

캐패시터리스 인버터의 입력 전류 공진 억제

유안노*, 이학준*, 이육진*, 설승기*, Behzad Mirzaeian Dehkordi**, 김선자***, 나승호***, 김정하***, 서울대*, University of Isfhan**, LS산전***

Resonance Suppression Control of Input Current for Capacitorless Inverter

Anno Yoo*, Hak-Jun Lee*, Wook-Jin Lee*, Seung-Ki Sul*, Behzad Mirzaeian Dehkordi**, Sunja Kim**, Seungho Na**, Jeongha Kim**
Seoul National University*, University of Isfhan**, LS Industrial Systems***

Abstract - 본 논문은 직류단 전원(DC link)에 대용량의 전해 캐패시터(Electrolytic capacitor)를 사용하지 않는 전해 캐패시터리스(Electrolytic-Capacitorless) 인버터의 입력 전류와 직류단 전원 공진(resonance) 억제에 대한 것이다. 직류단 전원의 순시적인 에너지 원으로 사용되는 전해 캐패시터를 사용하지 않는 캐패시터리스 인버터는 기존의 인버터에 비해서 가격, 부피 면에서 장점을 가지지만, 직류단 전원의 캐패시터 용량이 작아서 부하 단 스위칭의 영향이 입력 전류에 직접적으로 나타나게 된다. 이에 따라서 캐패시터리스 인버터는 필연적으로 입력 단에 저역 통과 필터(Low Pass Filter : LPF)가 필요하다. 입력 단의 필터는 간단한 구조와 가격적 측면을 고려하여 LC 필터가 주로 사용되는데, LC 필터는 직류단 전류에 의한 공진의 원인이 된다. 본 논문에서는 캐패시터리스 인버터의 입력 필터의 영향을 분석하여 입력 전류와 직류단 전압의 공진을 억제 할 수 있는 방법을 제시하고, 실험 결과를 통하여 제안된 방법의 유효성을 확인한다.

1. 서 론

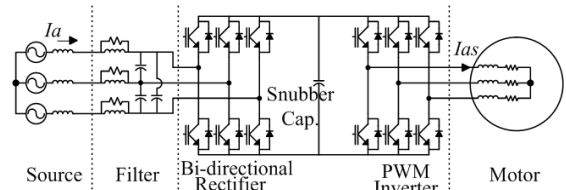
기존의 3상 전압형 인버터에서 입력 전원은 다이오드 정류기(Diode Rectifier)를 거쳐 순시적인 에너지 저장원으로 사용되는 전해 캐패시터를 통하여 부하 단에 전력을 공급한다. 이 경우, 전해 캐패시터는 부하 단의 전력 용량에 따라 수 백~수 만 μF 의 용량을 갖도록 설계되며, 안정적인 초기 운전을 위해서는 초기 충전 회로(initial charging circuit)를 필요로 한다. 이러한 구조는 비용 적, 구조 적 불리함을 가져오는데, 전해 캐패시터와 초기 충전 회로의 사용은 시스템의 전체 부피를 증가시키고, 가격 상승의 요인으로 작용한다. 특히 전해 캐패시터의 경우, 인버터 시스템의 수명에 직접적으로 연관되어 유지 보수비용 증가의 원인 및 신뢰성 저하의 원인으로 작용한다. 대용량의 전해 캐패시터와 다이오드 정류기를 사용할 경우, 입력 전류의 전고조 왜율(Total Harmonic Distortion : THD)이 악화되는 단점을 가지게 되며, 다이오드 정류기의 사용은 회생(regeneration) 운전을 불가능하게 하여, 부하와 운전 상황에 따라 추가적인 제동 회로와 제동 저항을 필요로 한다.

이러한 문제 점 때문에 최근에 전해 캐패시터를 사용하지 않는 인버터 시스템에 대한 연구가 활발히 진행 되고 있다. 이러한 연구는 크게 두 가지로 나눌 수 있는데, 하나는 PWM 승압형 컨버터(PWM boost converter)를 이용한 연구[1~3]와 입력 주파수에 동기 된 정류기(line frequency switched rectifier)를 이용한 연구[4, 5]가 그것이다. PWM 승압형 컨버터의 경우 전류 제어에 필요한 추가적인 인덕터가 필요하고 입력 단 스위칭 소자의 발열 문제가 발생 하는 단점이 있어서 기존의 3상 전압형 인버터에 비해서 부피 및 가격에서 이점을 갖기 어렵지만, 입력 주파수에 동기 된 정류기를 사용할 경우, 입력 단 스위칭 소자의 스위칭 주파수가 전원 주파수에 동기 되기 때문에 발열 문제가 없고, 입력 필터에 소용량의 인덕터가 사용되기 때문에 기존의 인버터에 비해서 상대적으로 이점을 가지게 된다. 하지만, 입력 주파수에 동기 된 정류기를 사용한 캐패시터리스 인버터의 경우, 입력 전원 전압이 낮고, 큰 전력이 요구되는 경우- 즉 입력 전류가 상대적으로 큰 경우-에 대해서는 많은 연구가 진행되지 않았다. 본 논문에서는 입력 주파수에 동기 된 정류기를 사용한 캐패시터리스 인버터 시스템의 입력 필터의 설계와 분석을 통하여, 입력 단 전류의 공진과 직류단 전원의 왜곡 현상을 억제하는 방법을 제시하고, 실험을 통하여 제안된 방법을 확인한다.

2. 본 론

2.1 캐패시터리스 인버터의 구성과 입력 필터의 영향

그림 1은 캐패시터리스 인버터의 구성도로, 제안된 캐패시터리스 인버터는 전원 주파수로 스위칭 하는 양방향 정류기(Bi-directional Rectifier)를 이용하여 전동(motoring) 운전과 발전(regenerating) 운전이 모두 가



〈그림 1〉 캐패시터리스 인버터의 구성도

능하다. 또한 직류단 전원에는 대용량의 전해 캐패시터 대신에, 수 μF 의 스너버 용 필름(film) 캐패시터를 사용하기 때문에 직류단 캐패시터는 에너지 원으로 사용되지 못한다. 따라서 제안된 캐패시터리스 인버터의 직류단 전원은 전동 운전에서는 전압 원으로 동작하고, 발전 운전에서는 전류 원으로 동작하게 된다. 그림 2은 등가화 된 입력 필터를 나타낸다. 부하 단 스위칭에 의한 영향을 고조파 원으로 나타내고 LC 필터로 입력 필터를 구성하면, 필터의 제정수(parameter)는 다음과 같은 관계를 통해 구할 수 있다.

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{3L_F C_F}} \quad (1)$$

$$R_F = \omega_c L_F \quad (2)$$

이 때, ω_c 는 입력 필터의 차단 주파수, L_F , C_F , R_F 는 각각 입력 필터의 인덕턴스, 캐패시턴스, 최대 댐핑(damping)을 가지는 인덕터와 병렬 연결된 저항 값이다. 부하 단의 인버터의 스위칭으로 인해 발생하는 맥동은 스위칭 주파수의 2배에 해당하므로, 입력 필터의 차단 주파수는 스위칭 주파수의 $\frac{1}{10} \sim \frac{1}{2}$ 로 설정할 수 있다. 이 때, 입력 필터에 걸리는 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{filter} = i_{line} \frac{sL_F R_F}{sL_F + R_F} \quad (3)$$

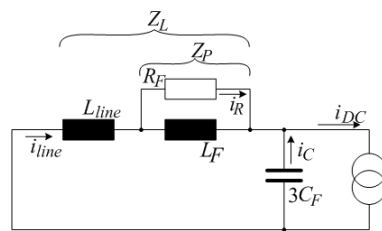
이 때 v_{filter} 는 입력 필터에 걸리는 전압, i_{line} 는 입력 상 전류이다. 식 (2)와 (3)에서 볼 수 있듯이, 입력 필터에 걸리는 전압은 입력 상 전류가 커질수록, 그리고 입력 필터의 인덕턴스가 커질수록 그 값이 커지게 된다. 직류단 전원은 입력 선간 전압의 최대 값과 필터에 걸리는 전압의 합으로 나타나므로, 다음의 관계를 만족시킨다.

$$v_{dc} = \max\{(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}) + (v_{ab,filter}, v_{bc,filter}, v_{ca,filter})\} \quad (4)$$

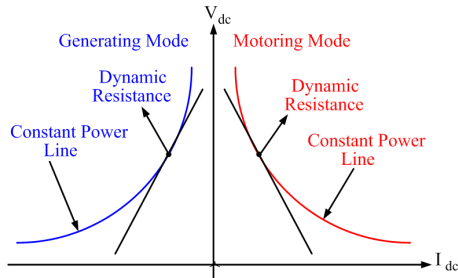
이 때 v_{xy} 는 각 선간 전압을 나타내고, $v_{xy,filter}$ 는 각 선간의 입력 필터에 걸리는 전압을 나타낸다. 식 (4)에서 볼 수 있듯이, 직류단 전원은 입력 선간 전압과 필터에 걸리는 전압의 합으로 결정되는데, 운전 상황에 따라 상 전류 방향이 달라지므로, 필터에 걸리는 전압이 운전 상황에 따라 그 부호를 다르게 갖게 되어, 전동 운전과 발전 운전 시의 직류단 전원의 모양도 달라진다.

2.2 입력 전류와 직류단 전원 안정화 대책

그림 3은 운전 상황에 따른 동적 임피던스(dynamic impedance)를 나타



〈그림 2〉 단상 등가화 된 입력 필터



〈그림 3〉 전동 모드와 발전 모드에 따른 동적 임피던스

낸 것으로, 전동 운전에서는 일정 부하 상황에서 동적 임피던스가 음(negative)의 부호를 갖고, 발전 운전에서는 양(positive)의 부호를 가져서, 전체 시스템은 발전 운전에서 전동 운전에 비해서 안정적 동작을 한다. 그림 4는 운전 상황에 따른 입력 상 전류를 측정할 실험 결과이다. 실험 결과에서 볼 수 있듯이, 전동 운전 시 입력 상 전류에 입력 필터에 의한 공진이 크게 나타나고 이에 따라서 직류단 전원의 왜곡이 커지는 것을 알 수 있다. 전동 모드에서 나타나는 직류단 전원과 입력 상 전류의 왜곡을 억제하기 위해서 본 논문에서는 부하 단 출력에 추가적인 맥동 전력을 더하는 방법을 제안한다. 식 (5)는 부하 단의 전력 식이다.

$$P_{load} = \frac{3}{2}(v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qs}^s i_{qs}^s) \quad (5)$$

이 때 v_{ds}^s , v_{qs}^s , i_{ds}^s , i_{qs}^s 는 각각 정지 좌표계의 d, q축 전압과 전류이다. 식 (5)에서 알 수 있듯이, 맥동 전력은 전류 맥동을 이용하거나, 전압 맥동을 이용하여 얻을 수 있는데, 전류 맥동을 이용할 경우, 전류 제어기가 수 kHz의 넓은 제어 주파수 대역(bandwidth)을 가져야 하고, 전류 제어를 위한 전압 여유(margin)가 충분히 커야 하는 단점이 있기 때문에, 본 논문에서는 전압의 맥동을 이용하는 방법을 제시한다. 다음 식은 입력 전류 공진 억제를 위한 맥동 전력 식이다.

$$\tilde{P} = k(v_{dc,notch} - v_{dc,avg}) \quad (6)$$

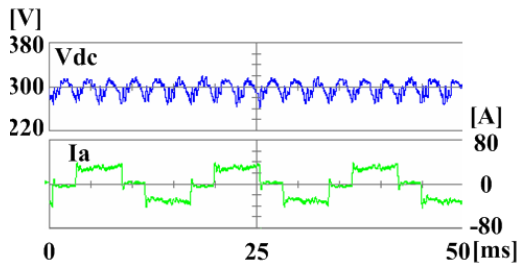
식 (6)에서 k 는 비례 이득, $v_{dc,notch}$ 는 직류단 전원을 360Hz notch(notch) 필터링 한 값이고, $v_{dc,avg}$ 는 직류단 전원의 평균치이다. 식 (6)의 맥동 전력을 식 (7), (8)과 같이 정지 좌표계의 d, q축 전압에 적절히 분배할 경우, 원하는 맥동 전력을 얻을 수 있게 되어 입력 전류의 맥동을 억제할 수 있다.

$$\tilde{v}_{ds}^s = \frac{\tilde{P}}{\sqrt{i_{ds}^s{}^2 + i_{qs}^s{}^2}} \cos \theta_{current} \quad (7)$$

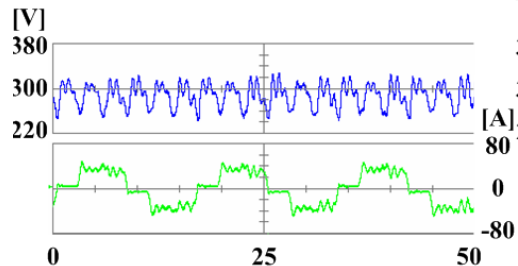
$$\tilde{v}_{qs}^s = \frac{\tilde{P}}{\sqrt{i_{ds}^s{}^2 + i_{qs}^s{}^2}} \sin \theta_{current} \quad (8)$$

이 때, \tilde{v}_{ds}^s , \tilde{v}_{qs}^s 는 제안된 방법에 의해서 결정된 정지 좌표계의 d, q축 맥동 전압이다. 또한 $\theta_{current}$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\tan \theta_{current} = \frac{i_{qs}^s}{i_{ds}^s} \quad (9)$$



(a) 10kW 발전 모드

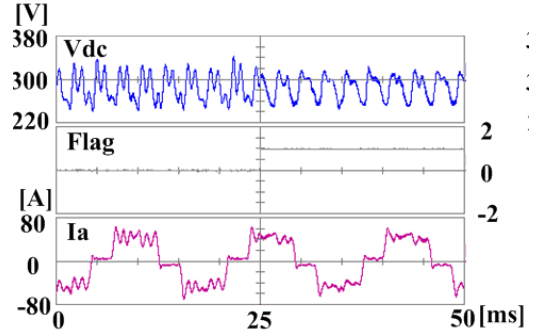


(b) 10kW 전동 모드

〈그림 4〉 운전 모드에 따른 직류단 전원과 입력 상 전류 변화

2.3 실험 결과

그림 5는 제안된 방법을 이용한 실험 결과이다. 대상 전동기는 유도기이며, 전동기 제정수는 표 1과 같다. 입력 전원은 선간 전압 실험치 220V이고, 직류 전원단에는 9.2uF의 스너버 캐패시터를 이용했다. 부하 단 인버터의 스위칭은 10kHz이고, 입력 필터의 제정수는 $L_F = 100\mu H$, $C_F = 22\mu F$, $R_F = 1.6\Omega$ 으로, 차단 주파수는 2kHz로 설정하였다. 그림 5에서 부하 전동기는 12kW 전동 운전하고 있으며, Flag = 1의 구간이 제안된 입력 전류 맥동 방법이 시작되는 순간이다. 그림에서 볼 수 있듯이, Flag = 0인 구간에서는 입력 전류의 공진이 크게 나타나고 있으며 이에 따라 직류단 전원 역시 왜곡이 되고 있으나, 제안된 방법이 적용되면 입력 전류의 공진이 억제되고, 이에 따라서 직류단 전원의 왜곡이 크게 감소하는 것을 알 수 있다.



〈그림 5〉 제안된 방법을 이용한 입력 전류와 직류단 전원 공진 억제

3. 결 론

직류 전원단에 수 μF 의 스너버 캐패시터를 사용하는 전해캐패시터리스 인버터는 가격 적, 부피 적 측면에서 기존의 인버터에 비해서 이점을 가질 수 있으나, 낮은 입력 전압, 높은 전력 용량에서는 입력 전류의 공진과 이로 인한 직류단 전원 왜곡 현상이 발생한다. 본 논문에서는 이에 대한 분석과 대책을 제시하였으며, 실험을 통하여 제안된 방법의 유용성을 확인하였다.

〈표 1〉 유도 전동기 제정수

Rated Power	22[kW]
Rs	0.044[Ohm]
Rr	0.0252[Ohm]
Lm	12.9[mH]
Ls	13.45[mH]
Lr	13.37[mH]
Polepair	2

[참 고 문 헌]

- [1] L.Malesani, L.Rossetto, P.Tenti, P.Tomasin, "AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link", IEEE.Trans.Industry Applications, Vol 31, No.2, pp. 287-292, Mar/April, 1995.
- [2] J.S.Kim and S.K.Sul, "New Control Scheme for AC-DC-AC Converter Without DC Link Electrolytic Capacitor", in Proc. IEEE-PESC, pp. 300-306, 1993.
- [3] B.G.Gu and K. Nam, "A Theoretical minimum DC-link capacitance in PWM converter-inverter systems", in Proc. IEE-EPE, pp. 81-88, 2004.
- [4] B.Piepenbreier and L.Sack, "Regenerative Drive Converter with Line-Frequency Switched Rectifier and without DC Link Components", in Proc.IEEE-PESC, pp. 3917-3923, 2004.
- [5] S.Kim S.K.Sul and A. Lipo, "AC/AC Power Conversion Based on Matrix Converter Topology with Unidirectional Switches", IEEE.Trans.Industry Applications, Vol 36, No. 1, pp. 139-145, Jan/Feb, 2000.
- [6] A.Emadi, A.Khaligh, C.H.Rivetta and G. A. Williamson, "Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Automotive Systems : Definition, Modeling, Stability, and Control of Power Electronic Converters and Motor Drives", IEEE. Trans. Vehicular Technology, Vol.55, No.4, pp. 1112-1125, 2006.
- [7] M.Hinkkanen, L.Harnefors and J.Luomi, "Control of Induction Motor Drives Equipped With Small DC-Link Capacitance", in Proc. IEE-EPE. pp. 1-10, 2007.