

# 입력전류 주입을 이용한 PWM 컨버터의 직류 커패시터 용량 추정

이강주, 이동춘, 석줄기  
 영남대학교 전자정보공학부

## Capacitance Estimation of DC-Link Capacitors of PWM Converters using Input Current Injection

Kang-Ju Lee, Dong-Choon Lee, Jul-Ki Seok

School of Electrical Engineering and Computer Science, Yeungnam University

### ABSTRACT

In this paper, a novel on-line dc capacitance estimation method for the PWM converter is proposed. At no load, input current at a low frequency is injected, which causes dc voltage ripple. With the ac voltage and current ripple components of the dc side, the capacitance can be calculated. Experimental result shows that the estimation error is less than 2%.

### 1. 서론

일반적으로 전력변환장치에서 전력용 반도체 소자와 센서부의 수명은 반영구적인 것에 비해 전해 커패시터는 전해질 증발에 따른 열화로 수명이 짧고, 동일한 커패시터라도 동작 온도에 따라 커패시터의 용량 감소율이 크게 달라진다<sup>[1,2]</sup>. 따라서 안정성이 요구되는 산업제품에서는 커패시터의 용량을 주기적으로 측정하여 적절한 교체시기를 판별해야 할 필요가 있다. 그러나 대부분의 시스템에서 커패시터는 전력변환부 내부에 설치되어 있거나 전력변환장치가 유지보수가 곤란한 장소에 있어 용량을 측정하기 어려운 문제점을 가지고 있다.

본 연구에서는 전동기 구동시스템으로 널리 사용되고 있는 3상 AC/DC/AC PWM 컨버터 시스템에서 커패시터를 시스템에서 분리하지 않고 입력전류 주입을 이용하여 온라인으로 용량을 추정하는 방법을 제안하고 실험을 통하여 그 타당성을 입증하고자 한다.

### 2. 커패시터 용량 추정

먼저 인버터의 동작을 정지시키고 앞단의 컨버터만을 동작시킨 상태에서 특정한 주파수의 전류를

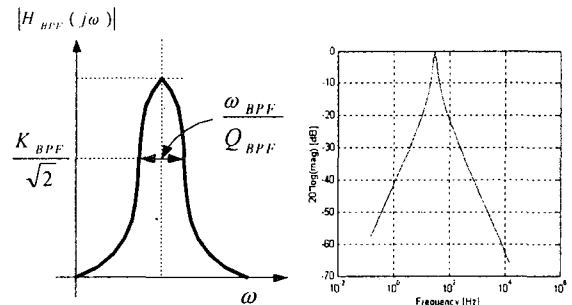


그림 1 대역통과 필터의 이득 특성

Fig. 1 Gain curve of the band pass filter

PWM 컨버터의 입력단에 주입한다. 이 전류는 PWM을 통하여 직류링크로 출력되는데 무부하 상태이므로 전류는 모두 커패시터로 흐르게 된다. 이 교류 성분의 전류에 의해 커패시터에 동일한 주파수의 리플전압이 발생된다. 이 리플전압과 전류의 실효치를 이용하여 식(1)에 의해 커패시터의 용량을 계산할 수 있다.

$$C = \frac{I_{rms}}{\omega V_{rms}} \quad (1)$$

직류링크에는 스위칭주파수와 관련된 고주파 성분들이 포함되어 있기 때문에 이 성분들과 구분이 가능한 저주파 전류를 주입한다. 저주파 전류는 고주파 전류보다 큰 리플전압을 발생하므로 전자의 경우가 커패시터스 계산에 필요한 신호추출에 더 유리하다. 그리고 주입전류의 크기는 커패시터의 허용리플전류 이내로 제한되어야 한다<sup>[3]</sup>. 그림 2는 3상 AC/DC/AC PWM 컨버터 시스템의 제어 블록도이다. 역률 1 제어이므로 d-축 전류는 0으로 제어되고, 무부하로 운전될 때 전압제어기의 출력인 q-축 전류지령은 역시 0이 된다. 이 때, q-축 전류지령에 30[Hz]의 교류를 추가로 인가하면 직류커패시터에는 주입전류와 동일한 주파수의 전류와 전압 리플성분을 갖게 된다. 여기에 30[Hz]의 대역통과

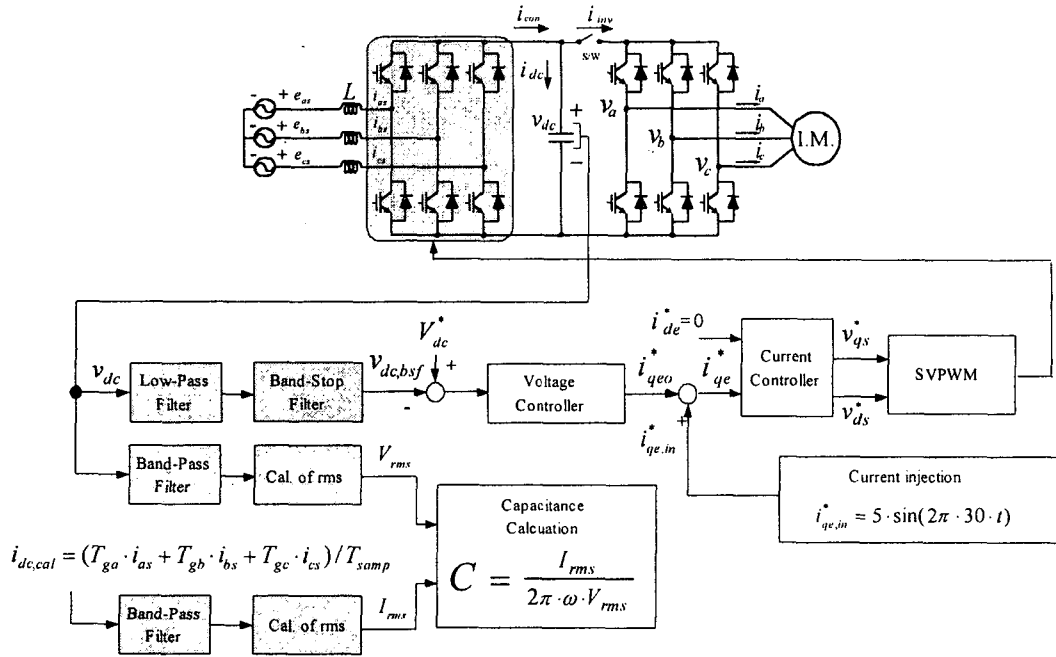


그림 2 직류 커패시터를 추정하기 위한 제어 블록도

Fig. 2 Control block diagram of 3-phase PWM converter for estimating dc capacitance

필터(BPF)를 이용하면 필요한 주파수의 전압과 전류의 성분을 검출할 수 있다.

대역통과 필터의 전달함수는 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

$$H_{BPF}(s) = \frac{K_{BPF} (\omega_{BPF} / Q_{BPF}) s}{s^2 + (\omega_{BPF} / Q_{BPF}) s + \omega_{BPF}^2} \quad (2)$$

여기서,  $K_{BPF} = 1$ ,  $\omega_{BPF} = 2\pi \cdot f_{BPF}$ ,  $Q_{BPF} = 4$  절점주파수  $f_{BPF}$ 은 30[Hz]로 설정한다. 그림 1은 대역통과 필터의 주파수 응답특성을 보인다.

이 리플전류와 전압의 실효치를 계산한 후, 식(1)을 이용하여 커패시터의 용량을 계산한다. PWM 컨버터에서 직류전압은 전압센서에 의해 검출되지만 직류링크 전류는 일반적으로 측정하지 않는다. 이를 측정하기 위해 별도의 센서를 삽입하는 것은 비용면이나 설치면에서 불리하므로 식(3)와 같이 상전류와 스위칭함수를 이용하여 직류링크 전류를 구할 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$i_{dc} = S_a \cdot i_{as} + S_b \cdot i_{bs} + S_c \cdot i_{cs} \quad (3)$$

식(3)으로 구한  $i_{dc}$ 는 펄스형태의 파형이므로 이로부터 직접 실효치를 구하기가 어렵다. 따라서, 이  $i_{dc}$ 를 저역통과 필터를 이용하여 고조파 성분을 제거한 후, 다시 대역통과 필터를 이용하여 주입주파수 성분의 리플성분만을 추출할 수 있다. 그러나 실제 시스템은 샘플링 단위로 동작하므로 스위칭함수를 구하기 위해서는 복잡한 알고리즘을 필요로 한다. SVPWM에서는 스위치의 게이팅 인가시간이 계산되므로 이 게이팅 인가시간과 측정된 상전류를 이용하여 한 샘플링 동안의 직류링크의 평균전류를

다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{dc,cal} = \frac{(T_{ga} \cdot i_{as} + T_{gb} \cdot i_{bs} + T_{gc} \cdot i_{cs})}{T_{samp}} \quad (4)$$

식(4)의 전류에는 실제 직류링크 전류에 저역통과 필터를 사용한 것과 같은 효과가 나타나므로 스위칭 함수와 저역통과필터를 사용하지 않고 고조파 성분을 제거한 직류링크 전류를 구할 수 있다. 그림 3은 상전류와 게이팅펄스에 따른 직류링크 전류의 관계를 보인다.

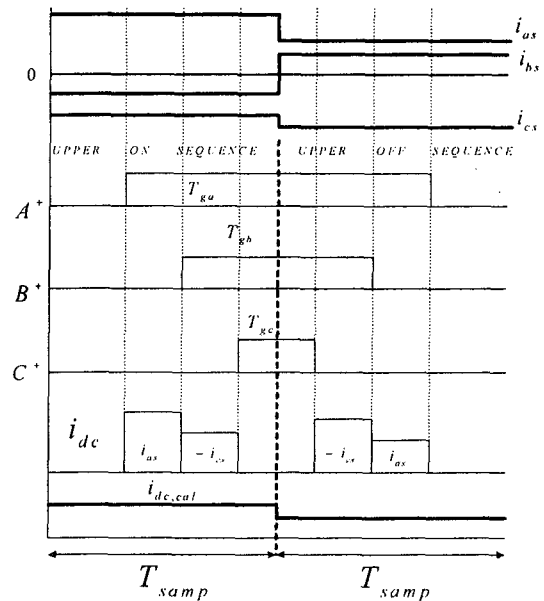


그림 3 직류링크 전류의 순시치와 평균치

Fig. 3 Instantaneous and averaged dc-link currents for each sampling period

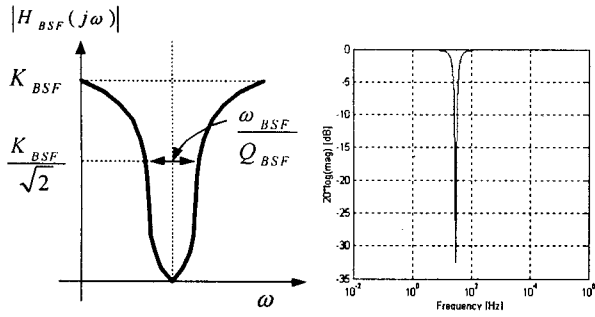


그림 4 대역차단 필터의 이득 특성  
Fig. 4 Gain curve of the band stop filter

표 1 시스템 파라미터

Table 1 System parameters

|               |                         |                       |
|---------------|-------------------------|-----------------------|
| 입력전압          | 3상 220[V]               |                       |
| 승압용 인덕터의 인덕턴스 | 3.5[mH]                 |                       |
| 승압용 인덕터의 저항성분 | 0.5[Ω]                  |                       |
| 컨버터 용량        | 3[kVA]                  |                       |
| 스위칭 주파수       | 3.5[kHz]                |                       |
| 주입전류          | 5[A], 30[Hz]            |                       |
| 직류 링크 동작 전압   | 350[V]                  |                       |
| 커패시터 용량       | LCR METER에 의한 측정치       | 공칭용량                  |
|               | $C_1=3077[\mu\text{F}]$ | 3300[ $\mu\text{F}$ ] |
|               | $C_2=2122[\mu\text{F}]$ | 2200[ $\mu\text{F}$ ] |
|               | $C_3=474[\mu\text{F}]$  | 500[ $\mu\text{F}$ ]  |

한편, 직류전압제어를 위해서는 주입한 전류에 기인하여 나타나는 직류전압의 리플성분을 제거하여야 한다. 이를 위해 대역차단필터(BSF)를 사용한다. 대역 차단 필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$H_{BSF}(s) = \frac{K_{BSF}(s^2 + \omega_{BSF}^2)}{s^2 + (\omega_{BSF}/Q_{BSF})s + \omega_{BSF}^2} \quad (5)$$

여기서,  $K_{BSF}=1$ ,  $\omega_{BSF}=2\pi \cdot f_{BSF}$ ,  $Q_{BSF}=2$ , 절점주파수  $f_{BSF}$ 은 30[Hz]로 설정한다. 그림 4는 대역차단 필터의 주파수 응답 특성을 보인다.

또한 대역을 통과한 직류전압은 아직 스위칭에 의한 고조파 성분을 많이 포함하고 있으므로 이를 제거하기 위해 2차 저역통과필터를 사용한다. 이의 전달함수는 다음과 같다.

$$H_{LPF}(s) = \frac{K_{LPF} \cdot \omega_{LPF}^2}{s^2 + (\omega_{LPF}/Q_{LPF})s + \omega_{LPF}^2} \quad (6)$$

여기서,  $K_{LPF}=1$ ,  $\omega_{LPF}=2\pi \cdot f_{cut}$ ,  $Q_{LPF}=2$ , 차단주파수  $f_{cut}$ 은 200[Hz]로 설정한다.

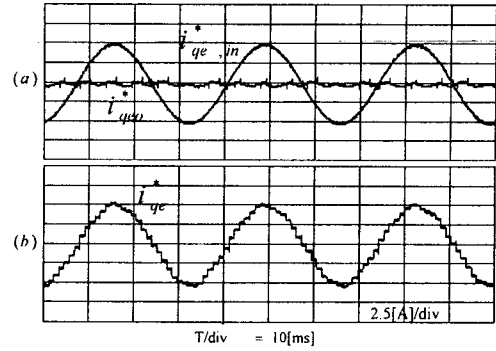


그림 5 전압제어기 출력과 주입전류  
Fig. 5 Voltage controller output and injected current

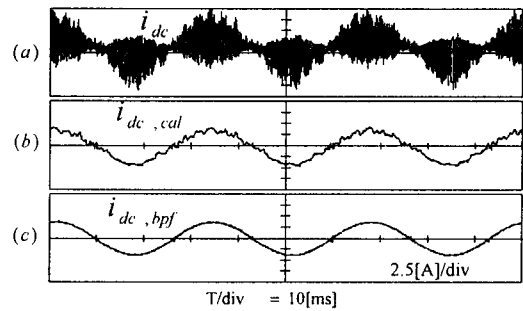


그림 6 직류 커패시터 전류 (a)실측치 (b)계산치 (c) 대역필터 통과 후

Fig. 6 Dc-link currents (a)measured (b)calculated (c)band-pass filtered

### 3. 실험 결과 및 검토

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 실험을 수행하였다. 시스템 파라미터 및 커패시터의 용량은 표 1에 보인다. 그림 5는  $C_1$ 의 직류 커패시터에 5[A], 30[Hz]의  $i_{qe,n}^*$ 을 주입한 경우 전압제어기의 q-축 전류파형을 보인다. 대역차단 필터에 의해 직류성분만을 제어함으로 전압제어기 출력  $i_{qeo}^*$ 는 거의 0에 가깝고,  $i_{qe}^*$ 는 주입전류와 거의 동일함을 보인다. 그림 6은 직류링크 전류파형이다. 그림 6(a)는 전류프로브를 이용하여 측정된 실제 전류이며 (b)는 게이팅 인가시간과 상전류를 이용하여 재구성한 직류링크전류의 평균치를 보인다. (c)는 대역통과필터를 사용하여 리플전류를 추출한 파형이다. 그림 7은 전류제어기의 특성을 보인다. 저주파 전류의 영향에도 불구하고 제어가 잘 되고 있음을 보인다. 그림 8은 직류링크 전압 파형이다. (a)는 실제의 측정전압이고 (b)는 직류링크전압의

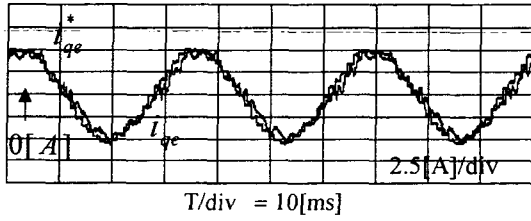


그림 7 q-축 전류기준치와 실제치  
Fig. 7 Q-axis current and its reference

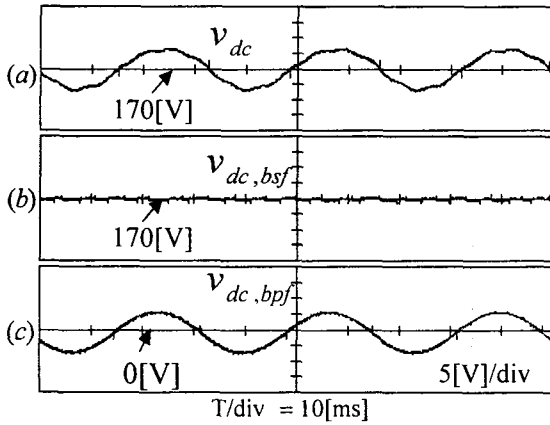


그림 8 직류 링크 전압 (a)측정치 (b)대역저지필터 통과 후 (c)대역통과필터 통과 후  
Fig. 8 Dc-link voltages (a)measured (b)band-stop filtered (c)band-pass filtered

대역차단필터의 출력이다. 주입전류를 인가한 후 전압제어기에서 직류성분만을 제어하기 위해 대역차단 필터를 사용한다. (c)는 직류링크 전압의 대역통과 필터 출력이다. 주입성분의 리플전압만을 출력한다. 그림 9는  $C_2$ 와  $C_3$ 를 병렬로 연결한 채 주입전류를 인가하여 커패시터의 용량을 추정하고, 잠시 후 동작 중에  $C_3$ 를 회로에서 개방한 경우 커패시턴스의 추정 값을 보이고 있다. C의 값이 변하더라도 제안된 기법에 의해 용량이 정확히 추정됨을 알 수 있다.

표 2는 각각의 커패시터 용량 변화에 따른 리플 전압과 전류의 실효치와 식(1)로 계산된 커패시터 용량을 보인다. 계산된 커패시터 용량이 실제 용량에 대해 2% 이내의 오차범위에 있음을 확인하였다. 이는 연구에서 제안한 커패시터 용량 추정기법이 타당함을 입증한다.

#### 4. 결론

3상 AC/DC/AC PWM 컨버터에서 커패시터를 시스템으로부터 분리하지 않고 무부하시 주입전류에 의해 발생된 직류 커패시터의 리플 전압과 전류

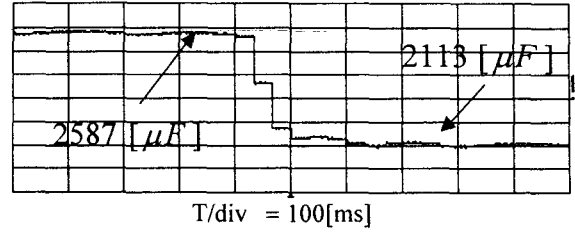


그림 9 용량 변화시 커패시턴스 추정  
Fig. 9 Capacitance estimation for variation of C

표 2 커패시터 용량의 실측치와 추정치  
Table 2 Measured and calculated capacitances of dc capacitors

| 커패시터 용량 (실측)   | 직류 커패시터의 전압과 전류의 30[Hz] 성분 |           | 계산된 커패시터 용량    | 계산 오차  |
|----------------|----------------------------|-----------|----------------|--------|
|                | 전압 실효치[V]                  | 전류 실효치[A] |                |        |
| 3077 $\mu$ F]  | 4.37                       | 2.59      | 3144[ $\mu$ F] | +2%    |
| 2596[ $\mu$ F] | 5.27                       | 2.58      | 2588[ $\mu$ F] | -0.3%  |
| 2122[ $\mu$ F] | 6.43                       | 2.57      | 2120[ $\mu$ F] | -0.09% |

로부터 온라인으로 커패시터의 용량을 추정하는 방법을 제안하였다. 용량의 추정오차가 2% 이내에 있음을 실험으로 확인하였다.

이 방법은 별도의 하드웨어의 추가 없이 소프트웨어만으로 구현이 가능하다는 장점이 있다. 제안된 알고리즘을 정기적으로 동작시킴으로써 커패시터의 열화 정도를 체크할 수 있다.

#### 참고 문헌

- [1] M. L. Gasperi, " Life Prediction Model for Aluminum Electrolytic Capacitor," *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 1347-1351, 1996, October.
- [2] M. L. Gasperi, " A Methode for Predicting the Expected Life of Bus Capacitor," *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 1042-1047, 1997, October.
- [3] F. G. Hayatee, "Heat Dissipation and Ripple Current Rating in Electric Capacitors," *Electrocomponent Sci. Tech.*, vol. 2, pp109-114, 1975.
- [4] J. H. McClellan, R. W. Schafer, and M. A. Yoder, *Dsp First*, Prentice Hall, 1999.
- [5] F. Blaabjerg and J. K Pederson, "Single Current Sensor Technique in DC Link of Three-Phase PWM Voltage Source Inverter: a Review and a Novel Solution," *IEEE Trans. on IA*, vol. 33, no. 5, pp. 1241-1253. 1997.