

LED 백라이트 구동을 위한 승압 전력변환 제어기 설계

정지욱, 박희환, 천현선, 김태우, 박신균
LG 디스플레이

Control Design of the Boost Converters for LED Backlights Driving

Jee-Wook Jeong, Hee-Wan Park, Hyun-Son Chon, Tae-Woo Kim, Sin-Kyun Park
LG Display

ABSTRACT

본 논문은 LED 백라이트 구동을 위한 전력변환 제어기 설계 및 동특성에 대해 설명한다. 또한 근래 산업계에서 널리 사용하는 operational transconductance amplifier(OTA)와 operational amplifier(op-amp)의 상관관계를 분석하여 각각의 소자를 이용한 최적 제어기를 설계하였다. 설계와 해석을 위해 PSIM 시뮬레이션을 사용하였으며 구현한 PSIM 모델은 실험을 통하여 타당성을 증명하였다.

1. 서론

전력변환에서 op-amp는 일정한 전압출력을 위한 제어기 설계에서 널리 사용하는 소자이다. 하지만 산업계에서 특히, LED 구동용 승압 전력변환기에서는 op-amp 대신 OTA를 주로 사용한다. 이는 OTA보상기의 여러 특징이 LED 구동용 승압 전력변환기에 사용하기에 적합하기 때문이다.^{[1][2]}

이러한 이유로 인해 최근 산업계에서는 op-amp 뿐만 아니라, OTA를 이용한 제어기설계기술이 필요한 실정이다. 따라서 본 논문에서는 op-amp와 OTA 각각에 대하여 제어기 설계 및 해석에 중점을 두었으며 각 변환기의 상관관계를 분석하였다.

2. 본론

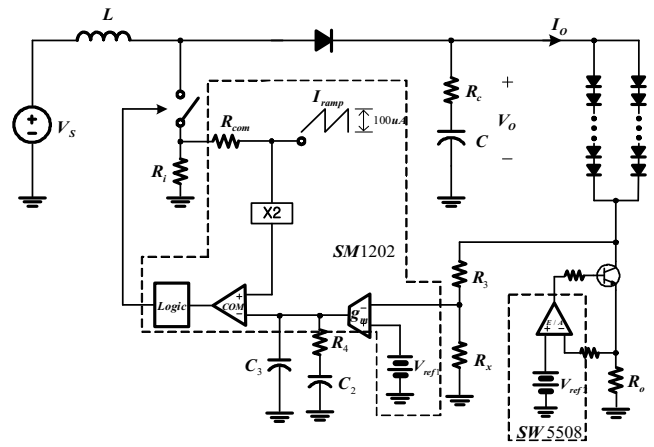
2.1 구조와 동작원리

그림 1은 PWM IC Siliconmitus社 SM1202^[3]와 LED Driver IC Silicon Works社 SW5508^[4]의 조합으로 구성된 OTA를 이용한 LED 구동용 승압 전력변환기의 구조를 나타낸다. 부하는 100mA-LED string 2개로 병렬구동하며 SW5508을 통해 정전류 구동을 구현한다. SW5508은 16채널 LED Driver IC이나 본 논문에서는 실험을 위해 1채널만 사용하였다. SM1202는 OTA를 이용하여 피크 전류모드제어를 수행한다.

주어진 동작조건에서 연속전류모드(CCM)동작을 위해 적절한 인덕터 용량과 동작 주파수를 설정했으며 보상기는 R_3, R_4, C_2, C_3 와 OTA로 2극점 1영점 구조를 설계하였다.

2.2 소신호 모델 해석

제어기 설계를 위해 우선 승압 전력변환기의 동특성 해석이 필요하며 그림 2에서 동특성 해석을 위한 소신호 모델^[5]을 도



$V_s = 24V, V_o = 46V, I_o = 200mA, f_s = 125kHz, L = 334\mu H, C = 56\mu F$
 $R_c = 172m\Omega, R_{com} = 3.5k\Omega, R_i = 0.62\Omega, V_{ref1} = 2.5V, V_{ref2} = 0.5V, C_2 = 25.3nF$
 $C_3 = 656pF, R_x = 2M\Omega, R_3 = 33k\Omega, R_4 = 15k\Omega, R_o = 2.5\Omega, g_m = 360\mu Mhos$

그림 1 OTA보상기를 이용한 LED 구동용 승압 전력변환 구조
Fig. 1 Schematic of LED backlights driving boost converters using OTA compensation

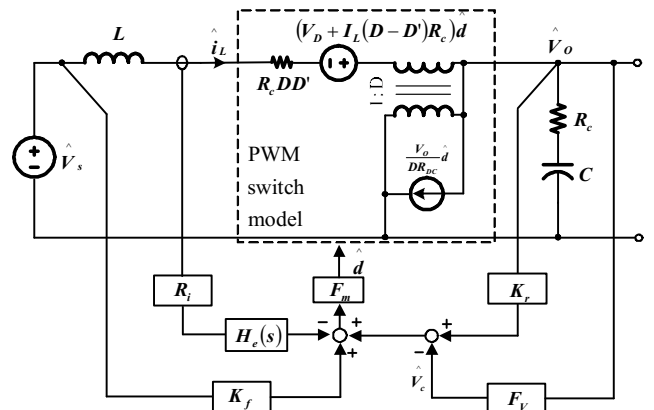


그림 2 승압 전력변환기의 소신호 모델
Fig. 2 Small-signal model of boost converter

시하였다. 전압보상기(F_v)를 설계하기 위해 먼저 전류 루프만 연결된 소신호 모델 해석이 필요하다. 그림 2에서 F_v 를 개방한 상태에서 유도된 제어 대 출력 전달함수는 식(1)과 같이 유

도될 수 있다. K_{vc} 는 저주파수 이득, Q_p 는 damping ratio로 식 (3)에, 나머지 수식표현은 식 (2)에 각각 나타내었다. 식 (2), (3)의 D 는 duty ratio를 뜻하며, S_e 는 IC내부의 추가 램프와의 기울기, S_n 는 on-time 인덕터 전류 센싱값으로 식 (5)와 같다. R_i 는 current sense network gain으로 표현된다.

$$\frac{\widehat{v}_O}{\widehat{v}_C} = G_{vci}(s) = K_{vc} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{rhp}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_p \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (1)$$

$$\omega_{rhp} = \frac{(1-D)^2 R_{DC}}{L}, \quad \omega_{esr} = \frac{1}{R_{esr} C} \quad (2)$$

$$Q_p = \frac{1}{\pi [m_c(1-D) - 0.5]} \quad (3) \quad m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} \quad (4)$$

$$S_n = (V_S/L) R_i \quad (5) \quad \omega_o = \sqrt{(1-D)^2/LC} \quad (6)$$

2.2 전류루프 설계

본 논문에서 전류루프설계는 damping ratio를 먼저 정하는 방식을 취하였다. Q_p 는 통상 0.5~1의 값으로 정하는데 본 논문에서는 $Q_p = 0.6$ 으로 정하였고, 식 (4)와 (5)를 통해 $R_i = 0.62$ 가 산출된다. 그림 3은 설계된 전류루프를 바탕으로 전류루프만 연결된 제어 대 출력 전달함수의 PSIM 시뮬레이션 결과와 실험 측정치를 비교한 그림이다.

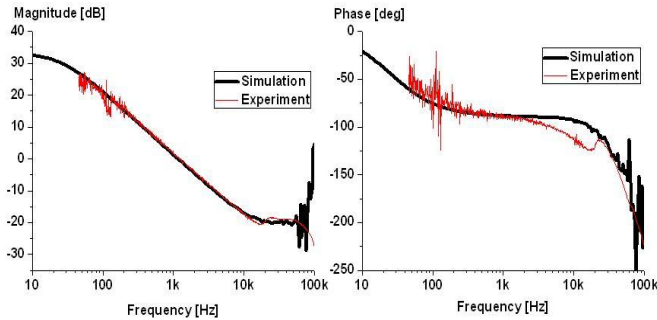


그림 3 제어 대 출력 전달함수
Fig. 3 Control-to-output transfer function

2.3 전압루프 설계

G_{vci} 를 고려하여, 2극점 1영점 보상기를 그림 4와 같이 설계를 한다. 그림 4는 $|G_{vci}|$ 와 루프이득 $|T_m|$ 을 이용한 보상기 설계를 나타내며 보상기의 1영점은 전원단 ω_o 주파수, 식 (6)의 0.7배의 위치, $\omega_{zc} = \omega_o \times 0.7 \approx 2650 [r/s]$ 에 두었으며 1극점은 esr영점, $\omega_{pc} = \omega_{esr} \approx 1.04 \times 10^5 [r/s]$ 에 두었다.

그림 5에서 op-amp와 OTA를 이용한 보상기 회로구조를 각각 나타내었으며 표 1에서 각 전달함수를 비교하였다. 그림 5에서 제안된 보상기는 2극점 1영점 구조이며, 표 1에서 세부 보상기 변수를 회로성분으로 표현하였다. 마지막으로 페루프 성능과 상대 안정도를 확보하기 위해 적분기 이득 $K_v = 13700 [r/s]$ 로 정하였다.

도출된 보상기 변수값은 OTA인 경우 그림 1에서 확인할 수 있으며 op-amp인 경우는 표 2에 나타내었다. R_x 는 보상기 전

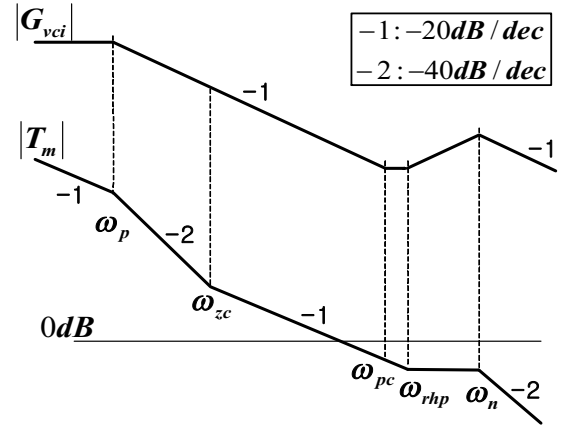


그림 4 보상기 설계 및 루프이득
Fig. 4 Compensation design and loop gain

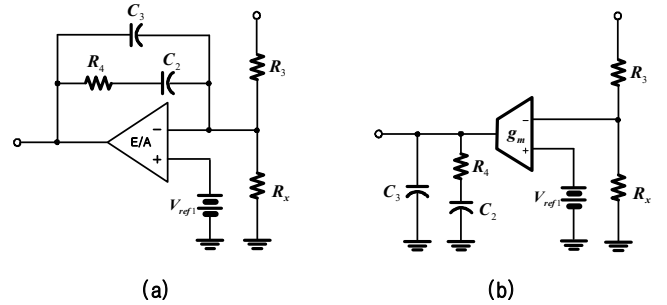


그림 5 2극점 1영점 보상기의 회로 구조.
(a)Op-amp 보상기. (b)OTA 보상기.
Fig. 5 Circuit structure of 2poles 1zeros compensation.
(a)Op-amp compensation. (b)OTA compensation.

표 1 보상기의 전달함수
Table 1 Trans function of voltage feedback compensation

Op-amp compensation	OTA compensation
$F_v(s) \cong \frac{K_v (1 + s/\omega_{zc})}{s (1 + s/\omega_{pc})}$	$G_c(s) \cong \frac{K_v (1 + s/\omega_{zc})}{s (1 + s/\omega_{pc})}$
$K_v = \frac{1}{R_3(C_2 + C_3)}, \omega_{zc} = \frac{1}{R_4 C_2}$	$K_v = G_m \frac{R_x}{(R_3 + R_x)(C_2 + C_3)}$
$\omega_{pc} = \frac{1}{R_4 \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}$	$\omega_{pc} = \frac{1}{R_4 \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}, \omega_{zc} = \frac{1}{R_4 C_2}$

표 2 Op-amp 보상기 변수
Table 2 Op-amp compensation parameter

$C_2 = 2.2nF, C_3 = 32pF, R_3 = 33k\Omega, R_4 = 304k\Omega, R_x = 2M\Omega$
--

달함수에 직접 관여하는 성분은 아니지만 전압분배법칙을 이용하여 출력전압을 조절하는 성분이다.

2.4 보상기 설계 검증

그림 6은 op-amp 보상기와 OTA 보상기를 적용한 PSIM 모델이다. 이 PSIM 모델은 루프이득에 대한 주파수 응답을 측정하기 위한 시뮬레이션 회로이며 시뮬레이션 결과는 그림 7에

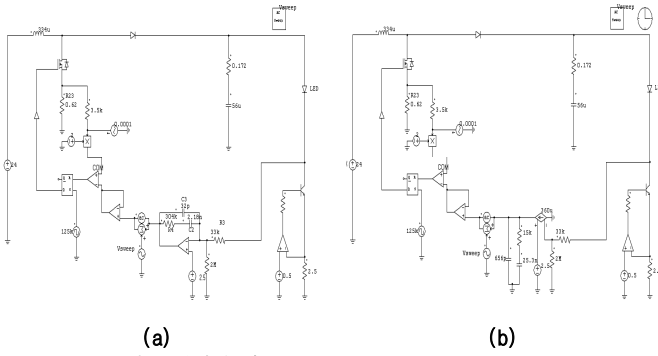


그림 6 각 보상기에 따른 PSIM모델.

(a)op-amp 보상기. (b)OTA 보상기.

Fig. 6 PSIM models for each compensation.

(a)op-amp compensation. (b)OTA compensation.

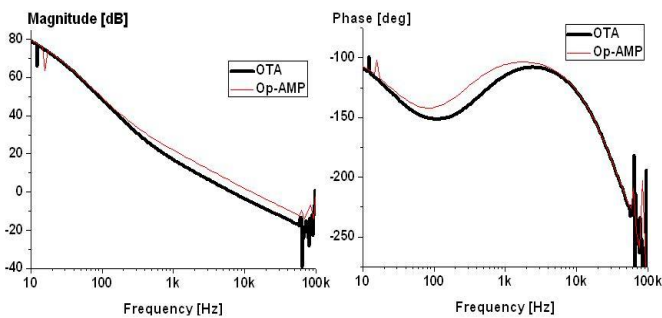


그림 7 Op-amp 보상기와 OTA 보상기의 루프이득 비교.

Fig. 7 Comparison between loop gain of the Op-amp compensation and loop gain of the OTA compensation.

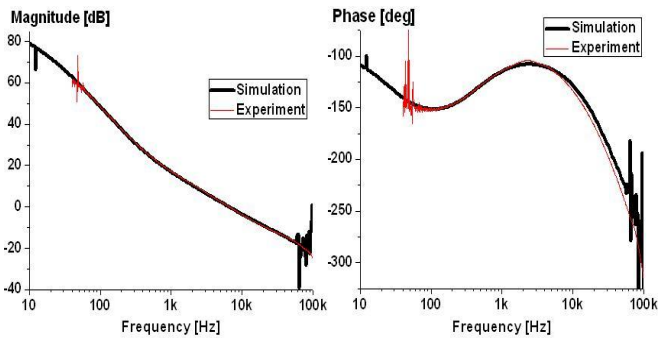


그림 8 OTA 보상기의 시뮬레이션과 실험의 루프이득 비교.

Fig. 8 Comparison between the simulation loop gain of OTA compensation and loop gain of the experiment.

나타내었다.

그림 7은 설계된 보상기를 적용하여 시뮬레이션한 루프 이득을 나타내고 있다. 두꺼운 선은 OTA를 이용한 보상기를 적용한 변환기의 루프이득이며, 얇은 선은 op-amp를 이용한 경우이다. Crossover 주파수는 대략 $7 \sim 11kHz$ 에 위치하며, 위상여유는 대략 $45 \sim 63^\circ$ 를 가지므로 안정적인 보상기 설계가 이루어졌음을 확인할 수 있었다.

마지막으로 그림 8에서 OTA 보상기를 적용한 루프이득의 실험파형과 시뮬레이션 파형을 비교함으로써 실험적 검증은 완료하였다.

3. 결론

본 논문에서는 LED 백라이트 구동을 위한 승압 전력변환기의 시스템 분석을 통한 제어기 설계의 과정을 제시하였다. 소신호 모델을 통한 시스템 해석과 보드선도 및 루프이득을 이용한 제어기 설계과정을 보여 주었으며 특히, OTA와 op-amp회로소자 각각에 대한 보상기 설계를 보여 주었다. 각 회로소자에 따른 보상기 회로 구성 및 보상기 변수를 통해 동일한 전달함수를 구현하였으며 시뮬레이션을 통한 결과와 실험을 통한 결과를 비교 분석하여 본 논문의 타당성을 증명하였다.

참고 문헌

- [1] J.B. Christen, A.G. Andreou, "A Self-Biased Operational Transconductance Amplifier in 0.18 micron 3D SOI-CMOS", Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on, May 2007, pp.137-140.
- [2] L. Bouzerara, M. Belaroussi, "LOW-VOLTAGE, LOW-POWER AND HIGH GAIN CMOS OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER", Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2002 v.1, pp.I-325-328-.
- [3] Datasheets "SM1202 : PWM Controller for 2 Boost Converters with LDOs", Silicon Mitus, Inc, 2010.
- [4] Datasheets "SW5508 : 16-Channel LED Driver", Silicon Works Co., Ltd. 2010
- [5] R. B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control", in Proc. Power Conversion Intelligence Motion Conf. Long Beach, CA, Oct., 1989, pp. 455-464.
- [6] PSIM User's Guide, Powersim Inc., Version 7.0, March, 2006.
- [7] Byungcho Choi, Jaeyol Kim, B.H. Cho, Seungwon Choi, C.M. Wildrick, "Designing control loop for dc-to-dc converters loaded with unknown ac dynamics", IEEE transactions on industrial electronics : a publication of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 49, No. 4, pp. 925-932, 2002.
- [8] B. Choi B. H. Cho, and S. S. Hong, "Dynamics and control of Dc-to-Dc Converters Driving other converters Downstream." IEEE Trans. Power Electron. vol. 46, No. 10, pp. 1240-1248.
- [9] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch part I: Continuous conduction mode", in Proc. VPEC Sem., Blacksburg, V.A, Sep. 1989, pp 1-9.