

입력 전류의 측정이 필요없는 Boost 컨버터의 역률 보정에 관한 연구

조상준^o 이광원
아주대학교 제어계측공학과

A Study On The Power Factor Correction Of The Boost Converter Without The Input Current Measurement

Sang-Jun Cho^o Kwang-Won Lee
Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Ajou University

Abstract

This paper presents a new PFC control method which replaces a fast line current measurement with a filtered load current measurement. Using the power balance relation between the input and the output of the boost converter, the input current can be described as the function of load current. Thus the PWM signal which effects the switching control of the boost converter is generated using the PFC input voltage, the PFC output voltage and the load current as input variables. By using a filter between the bridge rectifier and a dc-to-dc converter, the input voltage of the dc-to-dc converter is forced to always maintain above zero volt. Then the input current traces a sinewave in phase. The proposed scheme accomplishes a very high power factor and a low harmonic distortion of the line current. The validity of this scheme is demonstrated through simulation.

1. 서론

많은 산업용 드라이버와 프로세서들은 직류 전원을 필요로 한다. 교류 전원으로부터 직류 전원을 얻는 방법 중 가장 간단한 방법은 브리지 정류기와 Bulk 키페시터를 사용하는 것이다. 이 방법은 출력 전압을 제어할 수 있고, 입력 전류가 정현파가 아니므로 낮은 입력 역률과 큰 전류 왜곡을 갖는다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 브리지 정류기와 키페시터 사이에 DC-DC 컨버터를 사용한다[1]-[2].

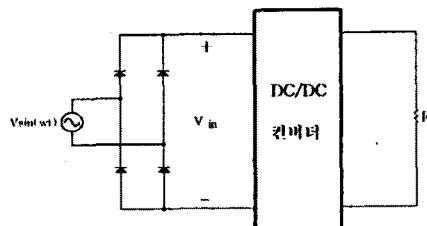
DC-DC 컨버터를 스위칭하는 방법으로 Average current control, Peak current control, Variable-hysteresis control 등이 있다. 이 방법들은 스위칭 순간을 결정하기 위한 빠른 입력 전류의 측정이 요구된다[3].

본 논문에서는 빠른 입력 전류의 측정 대신 느린 부하 전류의 측정으로 부스트 컨버터를 스위칭하는 방법을 제안한다. 입력 전류와 출력 전력의 관계에서 입력 전류는 부하 전류의 합수로 표현될 수 있으므로, 입력 변수는 입력 전압, 출력 전압, 부하 전류가 된다. 그리고 컨버터의 입력 단에 펀터를 설치하여 컨버터의 입력 전압이 항상 0보다 높게 유지하도록 한다. 그러면 부스트 컨버터의 Duty cycle을 제약 없이 자유롭게 조정할 수 있으므로, 입력 전류가 완벽하게 정현파를 찾아가게 된다.

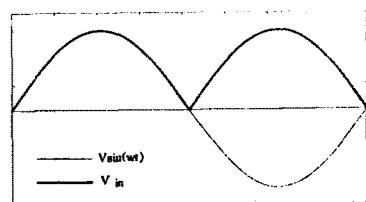
시뮬레이션을 통해 제안한 모델이 높은 입력 역률과 낮은 전류 왜곡을 갖게 됨을 보인다.

2. PWM 신호 생성

전원주 선전류를 전원 전압과 같은 정현파로 만들면 입력 역률을 높게 할 수 있고 전류 왜곡도 없앨 수 있다. 전원주 선전류가 정현파가 되도록 하는 PWM 패형을 만들어야 한다.

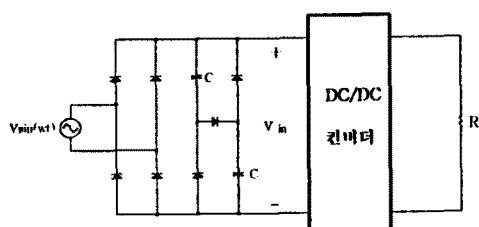


(a) High power factor AC/DC converter

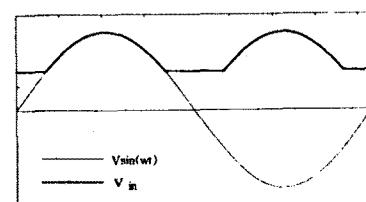


(b) 부스트 컨버터의 입력 전압

그림1 Conventional configuration



(a) High power factor AC/DC converter



(b) 부스트 컨버터의 입력 전압

그림2 Proposed configuration

DC-DC 컨버터는 그림3에 나타낸 부스트 컨버터를 사용하였다.

부스트 컨버터의 스위치가 ON일 때 전압 방정식은

$$L \frac{di}{dt} = v_{in} \quad (1)$$

이고, 스위치가 OFF일 때는

$$L \frac{di}{dt} = v_{in} - V_o \quad (2)$$

이다.

스위치는 t_k 에서 $t_k + \tau_k$ 동안 ON 되고 $t_k + \tau_k$ 에서 $t_k + T$ 동안

OFF된다. T 는 스위칭 주기로 $\frac{1}{f_s}$ 이고 f_s 는 스위칭 주파수이다.

i) 종래의 방법

컨버터의 입력 전압 v_{in} 이 그림2(a)와 같이 $V \cdot |\sin(wt)|$ 이 된다.

v_{in} 을 식(1)에 대입하고 적분하면

$$i_L(t_k + \tau_k) = i_L(t_k) + \frac{V}{wL} (\cos(wt_k) - \cos(w(t_k + \tau_k))) \quad (3)$$

이 된다.

스위치가 OFF일 때 v_{in} 을 식(2)에 대입하고 적분하면

$$i_L(t_{k+1}) = i_L(t_k + \tau_k) + \frac{V}{wL} (\cos(w(t_k + \tau_k)) - \cos(wt_{k+1})) - \frac{V_o}{L} (T - \tau_k) \quad (4)$$

이 된다. 여기서 t_{k+1} 는 $t_k + T$ 를 의미한다.

식(3)을 식(4)에 대입하면

$$i_L(t_{k+1}) = i_L(t_k) + \frac{V}{wL} (\cos(wt_{k+1}) - \cos(wt_k)) - \frac{V_o}{L} (T - \tau_k) \quad (5)$$

이 되고, Duty cycle D_k 는 $\frac{\tau_k}{T}$ 이므로 식(5)를 정리하면

$$D_k = 1 - \frac{V}{V_o T_w} (\cos(wt_k) - \cos(wt_{k+1})) + \frac{I}{V_o T} (i_L(t_{k+1}) - i_L(t_k)) \quad (6)$$

이 된다. 인덕터에 흐르는 전류가 원하는 정현파를 끊어야한다고 가정하면 $i_L(t_k)$ 은 $I \cdot \sin(wt_k)$, $i_L(t_{k+1})$ 은 $I \cdot \sin(wt_{k+1})$ 이 되므로

$$D_k = 1 - \frac{V}{V_o T_w} (\cos(wt_k) - \cos(wt_{k+1})) + \frac{LI}{V_o T} (\sin(wt_{k+1}) - \sin(wt_k)) \quad (7)$$

이 된다.

한 주기 동안의 Duty cycle을 그림4(a)에 나타내었다. 그림에서 보듯이 Duty cycle이 1보다 큰 부분이 존재한다. 이것은 실제로 불가능하므로 입력 전류가 기준 전류 값에 도달할 때까지 Duty cycle을 1로 유지한다. 즉, Duty cycle을 그림4(b)와 같이 만든다.

ii) 제안한 방법

그림4(a)에서 보듯이 컨버터의 입력 전압이 0 근처일 때 Duty cycle이 1보다 크게 된다. 그러나 그림2(b)와 같이 브리지 정류기와 컨버터 사이에 필터를 삽입하면 컨버터의 입력 전압이 항상 0 보다 크게 유지할 수 있다. 컨버터의 입력 전압은 지수적으로 감소하는 구간과 정현파 구간으로 나뉜다.

$$v_{in} = \begin{cases} A \cdot e^{-\frac{t-t_1}{RC}} & , 0 \leq t \leq t_1 \\ V \sin(wt) & , t_1 \leq t \leq t_2 \\ B \cdot e^{-\frac{t-t_2}{RC}} & , t_2 \leq t \leq \frac{1}{f_s} - T \end{cases}$$

A는 $t=0$ 에서의 컨버터 입력 전압이고 B는 필터의 커퍼시티가 방전을 시작하는 시점의 컨버터 입력 전압이다. R은 부하 저항이고 C는 필터의 커퍼시티이다.

Case1) $0 \leq t \leq t_1$ 일 때

스위치가 ON일 때 v_{in} 을 식(1)에 대입하고 적분하면

$$i_L(t_k + \tau_k) = i_L(t_k) + \frac{A}{L} \cdot 2RC \left(e^{-\frac{t-t_1}{RC}} - e^{-\frac{t_k+t_k+\tau_k-t}{RC}} \right) \quad (8)$$

이 된다.

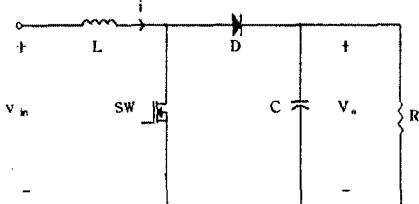
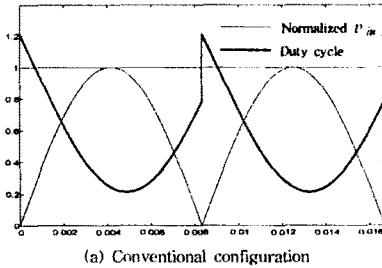
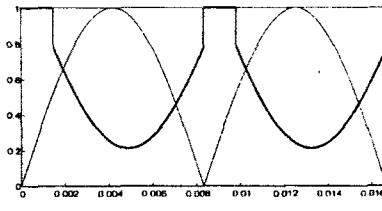


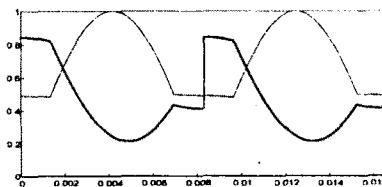
그림3 부스트 컨버터



(a) Conventional configuration



(b)



(c) Proposed configuration

그림4 부하 전력이 1kW일 때의 Duty cycle

스위치가 OFF일 때 v_{in} 을 식(2)에 대입하고 적분하면

$$i_L(t_{k+1}) = i_L(t_k + \tau_k) + \frac{A}{L} \cdot 2RC \left(e^{-\frac{t_k+t_k+\tau_k-t}{RC}} - e^{-\frac{t-t_1}{RC}} \right) - \frac{V_o}{L} (T - \tau_k) \quad (9)$$

이 된다.

식(8)을 식(9)에 대입하면

$$i_L(t_{k+1}) = i_L(t_k) + \frac{A}{L} \cdot 2RC \left(e^{-\frac{t-t_1}{RC}} - e^{-\frac{t_k+t_k+\tau_k-t}{RC}} \right) - \frac{V_o}{L} (T - \tau_k) \quad (10)$$

이 된다. 앞의 방법과 마찬가지로 계산하면 Duty cycle은:

$$D_k = 1 - \frac{A \cdot 2RC}{V_o T} \left(e^{-\frac{t-t_1}{RC}} - e^{-\frac{t_k+t_k+\tau_k-t}{RC}} \right) + \frac{LI}{V_o T} (\sin(wt_{k+1}) - \sin(wt_k)) \quad (11)$$

이 된다.

Case2) $t_1 \leq t \leq t_2$ 일 때

종래의 방법과 완전히 동일하다. Duty cycle은

$$D_k = 1 - \frac{V}{V_o T_w} (\cos(wt_k) - \cos(wt_{k+1})) + \frac{LI}{V_o T} (\sin(wt_{k+1}) - \sin(wt_k)) \quad (12)$$

이 된다.

Case(3) $t_2 \leq t \leq \frac{1}{2f} - T$ 일 때

Case(1)의 경우와 같은 방법으로 계산하면 Duty cycle은

$$D_k = 1 - \frac{B_k}{V_o T} \left(e^{-\frac{t-t_2}{RC}} - e^{-\frac{t-t_2}{RC}} \right) + \frac{LI_o}{V_o T} (\sin(\omega t_{k+1}) - \sin(\omega t_k)) \quad (13)$$

이 된다.

한 주기 동안의 Duty cycle을 그림4(c)에 나타내었다. Duty cycle이 1보다 큰 부분이 존재하지 않으므로 부스트 컨버터를 자유롭게 스위칭할 수 있다.

Duty cycle을 만드는데 필요한 입력 변수는 부스트 컨버터의 입력 전압과 출력 전압 그리고 인터디에 흐르는 전류이다. 그러나 입력 전력과 출력 전력의 관계에서 입력 전류는 부하 전류의 헤시오로 표현될 수 있다. 입력 전력은 출력 전압과 스위칭 속도의 합이므로

$$\frac{1}{2} VI = P_{load} + P_{loss} \quad (14)$$

이다. 여기서 $P_{loss} = k_{loss} V_o I_o$, $k_{loss} < 1$ 이므로 입력 전류 I_o 는

$$I_o = \frac{2}{V} (1 + k_{loss}) V_o I_o \quad (15)$$

로 표현된다. 따라서 입력 변수가 부스트 컨버터의 입력 전압 V_o 와 출력 전압 V_o 그리고 부하 전류 I_o 로 바뀌게 된다. 즉, 입력 전류를 측정하지 않고 부하 전류를 측정하여 스위칭하게 된다. 출력 전압의 변화를 쉽게 하기 위해 V_o 는 PI제어를 통해 입력된다.

3. 시뮬레이션

각 수자는 이상적인 것으로 가정하고 Matlab을 이용하여 시뮬레이션은 하였다. 시뮬레이션에 사용한 회로 정수는 표1과 같다.

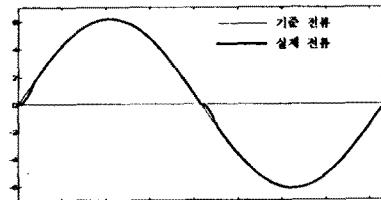
표1 시뮬레이션에 사용된 회로 정수

전원 전압	115 V _{rms}
전원 주파수	60 Hz
출력 전압	215 V _{rms}
필터의 커��피시티	1000 μ F
컨버터의 인덕터	10 mH
평활 커��피시티	2200 μ F
스위칭 주파수	19.2kHz

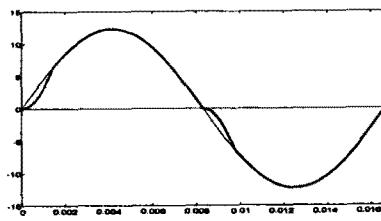
그림4(b)의 Duty cycle로 시뮬레이션 한 결과 입력 전류의 파형이 그림5(a-1)과 같았다. 이 경우의 입력 전류는 왜곡이 생기게 되고 고조파 성분을 포함하게 된다. 그림5(a-2)는 부하 전력이 1kW인 경우를 그린 것이다. 부하가 500W인 경우보다 입력 전류의 왜곡이 더 심한 것을 볼 수 있다. 이 왜곡은 Duty cycle을 1로 유지하는 동안에 생기게 된다. 필터를 사용한 경우인 그림4(c)의 Duty cycle로 시뮬레이션 한 결과는 그림5(b-1), (b-2)에 나타내었다. 그림에서 보듯이 부하가 500W인 때와 1kW인 때 모두 입력 전류의 왜곡이 생기지 않으며 역률은 거의 1이 된다.

4. 결론

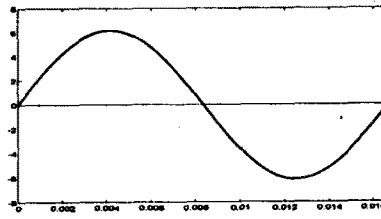
고역률 AC/DC 변환기에서 통상 입력 전류를 정현파와 비교하여 부스트 컨버터를 스위칭하게 된다. 본 논문에서는 입력 전력과 출력 전력의 관계에서 스위칭에 필요한 입력 변수를 입력 전류에서 출력 전류로 대체하였다. 그리고 브리지 정류기와 부스트 컨버터에 펄스를 신호하여 부스트 컨버터의 입력 전압이 항상 0보다 높게 유지하도록 하였다. 그러면 부스트 컨버터의 Duty cycle을 자유롭게 조정할 수 있으므로 입력 전류의 왜곡이 감소한다. 시뮬레이션은 통해 펄스를 사용한 경우 높은 입력 역률과 낮은 전류 왜곡을 갖게 하였을 것이다.



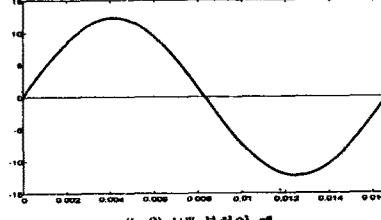
(a-1) 500W 부하일 때



(a-2) 1kW 부하일 때



(b-1) 500W 부하일 때



(b-2) 1kW 부하일 때

그림5 입력 전류 파형
(a) Conventional configuration
(b) Proposed configuration

참고문헌

- [1] N. Mohan, T.M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Conversion, Application, and Design*, John Wiley and Sons, 1995.
- [2] J. Sebastian, M. Jaureguizar, and R. Gudelewicz, "An overview of power factor correction in single-phase off-line power supply systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp.1688-1693, 1994.
- [3] S. Sivakumar, K. Natamjan, and R. Gudelewicz, "Control of power factor correcting boost converter without instantaneous measurement of input current," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 10, pp.435-445, July, 1995.
- [4] C. Zhou, R. B. Redley, and F. C. Lee, "Design and analysis of a Hysteric boost power factor correction circuit," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.800-807, 1990.