

입력전류 주입을 이용한 3상 AC/DC/AC PWM 컨버터의 직류링크 커패시터 용량 추정

李康柱*, 李東椿**, 石줄기***

Capacitance Estimation of DC-Link Capacitors of Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters using Input Current Injection

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

요 약

본 논문은 3상 PWM 컨버터의 커패시터의 용량을 온라인으로 추정하는 새로운 기법을 제안한다. 무부하 상태의 PWM 컨버터에 저주파수의 입력전류를 주입하면 직류링크단에 이에 대응되는 리플전압이 발생된다. 직류링크단의 리플전압과 전류를 검출하여 커패시터의 용량을 계산한다. 제안된 방법에 의해 계산된 커패시터의 용량의 추정오차는 2% 이내이다.

ABSTRACT

In this paper, a novel on-line dc capacitance estimation method for the three-phase 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%.

Key Words : Three-phase ac/dc/ac PWM converter, current injection, capacitance estimation

1. 서 론

전력변환장치에 사용되는 전력용 반도체 소자와 센서부의 수명은 반영구적인데 비해 전해커패시터는 전해질 증발에 따른 열화로 수명이 짧고 고장률이 높다^[1]. 또한 동일한 커패시터라도 동작 온도와 주파수에 따라 전해질 소모가 달라지므로 커패시터의 용량 감소를 예측하기 힘들다^[2]. 커패시턴스가 감소된 커패시

터를 방치하여 계속 사용할 경우, 직류링크에 큰 리플전압을 야기하며 이는 시스템에 큰 고장을 유발할 수도 있다. [3]에 따르면 커패시터 용량이 25% 감소할 때 동작수명이 다한 것으로 판정된다. 따라서 안정성이 요구되는 산업제품에서는 커패시터의 용량을 주기적으로 측정하여 적절한 교체시기를 판별해야 할 필요가 있다.

전력변환 장치에 사용되는 전해 커패시터의 중요도에 비추어 볼 때 이에 대한 연구결과는 그리 많지 않다. 그 동안 고장진단^[1]과 수명예측^{[4][6]}에 관한 연구결과가 소수 발표되었다. [1]의 방법은 커패시터의 특성 온도에서의 등가직렬저항 값을 비교하는 방법으로 온도센서와 같은 추가적인 하드웨어가 필요하다. [4]-[6]의 방법들은 알고리즘이 복잡하고 커패시터의 특성이 동작주파수와 동작온도에 민감하기 때문에 수명을 정

*학생회원, 영남대 대학원 전기전자공학부 석사 졸업

E-mail : ghostka@dreamwiz.com

**정회원, 영남대 전자정보공학부 부교수

***정회원, 영남대 전자정보공학부 조교수

접수일자 : 2002.12.11

1차심사 : 2003. 2. 4

심사완료 : 2003. 2.17

확히 예측하기 어렵다. 또한 이러한 방법은 커패시터가 연속적으로 동작할 것을 요구하므로 단속적으로 동작하는 시스템에 적용하기는 곤란하다.

대부분의 전력변환 시스템에서 커패시터는 전력변환부 내부에 설치되어 있어 계측기로 용량을 측정하기 위해서는 시스템으로부터 분리하여야 한다. 그리고 풍력발전기 시스템과 같이 전력변환장치의 접근이 곤란한 장소에 설치되어 있는 경우 커패시터의 용량을 측정하기는 더욱 어렵게 된다.

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 그 타당성을 검증하고자 한다.

2. 커패시터 용량 추정

먼저 인버터의 동작을 정지시키고 앞단의 컨버터만을 동작시킨 상태에서 특정한 주파수의 전류를 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 전류를 검출하여 그 실효치를 구하면 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 발생시키므로 전자의 경우가 용량 계산에 필요한 신호 추출에 더 유리하다. 그리고 주입 전류의 크기는 보통 수 암페어 이내의 커패시터의 허용리플전류 이내로 제한되어야 하므로^[7] 이를 고려하면 가능한 작은 크기의 전류로 보다 큰 리플전압 신호를 얻을 수 있는 저주파수의 주입이 바람직하다. 본 연구에서는 30[Hz]로 선택한다.

그림 1은 3상 AC/DC/AC PWM 컨버터 시스템의 제어 블록도이다. 역률 1 제어이므로 d-축 전류는 0으로 제어되고, 무부하로 운전될 경우 q-축 전류도 0으로

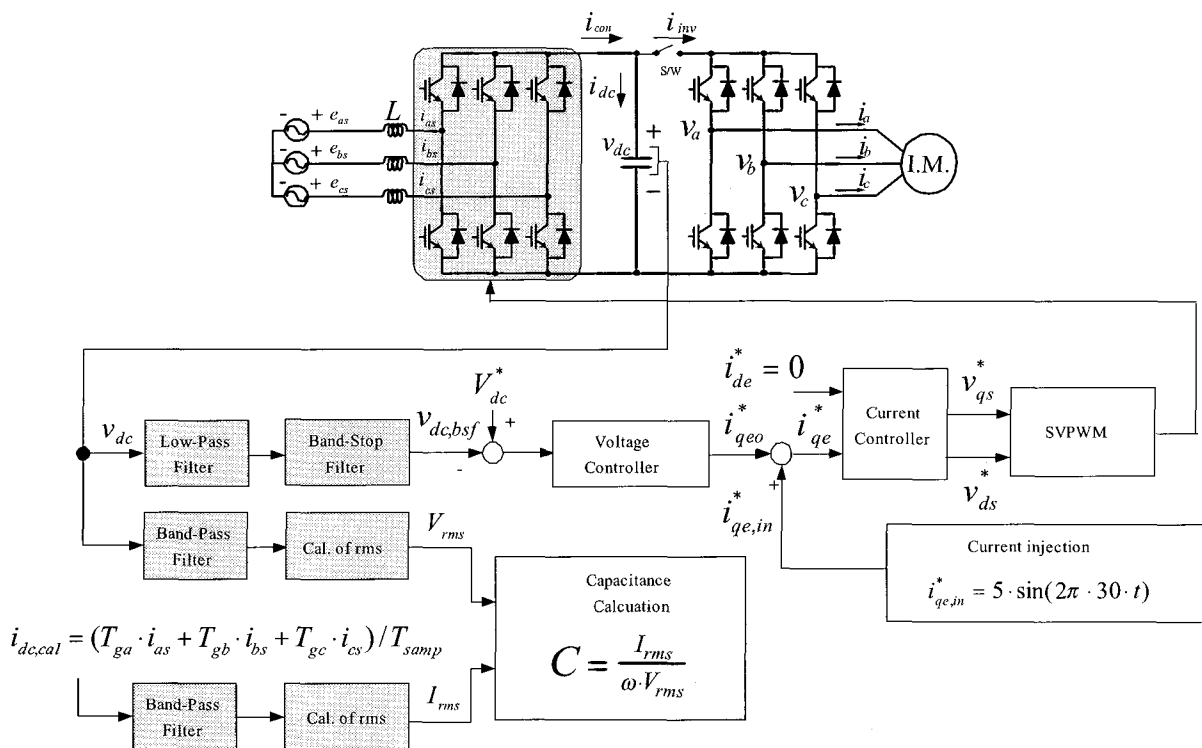


그림 1 직류 커패시터를 추정하기 위한 제어 블록도

Fig. 1 Control block diagram of 3-phase PWM converter for estimating dc capacitance

로 제어된다. 이 때 q-축 전류지령에 30[Hz]의 교류성분을 추가로 인가하면 직류 커패시터에는 주입전류와 동일한 주파수의 리플전류가 흐르고 이는 동일 주파수의 리플전압을 발생된다. 여기에 30[Hz]의 대역통과 필터(BPF)를 사용하여 필요한 주파수의 전압과 전류의 성분을 검출한다. 검출된 리플전류와 전압으로부터 실효치를 계산한 후, 식 (1)을 이용하여 커패시터의 용량을 계산한다.

PWM 컨버터에서 직류전압은 제어를 위해 센서를 통해 검출되지만 직류링크 전류는 일반적으로 측정되지 않는다. 이를 측정하기 위해 별도의 센서를 삽입하는 것은 비용면이나 설치면에서 불리하므로 식 (2)와 같이 상전류와 스위칭함수 S_{abc} 를 이용하여 직류링크 전류를 계산할 수 있다^{[8][9]}.

$$i_{dc} = S_a \cdot i_{as} + S_b \cdot i_{bs} + S_c \cdot i_{cs} \quad (2)$$

식 (2)로 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 사용하면 주입주파수 성분의 리플성분만을 추출할 수 있다. 그러나 실제 시스템은 샘플링 단위로 동작하므로 스위칭 함수를 구하기 위해서는 복잡한 알고리즘을 필요로 한다. 공간벡터 PWM에서는 스위치의 게이팅 인가시간이 계산되므로 이 게이팅 인가시간과 측정된 상전류를 이용하면 한 샘플링 동안의 직류링크의 평균전류를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{dc,cal} = \frac{(T_{ga} \cdot i_{as} + T_{gb} \cdot i_{bs} + T_{gc} \cdot i_{cs})}{T_{samp}} \quad (3)$$

여기서, T_{samp} 는 PWM 주기이고, T_{ga} , T_{gb} , T_{gc} 는 게이팅 인가시간을 나타낸다. 그림 2는 게이팅펄스에 따른 상전류와 직류링크 전류의 관계를 보인다. $i_{dc,cal}$ 은 매 샘플링 주기마다 평균치로 주어지므로 그림 2에서 처럼 펄스 형태의 i_{dc} 가 필터링된 효과로 나타남을 알 수 있다. 식 (3)에 의한 직류링크 전류 계산시 하드 웨어적인 게이트 드라이브의 데드타임이 고려되어야 한다. 본 논문에서는 데드타임에 의한 영향이 잘 보상되므로 이의 효과를 고려하지 않는다^[10].

주입 전류에 의해 발생된 리플전압과 전류의 주파수 성분을 검출하기 위해 대역통과 필터를 사용한다.

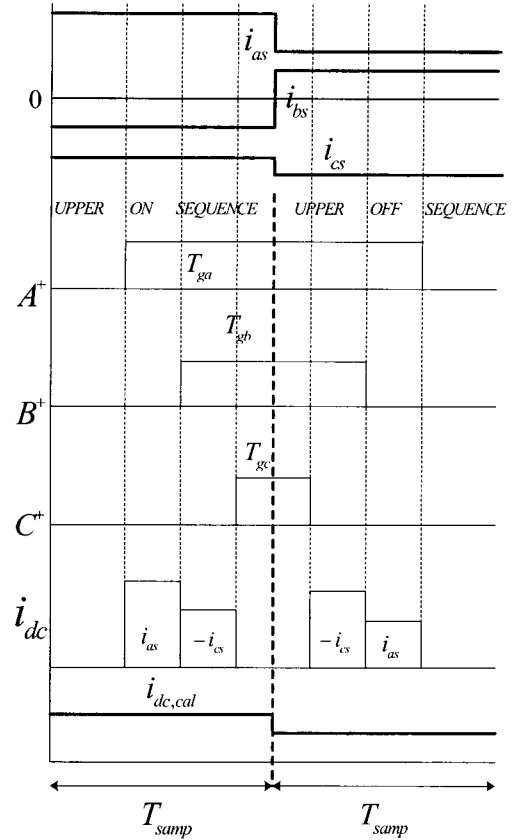


그림 2 게이팅 펄스와 상전류에 따른 직류링크 전류의 순시치와 평균치

Fig. 2 Instantaneous and averaged dc-link currents according to gating pulses and phase currents

대역통과 필터의 전달함수는 다음과 같다^{[11][12]}.

$$H_{BPF}(s) = \frac{K_{BPF}(\omega_{BPF}/Q_{BPF})s}{s^2 + (\omega_{BPF}/Q_{BPF})s + \omega_{BPF}^2} \quad (4)$$

여기서, $K_{BPF} = 1$, $\omega_{BPF} = 2\pi f_{BPF}$ 이며, 절점주파수는 $f_{BPF} = 30[Hz]$, 양호도(quality factor)는 $Q_{BPF} = 4$ 로 설정한다. 양호도는 필터의 특성을 결정하는데 커패시터에 주입되는 주파수 성분 외에는 다른 저주파 성분이 없기 때문에 양호도에 따른 추정의 정밀도는 크게 영향을 받지 않는다. 그림 3은 대역통과 필터의 주파수 응답특성을 보인다.

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

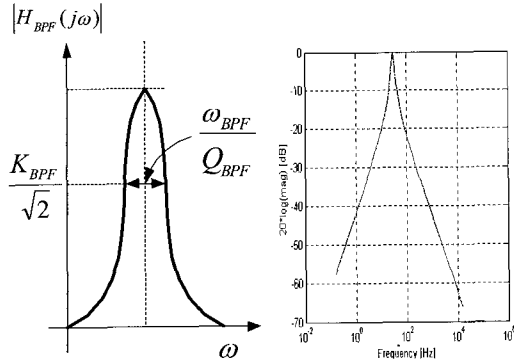


그림 3 대역통과 필터의 이득 특성
Fig. 3 Gain curve of the band pass filter

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

여기서, $K_{BSF}=1$, $\omega_{BSF}=2\pi f_{BSF}$, $Q_{BSF}=4$, 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 저역통과 필터를 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, $K_{LPF}=1$, $\omega_{LPF}=2\pi f_{cut}$, $Q_{LPF}=2$, 차단주파수 f_{cut} 은 200[Hz]로 설정한다.

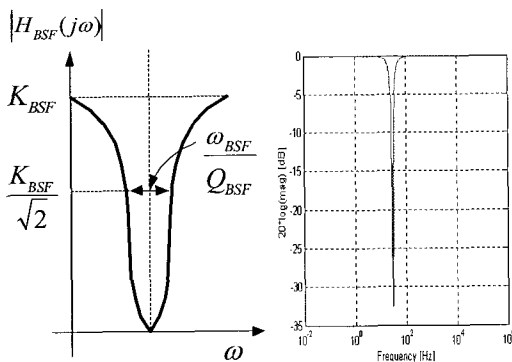


그림 4 대역차단 필터의 이득 특성
Fig. 4 Gain curve of the band stop filter

식 (4)의 대역통과 필터를 이용하여 검출된 리플전압과 전류의 실효치는 다음과 같이 계산한다.

$$V_{dc, rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N v_{dc, ripple}^2(k)} \quad (7)$$

$$I_{dc, rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N i_{dc, ripple}^2(k)} \quad (8)$$

여기서, $V_{dc, rms}$, $I_{dc, rms}$ 는 각각 리플전압과 전류의 실효치이며, N은 주입전류 한 사이클 동안의 샘플링 개수이다.

3. 실험 결과 및 검토

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 실험을 수행하였다. 시스템 파라미터 및 커패시터의 용량을 표 1에 보인다. LCR 미터를 이용하여 커패시터의 용량을 실제 측정하여 제안된 기법에 의해 추정된 커패시터 용량과 비교한다. 그림 5는 C_1 의 직류 커패시터에 5[A], 30[Hz]의 $i_{qe, in}^*$ 을 주입한 경우 전압제어기의 q-축 전류 파형을 보인다. 대역차단 필터에 의해 직류 성분만을 제어하므로 전압제어기 출력 i_{qeo}^* 는 거의 0에 가깝고, i_{qeo}^* 는 주입전류와 거의 동일함을 보인다.

그림 6은 전류제어기의 특성을 보인다. 저주파 전류의 영향에도 불구하고 제어가 잘 되고 있음을 보인다.

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] _{pk} , 30[Hz]	
직류 링크 동작 전압	350[V]	
커패시터 용량	공칭용량	LCR METER에 의한 측정치
	C_1 : 3300[μF]	3077[μF]
	C_2 : 2350[μF]	2122[μF]
	C_3 : 500[μF]	474[μF]

주) C_2 는 4700[μF] 두 개를 직렬로 연결

C_3 는 1000[μF] 두 개를 직렬로 연결

그림 7은 직류링크 전류과형을 나타낸다. 그림 7(a)는 전류프로브를 이용하여 측정된 실제 전류이며 (b)는 게이팅 인가시간과 상전류를 이용하여 재구성한 직류링크전류의 평균치를 나타낸다. (c)는 대역통과필터를 사용하여 리플성분만을 추출한 과형이다.

그림 8은 그림 7의 결과를 고조파 스펙트럼 분석한 결과이다. 대역통과 필터를 사용함으로써 고조파 성분이 완전히 제거되고 30[Hz]성분만 추출됨을 보인다.

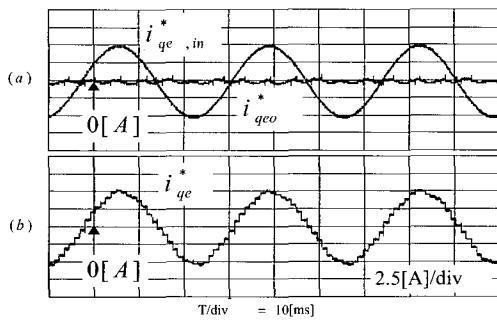


그림 5 전압제어기 출력과 주입전류
Fig. 5 Voltage controller output and injected current

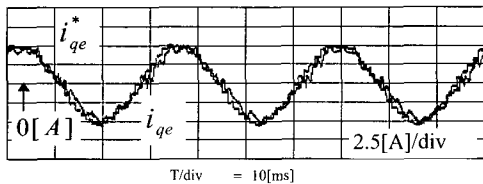


그림 6 Q-축 전류와 그 지령치
Fig. 6 Q-axis current and its reference

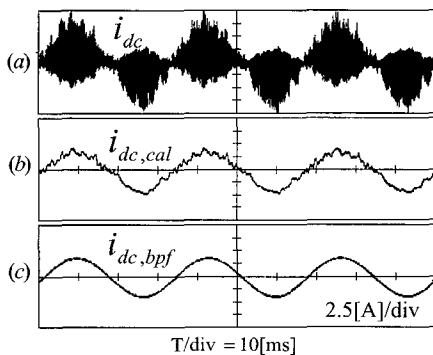


그림 7 직류 커패시터 전류
(a)실측치 (b)계산치 (c)대역필터 통과 후
Fig. 7 Dc-link currents
(a)measured (b)calculated
(c)band-pass filtered

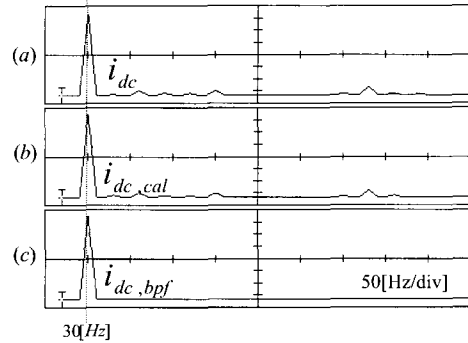


그림 8 직류 커패시터 전류의 고조파 스펙트럼
(a)실측치 (b)계산치 (c)대역필터 통과 후
Fig. 8 Harmonics spectrum of dc-link currents
(a)measured (b)calculated
(c)band-pass filtered

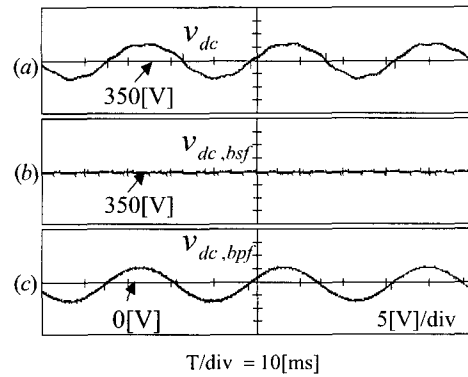


그림 9 직류 링크 전압
(a)측정치 (b)대역차단필터 통과 후
(c)대역통과필터 통과 후
Fig. 9 Dc-link voltages
(a)measured (b)band-stop filtered
(c)band-pass filtered

그림 9는 직류링크 전압 과형이다. (a)는 실제의 측정전압이고 (b)는 직류링크 전압의 대역차단 필터의 출력이다. 주입전류를 인가한 후 전압제어기에서 직류 성분만을 제어하기 위해 대역차단 필터를 사용한다. (c)는 직류링크 전압의 대역통과 필터 출력이다. 주입 성분의 리플전압만을 추출한다.

그림 10은 그림 9의 결과를 고조파 스펙트럼 분석한 결과이다. 필터가 만족스럽게 동작함을 알 수 있다. 그림 11은 표 1에 주어진 C_2 와 C_3 의 커패시터를 병렬로 연결한 상태에서 주입전류를 인가하여 커패시터의 용량을 추정한 후 C_3 를 회로에서 갑자기 분리시킨 경우의 직류링크 리플전압, 전류, 그리고 추정 용량을 보

이다. 용량이 변하더라도 제안된 기법에 의해 그 값이 정확히 추정됨을 알 수 있다.

표 2는 다른 용량의 커패시터를 사용한 경우에 대한 리플전압과 전류의 실효치와 추정용량을 보인다. 추정된 커패시터 용량이 실제 용량에 비해 2% 이내의 오차범위에 있으며 만족할 만한 결과라고 할 수 있다

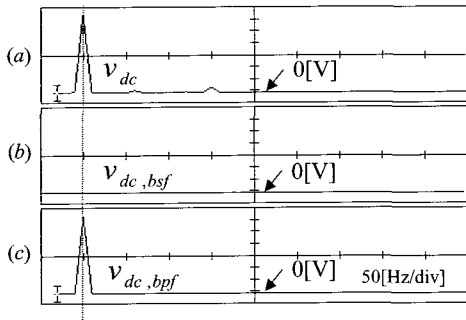


그림 10 직류 링크 전압의 고조파 스펙트럼
(a) 측정치 (b) 대역저지필터 통과 후
(c) 대역통과필터 통과 후

Fig. 10 Harmonics spectrum of Dc-link voltages
(a) measured (b) band-stop filtered
(c) band-pass filtered

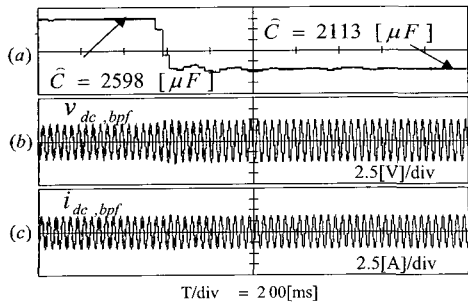


그림 11 급작스런 용량 변화시 커패시턴스 추정
Fig. 11 Capacitance estimation at abrupt variation of C

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		추정된 커패시터 용량	추정 오차
	전압 실효치[V]	전류 실효치[A]		
C1 : 3077[μF]	4.386	2.581	3122[μF]	+1.46%
C2 : 2122[μF]	6.436	2.575	2113[μF]	-0.43%
C2+C3 : 2596[μF]	5.273	2.582	2598[μF]	+0.08%

4. 결 론

3상 AC/DC/AC PWM 컨버터에서 커패시터를 시스템으로부터 분리하지 않고 무부하시 주입전류에 의해 발생된 직류 커패시터의 리플 전압과 전류로부터 온라인으로 커패시터의 용량을 추정하는 방법을 제안하였다. 실험 결과, 용량의 추정오차가 2% 이내에 있음을 확인하였다. 이 방법은 별도의 하드웨어의 추가 없이 소프트웨어만으로 구현이 가능하다는 장점이 있다. 제안된 알고리즘을 필요시 동작시킴으로써 커패시터의 열화 정도를 체크하여 커패시터를 적절한 시기에 교체할 수 있다.

이 논문은 2002학년도 영남대학교 학술연구비 조성비에 의한 것임.

참 고 문 헌

- [1] P. Venet, F. Perisse, M.H. El-Husseini, and G. Rojat, "Realization of a Smart Electrolytic Capacitor Circuit", *IEEE Industry Application Magazine*, pp. 16~20, Jan/Feb. 2002.
- [2] M.L. Gasperi, "Life Prediction Model for Aluminum Electrolytic Capacitor", *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 1347~1351, October 1996.
- [3] Hitachi AIC Inc., *Estimated life of Aluminum Electrolytic Capacitors*, Tokyo, Japan, August 1999.
- [4] 이동춘, 김형진, "인버터용 전해커패시터의 수명추정", *전기학회 논문지*, 제7권, 7호, pp. 339~346, 2001.
- [5] M.L. Gasperi, "A Methode for Predicting the Expected Life of Bus Capacitor", *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 1042~1047, October 1997.
- [6] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, and Viverge, "Failure Prediction of Electrolytic Capacitors during Operation of a Switchmode Power Supply", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 13, pp. 1199~1207, Nov. 1998.
- [7] F.G. Hayatee, "Heat Dissipation and Ripple Current Rating in Electric Capacitors", *Electrocomponent Sci. Tech.*, vol. 2, pp. 109~114, 1975.
- [8] 이동춘, 이지명, 임대식, "교류측 센서를 제거한 3상 PWM 정류기의 새로운 제어", *전력전자학회 논문지*, 제5권, 6호, pp. 592~600, 2000.
- [9] 이우철, 현동석, "상대 관측기를 이용한 3상 전압원 PWM 컨버터의 단일센서 전류 제어", *전력전자학회 논문지*, 제4권, 3호, pp. 249~256, 1999.

- [10] Jong-Woo Choi and Seung-Ki Sul, "Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation", *IEEE Trans on Power Electron*, Vol. 11, No. 2, March 1996.
- [11] Rulph chassaing, *Digita Signal Processing*, John WILEY & SONS, INC, 1999.
- [12] J.H. McClellan, R.W. Schafer, and M.A. Yoder, *DSP First*, Prentice Hall, 1999.

저 자 소 개



이강주(李康柱)

1975년 4월 23일생. 2001년 영남대 전기전자공학부 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



이동준(李東楅)

1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년 ~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문연구교수. 현재 영남대 전자정보공학부 부교수. 당 학회 편집위원.



석출기(石雋基)

1969년 3월 29일생. 1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1998년 ~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 현재 영남대학교 전자정보공학부 조교수. 당 학회 학술위원.