원으로 설정하여 앞서 설명한 바와 같이 OP-Amp의 양단 전원 입력값으로 사용하여 작

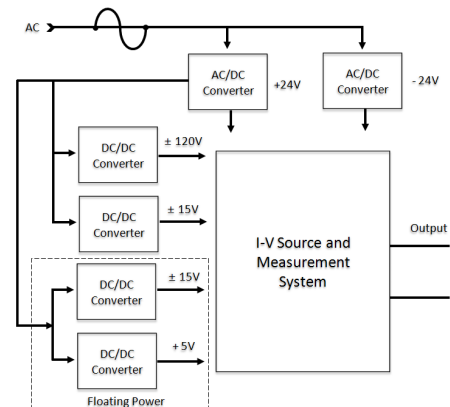


그림 5. I-V 공급 및 측정 시스템의 전압 및 부동전압
Fig. 5. Power and Floating Power of I-V Source and Measurement System

은 제어 전압으로 큰 신호를 제어할 수 있도록 Bootstrap회로를 설정한다.

3. 전압 인가 및 측정

마이크로프로세서에서 DAC를 통하여 전압을 인가하면 스위치들을 통하여 정해진 배율로 전압을 인가할 수 있다. DAC로부터 입력될 수 있는 전압은 -10V에서 +10V의 범위를 가지며, D.U.T에 인가 할 수 있는 전압은 스위치 S_A 에 의해 선택된 저항에 의하여 증폭 배수가 결정되며, V_{DUT} 전압은 아래와 같이 결정될 수 있다.

$$V_{x1} = - \left(\frac{R_a}{R_f} \times V_f + \frac{R_a}{R_{range}} \times V_{DAC} \right) \quad (1)$$

V_{x1} 값은 출력단에서 피드백되어 들어오는 전압 V_f 와 DAC를 통하여 들어오는 전압 V_{DAC} 을 가산하여, 적분기인 U_2 로 입력되며, 적분기의 Capacitance C_1 에 의해 충전되는 전압은 식 (2)와 같은 정의를 따른다. 적분기는 가산기 U_1 을 통하여 들어오는 값의 변화를 감지하다가 더 이상 변화가 없을 시 바로 전에 충전되었던 전압을 전력증폭단 U_3 으로 전달하는 역할을 하며, 시스템의 전체 속도를 조절하는 역할을 한다.

$$V_{x2} = -\frac{1}{C_1} \int_0^t i(t) dt \quad (2)$$

식 (2)의 전류를 옴의 법칙으로 저항과 전압의 식으로 나타내면 식 (3)와 같이 된다.

$$V_{x2} = -\frac{1}{C_1 \times R_c} \int_0^t V_{x1}(t) dt \quad (3)$$

식 (3)의 시간 t 는 과도응답상태에서 정상상태가 될 때까지의 시간이므로 C_1 과 R_c 의 값에 의하여 결정되

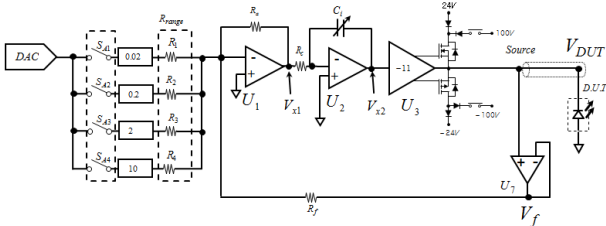


그림 6. 정전압 인가 및 피드백 회로
Fig. 6. Constant voltage and feedback circuit.

는 시정수 $\tau = C_1 \times R_c$ 를 이용하여 V_{DUT} 의 값이 20V일 때의 안정화 시간 t 를 계산하면 다음과 같다.

$$1.818182 V = 20 V \times \left(1 - e^{-\frac{t}{R_c \times C_1}} \right) \quad (4)$$

식 (4)의 1.818182V는 V_{DUT} 의 전압이 20V일 때 전력증폭단에 의해 11배 증폭되기 전의 적분기 전압 V_{x2} 이며, 본 논문에 사용된 R_c 값 $200k\Omega$, C_1 값 $1000pF$ 을 넣고 계산하면 t 는 12.1818usec이 나오게 된다.

V_{x2} 의 값에 의하여 Power MOSFET 및 구동 드라이버로 구성된 전력증폭단 U_3 을 통해 출력전압을 인가하게 된다.

그림 7에 전력증폭단을 구성한 블록도를 나타내었다. 적분기 U_2 를 통해 들어온 전압 V_{in} 은 전력증폭단의 증폭기를 통하여 -11배로 증폭되며, 이 값이 다수의 MOSFET 트랜지스터로 구성된 회로에 연결되어, V_{out} 으로 최대 $\pm 100V$ 까지 전압을 제어할 수 있다. MOSFET 트랜지스터에 공급되는 전원 $\pm V_S$ 는 $\pm 20V$ 이하의 전압일 때에는 $\pm 24V$ 를 통하여 공급하고, $\pm 100V$ 이하의 전압일 때에는 릴레이를 구동하여 $\pm 120V$ 를 통하여 공급한다. 이는 너무 많은 전압 강하

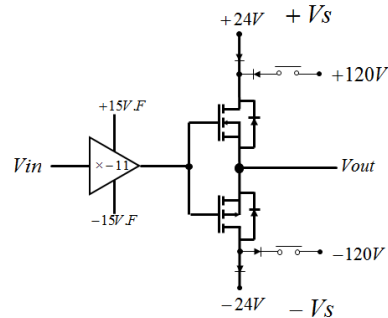


그림 7. 전력증폭단 블록도
Fig. 7. Block diagram of power amp module.

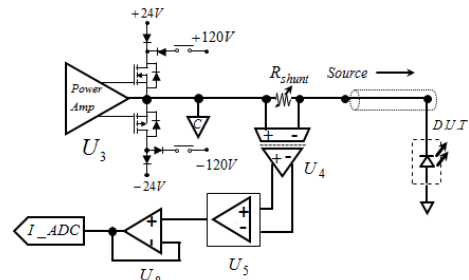


그림 8. 전류 측정 회로
Fig. 8. Current measurement circuit.

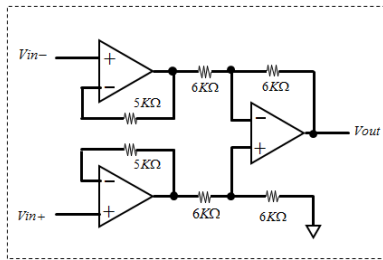


그림 9. 계측용 증폭기 회로
Fig. 9. Instrumentation Op-amp circuit.

시 MOSFET 트랜지스터의 열잡음 발생이 심하기 때문이다.

출력전압이 인가되었을 때 전류의 측정은 그림 8과 같이 R_{shunt} 에 전류가 흐르면 양단에 전위차가 발생하게 된다. 이 전위차를 8배의 증폭비를 가지고 있는 Isolation 증폭기 U_4 로 검출한 후 그림 9와 같이 1배의 증폭비를 갖는 Instrumentation 증폭기 U_5 를 거친 후 Voltage follower U_8 을 통하여 ADC로 보내져 전류값을 측정하게 된다.

4. 전류 인가 및 측정

전류 인가는 D.U.T에 전류를 인가하는 역할을 한다. 전류가 흐르면 생기는 R_{shunt} 양단의 전위차를 측정한 후, 이를 비교기 U_9 로 피드백하여 IDAC에서 인가된 값과 비교하여 전류를 제어하게 된다. 이 구조는 전압 인가 시에는 프로그램된 전류값까지 전류를 제한하는 역할을 한다. 전류 인가 시에는 부하가 변화하더라도 이에 따라 전류값은 유지되지만 전압값은 변화하게 된다. 이러한 전압값의 변화 범위를 전류 인가 모드일 때에는 스위치 $S_{A1}, S_{A2}, S_{A3}, S_{A4}$ 들을 이용하여 제한하게 된다. 즉 S_{A1} 를 연결한 후 전류 인가를 동작시키면 IDAC로 설정된 전류의 값에 부하변동에 따라 전압은 최대 $\pm 200\text{mV}$ 범위 내에서 가변될 수 있으며, S_{A4} 를

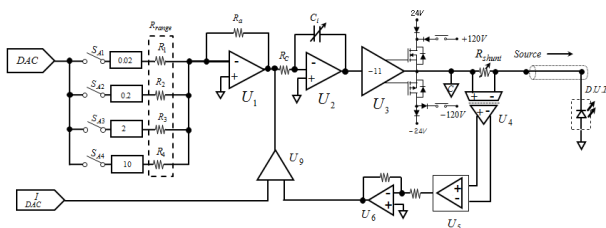


그림 10. 정전류 인가 및 피드백 회로
Fig. 10. Constant current and feedback circuit.

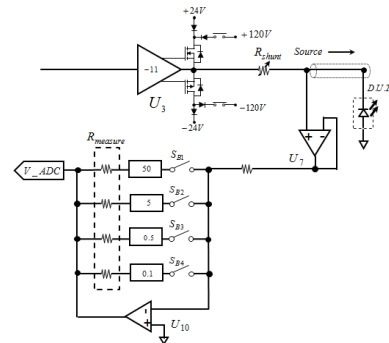


그림 11. 전압 측정 회로
Fig. 11. Voltage measurement circuit.

연결하면 전압은 최대 $\pm 100\text{V}$ 범위 내에서 가변될 수 있다.

그림 11에서는 프로그램된 전류가 D.U.T에 흐를 때의 전압값을 측정하기 위한 회로이다. 전류인가 모드일 때에는 D.U.T에 정전류가 흐르게 된다. 만약 프로그램된 전류값보다 적은 값이 인가되면, 이를 맞추기 위하여 전압값이 오르게 되어 프로그램된 전류값을 맞추게 된다. 따라서 미리 DAC와 스위치 S_A 를 통하여 허용 전압의 범위를 맞추어 놓게 된다. 전압값을 측정할 때에도 스위치 S_B 를 이용하여 범위를 설정하여 측정하게 된다. 즉 스위치 S_{A1} 가 연결될 시에는 V_{DUT} 의 전압이 최대 $\pm 200\text{mV}$ 범위이므로 S_{B1} 를 연결하여 50배 증폭하여 전압을 측정한다. 이는 ADC가 측정하는 범위가 $\pm 10\text{V}$ 이기에 분해능을 최대한 넓게 하기 위해서이다. 같은 방식으로 S_{A2} 일 때에는 $\pm 2\text{V}$ 이므로 S_{B2} 를 연결하여 5배 증폭하여 $\pm 10\text{V}$ 로 맞추며, S_{A3} 일 때에는 $\pm 20\text{V}$ 이므로 S_{B3} 를 연결하여 0.5배 증폭하며, S_{A4} 일 때에는 $\pm 100\text{V}$ 이므로 S_{B4} 를 연결하여 0.1배 증폭하여 측정 한다.

5. DSP를 이용한 재귀 평균 필터

일반적으로 k 개의 데이터를 이용하여 평균을 구하는 방식은 식(5)와 같다

$$\bar{x}_k = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_k}{k} \quad (5)$$

하지만 이 배치식(batch expression)방식은 k 개의 데이터를 모두 획득한 후에 연산을 해야 하므로 데이터의 양과 크기에 따라 메모리의 크기와 연산 속도에 낭비가

심하며, 측정 출력 시간이 오래 걸리는 단점이 존재한다. 또한 데이터가 하나 더 추가되면 모든 데이터를 다시 더해서 $k+1$ 로 나뉘어야 한다.

DSP를 이용하여 재귀식으로 평균 필터를 구성하면 이전 결과를 재사용하기 때문에 연산 효율이 좋으며, 메모리 저장 공간에도 유리하며, 특히 LED 측정 시 고속으로 평균값을 도출할 수 있다. 재귀식으로 평균을 구하기 위하여 식 (5)의 양변에 $\frac{k}{k-1}$ 값을 곱하면

$$\frac{k}{k-1} \bar{x}_k = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_{k-1}}{k-1} + \frac{x_k}{k-1}$$

이 되며 다시 양변에 $\frac{k-1}{k}$ 을 곱하면

$$\bar{x}_k = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_{k-1}}{k} + \frac{x_k}{k}$$

이 된다. 여기서 $\frac{x_1 + x_2 + \dots + x_{k-1}}{k-1}$ 이

므로

$$\therefore \bar{x}_k = \frac{k-1}{k} \bar{x}_{k-1} + \frac{1}{k} x_k \quad (6)$$

이 된다. 식(6)을 이용하여 샘플링을 수행하여 획득한 측정값을 다음 샘플링을 수행하기 전에 적용하여 실시간으로 평균을 구할 수 있다.

6. 다항 회귀분석을 이용한 오차 보정

마이크로프로세서에서 DAC를 통하여 제어하는 전압 값 대비 D.U.T에 출력되는 전압값의 데이터들의 오차의 제곱의 합을 최소화 시켜 근사시키는 다항 회귀분석 (polynomial Regression)을 이용하여 보정계수를 추출하여 인가 시 사용한다. n 개의 DAC의 입력 20비트 값 X_n 과 n 개의 디지털 멀티미터로 출력 전압 Y_n 을 측정하여 오차가 포함된 2차식으로 나열하면 식(7)과 같다.

$$Y_n = a_0 + a_1 X_n + a_2 X_n^2 + e$$

$$e = Y_n - (a_0 + a_1 X_n + a_2 X_n^2) \quad (7)$$

$$S_r = \sum_{i=1}^n (Y_i - a_0 - a_1 X_i - a_2 X_i^2)^2$$

여기서 e 는 오차이며, 오차의 제곱합인 S_r 이 최소인

값을 구하기 위하여 각 계수들에 대해 편미분을 취하면

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_0} = -2 \sum_{i=1}^n (Y_i - a_0 - a_1 X_i - a_2 X_i^2)$$

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_1} = -2 \sum_{i=1}^n X_i (Y_i - a_0 - a_1 X_i - a_2 X_i^2) \quad (8)$$

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_2} = -2 \sum_{i=1}^n X_i^2 (Y_i - a_0 - a_1 X_i - a_2 X_i^2)$$

을 얻게 되며, 이들 값이 0일 때 최소가 되므로 $\frac{\partial S_r}{\partial a_0} = 0$,

$\frac{\partial S_r}{\partial a_1} = 0$, $\frac{\partial S_r}{\partial a_2} = 0$ 으로 놓고 정리하면

$$(n)a_0 + \left(\sum_{i=1}^n X_i\right)a_1 + \left(\sum_{i=1}^n X_i^2\right)a_2 = \sum_{i=1}^n Y_i$$

$$\left(\sum_{i=1}^n X_i\right)a_0 + \left(\sum_{i=1}^n X_i^2\right)a_1 + \left(\sum_{i=1}^n X_i^3\right)a_2 = \sum_{i=1}^n X_i Y_i \quad (9)$$

$$\left(\sum_{i=1}^n X_i^2\right)a_0 + \left(\sum_{i=1}^n X_i^3\right)a_1 + \left(\sum_{i=1}^n X_i^4\right)a_2 = \sum_{i=1}^n X_i^2 Y_i$$

와 같이 나온다. 이를 행렬식으로 정리하면

$$\begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^n X_i & \sum_{i=1}^n X_i^2 \\ \sum_{i=1}^n X_i & \sum_{i=1}^n X_i^2 & \sum_{i=1}^n X_i^3 \\ \sum_{i=1}^n X_i^2 & \sum_{i=1}^n X_i^3 & \sum_{i=1}^n X_i^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n Y_i \\ \sum_{i=1}^n X_i Y_i \\ \sum_{i=1}^n X_i^2 Y_i \end{bmatrix} \quad (10)$$

와 같이 나오고 a_0, a_1, a_2 으로 정리하면

$$\begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^n X_i & \sum_{i=1}^n X_i^2 \\ \sum_{i=1}^n X_i & \sum_{i=1}^n X_i^2 & \sum_{i=1}^n X_i^3 \\ \sum_{i=1}^n X_i^2 & \sum_{i=1}^n X_i^3 & \sum_{i=1}^n X_i^4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n Y_i \\ \sum_{i=1}^n X_i Y_i \\ \sum_{i=1}^n X_i^2 Y_i \end{bmatrix} \quad (11)$$

이 되어 보정계수 a_0, a_1, a_2 를 구할 수 있으며, 이를 저장하였다가 인가 시 인가 값에 적용하여 보정하게 된다. 측정 시에도 같은 방식으로 적용하여 보정계수를 구한다.

III. 실험

본 논문에 대한 평가를 위해서 0.01%의 오차를 갖는 저항들에 전압을 인가하고 전류를 측정하는 방법과 전

류를 인가하고 전압을 측정하는 방법을 사용하였으며, 전압 인가는 스위치 S_A 를 제어하여 각 스위치별 전압 범위의 중간 값인 100mV, 1V, 10V, 50V를 저항에 인가 하였을 때 나오는 전류 값을 180번씩 측정하여 평균을 구하였다. 또한 전류 인가는 LED 측정 시에 인가하는 전류 값을 기준으로 1uA, 10uA, 20mA를 인가하였을 때 나오는 전압 값을 180번씩 측정하여 평균을 구하였다. 이를 이용하여 보정에 사용하였으며, 측정 결과를 표 1과 표 2에 나타내었다.

보정을 사용한 경우 측정 오차가 줄어드는 것을 볼 수 있다. 이는 전원 신호의 AC잡음 및 회로의 임의잡음 등이 감소한 결과로 생각할 수 있다.

표 3은 LED를 생산하는 업체에서 주로 측정하는 전기적 항목으로 본 논문에서는 보정된 결과를 이용하여, LED를 생산 시 측정하는 항목인 역방향전류(IR), 역방향 전압(VR), 순방향전압(VF1, VF2, VF3)을 테스트 하였다. 역방향 전류로는 -5V의 전압을 공급하였을 때 나오는 전류값을 측정하였으며, 역방향 전압은 -10uA의 전류를 공급하였을 때 나오는 전압값을 측정하였다. 또한 순방향 전압은 +1uA, +10uA, +20mA의 전류를 공급

표 1. 전압인가 및 전류측정 오차
Table 1. Error of current measurement.

저항범위	보정 전 (%)	보정 후 (%)
100 Ω	0.7348	0.0156
1 KΩ	0.5544	0.0134
10 KΩ	0.5341	0.0158
100 KΩ	0.5472	0.0163
1 MΩ	0.6498	0.0194

표 2. 전류인가 및 전압측정 오차
Table 2. Error of voltage measurement.

저항범위	보정 전 (%)	보정 후 (%)
100 Ω	1.1282	0.0354
1 KΩ	1.1345	0.0337
10 KΩ	1.1554	0.0398
100 KΩ	1.4243	0.0467
1 MΩ	1.9524	0.0494

표 3. 항목별 전류-전압 공급 및 측정
Table 3. Current-Voltage source and measurement.

항목	공급	측정	단위
IR	- 5V	current	A
VR	- 10uA	voltage	V
VF1	+ 1uA	voltage	V
VF2	+10uA	voltage	V
VF3	+20mA	voltage	V

하였을 때 나오는 전압값을 측정하였다.

또한 측정값의 비교를 위하여 애질런트사의 7.5디지털 트를 갖는 멀티미터 34470A와 0.01%의 정확도를 갖는 전원공급기 6628A를 사용하여, 시중에 판매되고 있는 3535사이즈의 250ma급 LED에 적용하여, 동일한 테스트 항목 IR, VR, VF1, VF2, VF3에 같은 값 -5V, -10uA, +1uA, +10uA, +20mA를 전원공급기 6628A로 넣었을 때 나오는 결과 값을 멀티미터 34470A를 이용

표 4. 공급 및 측정 오차 측정
Table 4. Error measurement of source and measure.

구분	측정항목					
	IR	VR	VF1	VF2	VF3	
공급전원	값	5.0000	10.0000	1.0000	10.0000	20.0000
	단위	V	uA	uA	uA	mA
측정	값	0.2324	14.484	2.2482	2.3418	2.7559
	단위	uA	V	V	V	V
비교	값	0.2323	14.481	2.2472	2.3414	2.7554
	단위	uA	uA	uA	uA	mA
% 오차	%	0.043	0.0207	0.0444	0.017	0.0181

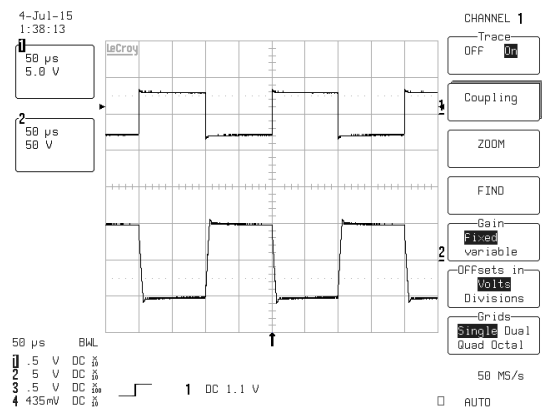


그림 12. 구형파 입력과 출력
Fig. 12. Input and output voltage of square wave.

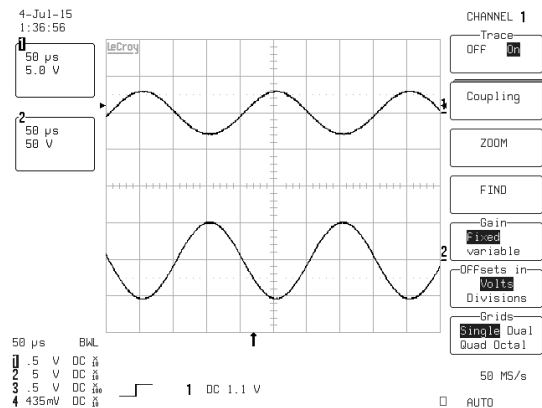


그림 13. 사인파 입력과 출력
Fig. 13. Input and output voltage of sine wave.

하여 측정하였으며, 이 결과를 본 논문에서 제시한 측정 장치의 결과값과 비교하였다. 표 4와 같은 결과가 나왔으며, 오차율은 0.017~0.043 %로 관찰되었다.

그림 12와 그림 13은 DAC 입력단에 구형파를 인가하였을 때의 입력과 출력 파형이다. 전압출력은 +50~-50V가 출력되는 것을 볼 수 있으며, 과도응답시간이 10usec정도로 측정되어 고속으로 사용할 수 있음을 확인하였다.

그림 14는 본 논문에 사용된 LED I-V 공급 및 측정 장치를 나타내었으며, 제어를 위한 DSP 보드단과 전압 및 전류 인가 및 측정을 위한 정밀 전원단을 따로 구성하여 사용하였다.

그림 15는 본 실험에서 수행한 보정작업 중 DAC로 입력 전압을 인가하고, 출력으로 ±100V를 내보낼 때 입력 대 출력 전압을 보정한 것이다. 이득은 11배 정도이다. DAC의 전압을 -10V에서 +10V로 10mV 단위로 제어하면 V_{DUT} 의 전압값은 -100V에서 +100V로 100mV 단위로 가변된다. 하지만 MOSFET, OP-Amp, DAC, ADC등의 소자들로 인한 오차와 열잡음 등으로 인한 오차 등으로 입력과 출력이 선형적으로 일치하지 않는다. 또한 열잡음은 시간, 주위온도, 동작조건 등에 따라 달라질 수 있다. 그래서 본 논문에서는 DAC를 가

변시키면서 획득한 V_{DUT} 의 값들을 이용하여 2차 다항 회귀분석 방법으로 각 전압별 보정계수를 구하고, 이를 이용하여 DAC의 제어 전압을 보정하였으며, ADC의 측정 전압을 보정하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 LED에 전류-전압을 공급할 수 있으며 동시에 전압-전류를 측정할 수 있는 시스템을 설계하고 구현하였으며, 100V/200mA, 20V/1A로 동작할 수 있는 시스템을 제작하였다. 구현된 시스템을 LED에 적용하여 전압-전류를 인가, 전류-전압을 측정하여 LED의 전기적 특성 검출 시 정상적으로 동작함을 확인하였으며, 시스템의 측정 오차를 감소시키기 위해 평균화 방법과 2차 다항식을 통하여 보정 방법을 적용하였다. 또한 실험을 통하여 측정 오차가 줄어들게 됨을 확인하였다. 그러나 사용 시간 및 전류사용량에 따른 시스템 내의 온도 변화에 의하여 부동전압의 미세한 변화가 관찰되었으며, 이로 인하여 오차가 존재하는 것을 확인하였다. 앞으로 이를 감소시키기 위한 항온화 방법 또는 온도 변화에 따른 수시 자동 보정 방법 등이 연구되어야 할 것이다. 또한 MOSFET, OP-Amp, DAC, ADC등 소자별 특성이 다르므로 부품별 오차를 줄일 수 있는 방법도 연구되어야 할 것이다.

REFERENCES

- [1] J. S. Kim and K. S. Kim, "An Analysis on the Policy Trends of LED-Lighting Policy in Major Countries," ETRI, pp. 192-205, 2013.
- [2] E. Fred Schubert, Light-Emitting Diodes Second Edition, Cambridge University Press, 2006, ch. 4.
- [3] H. S. Kim and J. I. shim, "LED device performance and reliability assessment technology", Physics and High technology, Vol. 17, no. 11, pp. 26-29, December 2008.
- [4] C. H. Park, T. Y. Ahn, S. H. Cho, "Efficient implementation of LED current-voltage source and measurement system using single power", IEEK, Vol. 52, no. 5, May 2015.
- [5] K. T. Kim and K. M. Yu, "Precision Measurement Technique of DC Voltage/Resistance Ratio", Trans. KIEE. Vol. 51D, no. 3, pp. 96-99, Mar, 2002.

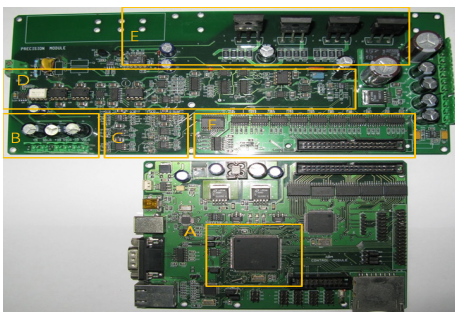


그림 14. 제작한 LED I-V 공급 및 측정 장치
Fig. 14. LED I-V source and measurement device.

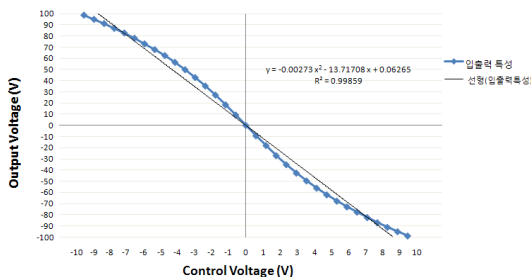


그림 15. ±100V 입출력 보정
Fig. 15. Calibration for Input and Output of ±100V.

- [6] D. Kirsop and J. Yeager, "Design considerations in low level analog test systems," AUTOTESTCON'90 IEEE Systems Readiness Technology Conf. Record. pp.577-582, 1990.
- [7] T. H. Su, I. P. Chen and H. Tsao, "Automated calibration methods for a high-voltage Park divider" IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 44, pp. 318-321, Apr. 1995.
- [8] L. K. Woon "Design and Implementation of a Current Controller for Boost Converters Using a DSP", KIPE, Vol. 17, no. 3, June. 2012.

저 자 소 개



박 창 희(정회원)
2000년 한양대학교 전자공학과
(공학사)
2005년 연세대학교 전자공학과
(공학석사)
2006년~현재 한양대학교
전자컴퓨터통신공학과
박사과정

2004년~현재 코리아스펙트랄프로덕츠(주)
연구소장

<주관심분야 : ARM, DSP, Power electronics, 신호처리, Analog Circuit 설계>



조 성 호(평생회원)
1978년 한양대학교 전자공학과
(공학사)
1984년 University of Iowa
전자컴퓨터학과
(공학석사)
1989년 University of Utah
전자컴퓨터공학과
(공학박사)

1989년~1992년 한국전자통신연구원 선임연구원
1992년~현재 한양대학교 융합전자공학부 교수
<주관심분야 : IR-UWB, 무선전력전송, 신호처리, FPGA/DSP 설계>