

벽형 AC/DC LED 구동기의 이산 시간 영역 해석

김 만고, 정영석, 김 남호
부경대학교

Discrete-Time Domain Analysis of Buck Derived AC/DC LED Driver

Marn-Go Kim, Young-Seok Jung, and Nam-Ho Kim
Pukyong National University

ABSTRACT

본 논문에서는 벽형 AC/DC LED 구동기의 이산 시간 영역 해석을 이용하여 역률 계산 방법을 제안한다.

1. 서론

LED (Lighting-emitting diode) 기술은 여러 가지 광 응용 분야에서 최근에 유망한 광원으로 등장하고 있다. 이것은 고효율, 다양한 색상, 긴 수명, 그리고 친환경성 등의 LED가 가진 특성에 기인한다. LED의 광속은 대부분 LED의 순방향 전류에 의해 결정된다. 따라서, 각 LED의 순방향 전압에 대해 15% 이상의 큰 편차를 갖는 것을 고려할 때 LED의 순방향 전류를 정확하게 제어하는 것은 도전이다.

최근에 전력 LED 응용을 위해 역률 개선 방법 및 LED 끈(String)에 대한 전류 분담 등에 관한 많은 연구가 진행되고 있다. 입력 전원이 교류일 때, AC/DC 구동기가 LED와 교류 전원 사이에 필요하다. AC/DC 변환과정에서 입력의 고조파 성분을 줄이기 위해 역률개선이 요구된다.

정현파 입력 파형을 얻기 위하여 역률개선의 전통적인 방법에서는 입력 전류 신호, 출력 피드백 신호, 그리고 곱셈기(Multiplier)가 필요하였다. 그러나, 저가의 LED 구동기를 구현하기 위하여 복잡한 제어회로는 바람직하지 않다. 저가의 LED 응용을 증대시키기 위해 역률개선을 수행하기 위한 저렴한 제어 기법들이 제안되고 있다.

본 논문에서는 Slope 보상을 갖는 전류 모드 제어기가 역률개선을 위해 제안된다^{[1] [2]}. 이 방법은 제어기 구현이 간단하여 저가의 LED 응용에 적합하다.

2. 이산 시간 영역 해석

그림 1의 벽형 AC/DC LED 구동기의 동작 모드는 총 4가지로 분류할 수 있다. 제어 법칙(Control law)에 의해 스위칭 순간이 결정되는 연

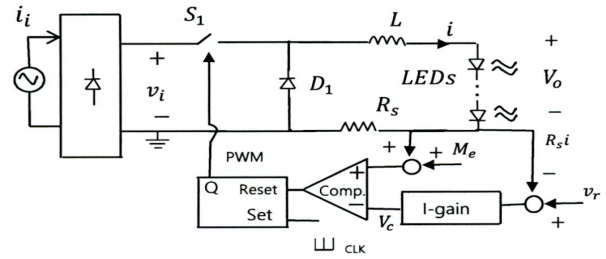


Fig. 1 Constant frequency buck derived AC/DC LED driver.

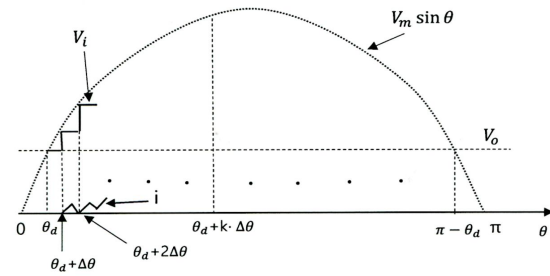


Fig. 2 Input voltage and inductor current waveforms of Fig. 1

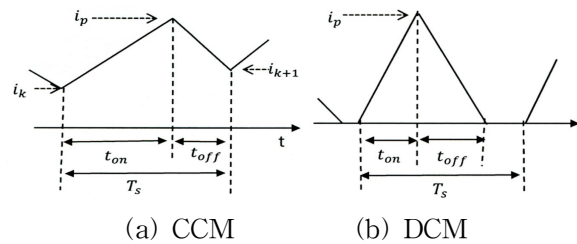


Fig. 3 Operating modes of inductor current

속 동작모드 (CCM) 및 불연속 동작 모드 (DCM) 그리고 최대 시비율 D_{max} 에 의해 스위칭 순간이 결정되는 CCM 및 DCM 등의 경우가 있다.

본 논문에서는 컨버터의 동작이 입력 전원 주파수의 반주기 동안 항상 과도상태 (Transient-state)에 있는 것으로 가정하여 이산 시간 영역 (Discrete-time domain)에서 접근하여 가능한 동작 4가지 모두를 입력 파형 해석에 포함할 수 있었다. 다음 전원 주파수의 반주기 입력

파형은 반복되는 것으로 가정하여 입력 전류 파형을 해석하였다.

그림 2에서 입력 전압 v_i 가 출력 전압 V_o 보다 클 때 스위치의 도통이 일어나므로 도통 각의 범위는 $\theta_d < \theta < \pi - \theta_d$ 이다. 여기서, $\theta_d = \sin^{-1}(V_o/V_m)$ 이다. 도통 구간 동안에 입력 전압은 각 스위칭 주기 T_s 의 시작 순간 전압의 값 V_i 으로 두고 한 주기 동안 해석을 수행할 수 있다. 각 스위칭 주기의 시작 순간 입력 전압은 다음과 같다;

$$V_i(k) = V_m \sin(\theta_d + k\Delta\theta) \quad (1)$$

여기서, $\Delta\theta$ 는 스위칭 주기 T_s 동안 입력 전압의 각 변동분으로 $\Delta\theta = 2\pi f_L T_s$ 이다. k 는 스위칭 주기의 순서를 나타내는 자연수이다.

그림 1에서 클럭 주파수가 Set 입력에 일정 주파수 $f_s = 1/T_s$ 로 인가되면 스위치 ON 상태가 시작된다. 스위치 ON 상태는 전류 검출된 신호와 기울기 M_c 를 가진 외부 신호의 합이 제어 신호 V_c 와 만나는 순간 끝난다. 입력 전압이 출력 전압보다 커지는 최초의 입력 전압은 $V_m \sin(\theta_d + \Delta\theta)$ 이고, 인덕터 전류 i 의 초기값은 $i_1 = 0$ 이다.

클럭 신호가 Set 입력에 인가되어 스위치가 ON 된다. k 번째 주기의 스위치 도통 시간 t_{on} 은 제어 법칙에 의해 결정되거나^[2] 최대 시비율에 의해 다음과 같이 된다;

$$t_{on}(k) = \min\left(\frac{V_c - R_s i_k}{m_1(k)R_s + M_c}, D_{\max} T_s\right) \quad (2)$$

여기서, i_k 는 k 번째 주기의 인덕터 전류 초기값이며, ON 기간동안 양의 인덕터 전류 기울기 $m_1(k) = [V_i(k) - V_o]/L$, V_c 는 제어 입력이다.

스위치 ON 시간의 말기의 인덕터 피크 전류는 다음과 같이 표현된다;

$$i_p(k) = i_k + m_1(k)t_{on}(k) \quad (3)$$

식 (2)의 조건에 의해 스위치가 턴-오프되면 인덕터 인덕터 전류는 선형적으로 감소한다.

도통 시간이 같을 경우, DCM 동안 t_{off} 시간은 CCM의 t_{off} 시간보다 항상 작으므로 t_{off} 시간은 다음과 같다.

$$t_{off}(k) = \min(T_s - t_{on}(k), i_p(k)/m_2) \quad (4)$$

여기서, OFF 기간 동안 감소하는 인덕터 전류 기울기 $m_2 = V_o/L$.

k 번째 스위칭 주기의 인덕터 전류 말기값은 다음과 같이 기술된다;

$$i_{k+1} = i_p(k) - m_2 t_{off}(k) \quad (5)$$

DCM에서 $i_{k+1} = 0$ 이 된다.

식 (5)의 k 번째 주기의 인덕터 전류 말기 값은 $(k+1)$ 번째 주기의 초기 값으로 쓰여진다.

다음 주기의 벅 컨버터 동작은 같은 방법으로 반복 해석할 수 있다.

그림 3으로부터 k 번째 주기동안 인덕터 전류

의 평균 전류는 다음과 같다;

$$I_{avg}(k) = f_s [0.5(i_k + i_p(k))t_{on}(k) + 0.5(i_p(k) + i_{k+1})t_{off}(k)] \quad (6)$$

k 번째 주기 $\Delta\theta$ 동안 입력 전류 i 의 스위칭 주기당 평균 전류 I_i 는 전력 균형 (Power balance)을 이용하여 다음과 같이 기술할 수 있다;

$$I_i(k) = I_{avg}(k) V_o / V_i(k) \quad (7)$$

입력 전류의 실효값(rms value)은 입력 정현파 전압의 반주기 동안 이산 시간 영역에서 수치 해석한 결과를 이용해 다음과 같이 계산된다.

$$I_s = \left[\frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n I_i^2(k) \Delta\theta \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

여기서, n 은 입력 전압의 반주기 동안 도통 구간에 발생하는 스위칭 주기의 갯수로 가우스 함수 $n = [(\pi - 2\theta_d) / \Delta\theta]$ 로 표시된다.

마찬가지로, 기본파와 입력 전류의 실효값은 푸리에 해석을 이용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_{k=1}^n I_i(k) \sin(\theta_d + k\Delta\theta) \quad (9)$$

결국, 식 (8)과 (9)를 사용하여 역률 PF (Power factor)은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$PF = \frac{I_1}{I_s} \cos \phi \quad (10)$$

여기서, ϕ 는 기본파와 입력 전류와 입력 전압의 위상차로 $\phi \approx 0$ 이다.

그림 4는 이산 시간 영역에서 지금까지 서술한 식을 이용하여 MATLAB으로 구한 인덕터 전류 i 와 입력 전류 I_i 를 제시하였다.

참고 문헌

- [1] L. Huber and M. Jovanovic, " Design-oriented analysis and performance evaluation of buck PFC front end, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 1, pp. 85- 94, Jan. 2010.
- [2] M.G. Kim, " High-performance current-mode-controller design of buck LED driver with slope compensation, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 641- 649, Jan. 2018.

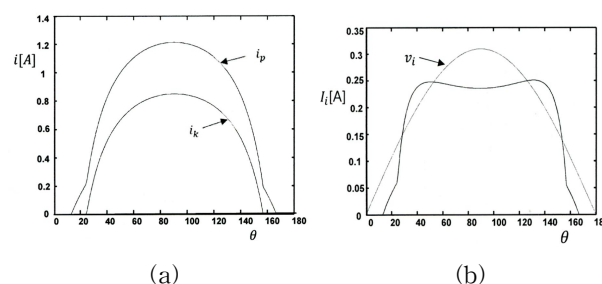


Fig. 4 Analytical current wave forms;(a) inductor current, and (b) input current (PF=0.982)