

# 직류링크 전해커패시터 없는 AC-DC-AC 컨버터 제어에 관한 연구

김 준 석<sup>o</sup>, 설 승 기  
서울대학교 전기공학부 전력전자 연구실

## New Control Scheme for AC-DC-AC Converter Without DC Link Electrolytic Capacitor

John Sheok Kim and Seung Ki Sul  
Seoul National University

**Abstract** — In this paper, a novel concept for a static three-phase to three-phase power converter for an AC drive with an unity power factor and reduced harmonics on the utility line is presented. The power circuit consists of two back-to-back connected six-pulse bridges having only a 5μF ceramic capacitor in the DC link. By controlling the active power balance between two bridges, the DC link voltage can be maintained within 20V deviation from the nominal value with the small ceramic capacitor regardless of the load variation even in the unbalanced source condition.

### I. 서 론

일반적인 정류기-인버터 형태의 전력변환기는 일정 전압 혹은 전류를 확보하기 위해 직류링크에 커패시터나 인덕터 등의 수동소자를 사용하고 있다. 그러나, 이처럼 직류링크를 거쳐서 전력이 변환되는 전력변환기는 여러가지 자체적인 문제점을 지니고 있다. 먼저, 큰 부피의 수동소자가 직류링크에 사용됨으로써 전력변환기의 크기나 형태 등에 큰 제약점을 주고 있다. 특히 전압형 전력변환기에 주로 사용되는 전해 커패시터는 저가격으로 큰 에너지밀도를 갖는 정전압원을 확보할 수 있게 해주는 장점도 있지만, 부피가 크고 무겁고 그리고 시스템의 응답성을 저하시키는 등의 문제점을 가지고 있다[1]. 더우기 전해커패시터의 수명이 전력변환기에 사용되는 다른 소자의 수명에 비해 매우 짧기 때문에, 전체 시스템의 수명이 전해 커패시터의 수명으로 결정되는 단점도 있다. 일반적인 전력변환기의 또다른 큰 결점은 직류의 전력을 얻기 위해 3상 비제어 정류기를 사용한다는 점이다. 정류기를 사용할 경우, 3상 입력전압의 침투부분에서만 전류가 흐르기 때문에 전력 재동에 무시할 수 없는 저차 고조파가 발생된다. 또한 단일 방향의 전력전달만이 가능하므로 저항, 스위치등의 다른 소자를 추가해야 전동기 회생제동(Regenerative Brake) 동작이 가능하다.

본 논문에서는 양쪽 컨버터의 순시전력이 한 제어주기 안에서 평균적으로 일치하도록 제어함으로써 직류링크의 커패시터 용량을 수 μF 단위로 줄임은 물론, 모든 운전 상태에서 전원측 전류가 정현파 형태인 역류1 운전을 보장하는 새로운 알고리즘을 제시한다. 커패시터의 용량이 크게 축소됨으로써 수명이 길고 소형인 세라믹 커패시터를 직류링크에 사용할 수 있도록 하였으며, 향후 전력용 반도체에 자체적으로 존재하는 반도체 접합부(junction)커패시터를 이용한 단일 칩(chip) AC-DC-AC 전력 변환기의 실용화를 위한 이론적 기초를 제공하였다.

### II. 직류링크 전압제어 원리

#### 시스템의 수학적 모델링

전원단은 주파수 ω의 평형된 3상 정현파 전압원이라고 가정한다. 전원전압을 d-q 정좌표계로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_q &= \frac{(2E_a - E_b - E_c)}{3} \\ E_d &= \frac{(E_c - E_b)}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (1)$$

#### 역류1 운전 조건

입력전압과 전류를 전원단 a상 전압의 위상에 동기시킨 동기좌표계로 표현하면 동기좌표계상의 전원측 q축 전압은 일정한 크기의 직류량으로 표시되고 d축 전압은 0으로 나타난다. 즉,

$$\begin{aligned} E_q^e &= E \text{ (Constant)} \\ E_d^e &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

식(3)에서와 같이 모든 전압성분이 q축에만 나타나므로, 역류1 운전을 수행하기 위해서는 모든 전류성분이 마찬가지로 q축에만 나타나야 한다. 따라서 d축 전류가 0으로 운전되는 것이 요구된다. 그러므로 d축 전류의 기준치는,

$$I_d^{e*} = 0 \quad (4)$$

#### 부하측 전력 추정 알고리즘

부하측에서 소비되는 전력은 벡터제어에 의해 운전되는 유도전동기의 전류 및 속도 정보에 바탕을 두고 추정한다. 부하로 사용되는 유도전동기의 모든 제정수를 정확히 안다는 가정하에 벡터 제어 운전 조건으로부터 유도전동기의 출력 및 동손을 구한다.

$$\begin{aligned} P_{machine} &= \frac{3}{2} \left( (r_s + r_r) \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 I_{qs}^2 + r_s I_{ds}^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{L_m^2}{L_r} I_{qs}^e I_{ds}^e \omega_r \right) \end{aligned} \quad (5)$$

유도전동기의 철손은 전동기의 운전조건(여자전류 및 입력주파수 등)에 따라 실제 프로그램에서 실험적인 추정치로 보완한다.

또 한가지 추정해야 할 전력이 시스템의 손실에 해당하는 전력 성분이다. 이 전력은 다음의 근사식에 의해 손실을 추정한다.

$$P_{loss} = K_{constant} (I_{qs}^2 + I_{ds}^2) \quad (6)$$

$$P_{out} = P_{machine} + P_{loss} \quad (7)$$

$$P_{input} = \frac{3}{2} (E_q^e I_q^e + E_d^e I_d^e) = \frac{3}{2} E I_q^e \quad (8)$$

#### 직류링크 전압 제어 알고리즘

##### 1) 전향 제어기(Feed-forward Controller)

직류링크의 커패시터는 전원측에서 유입되는 전력과 부하측 전력 사이의 차이를 감당하는 완충기(buffer)로서 동작한다. 따라서 직류링크의 커패시터용량을 축소하려면 부하측 전력과 전원측 전력이 순시적으로 일치 하여야 한다. 그러므로 식(7), (8)에서

$$I_q^e = \frac{2}{3} \frac{1}{E} P_{out} \quad (9)$$

##### 2) 제한 제어기(Feed-back Controller)

전력의 평형한 아니라 일정한 직류링크 전압이 보장되어야 하므로 직류링크의 전압이 제한되어 제어될 필요성이 있다. 본 연구에서는 시스템의 속응성 및 안정성을 증가시키기 위해 데드-비트(dead-beat)형태의 직류링크 전압 제어기를 제안한다. 제안된 제어기는 속응성 향상을 위해 적분제어기를 배제한 비례제어기 형태로만 구성된다. 간단한 직류링크부의 회로 방정식으로부터 직류

링크 전압오차  $V_{dc-err}$ 를 보상할 수 있는 전류의 크기를 다음 수식과 같이 구할 수 있다.

$$I_a^* = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = C_{dc} \frac{V_{dc-err}}{T_{smp}} \quad (10)$$

전원측 컨버터에 대한 전류의 기준치는 식(9) 및 (10)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$I_a^{**} = \frac{2}{3} \frac{1}{E} P_{out} + \frac{C_{dc}}{T_{smp}} V_{dc-err} \quad (11)$$

$$I_d^{**} = 0$$

본 논문에서 제안하는 제어기는 시스템의 속도성을 향상시키기 위해 비례제어기뿐만 구성되어 있고 적분성분이 포함되어 있지 않으므로, 실제 실험시와 같이 시스템 정수가 정확치 않을 경우에는 직류링크 전압이 기준치를 정확히 추종하지 못하고 약간의 정상상태 오차가 발생하게 된다. 이러한 정상상태 오차를 제거하기 위해서는 적분성분을 갖는 제어기가 도입될 필요성이 있으므로 실제 실험 조건하에서는 적분 보상을 추가하였다. 그러나 속도의 저하를 막기 위해서, 추가된 보상기의 이득을 비교적 매우 작은 값으로 설정했다. 또한 제안된 주제어기가 기본 제어주기(한 샘플링 구간)마다 동작하여 순시 전압오차를 줄이도록 전압제어를 수행하는데 비해, 보상제어기는 정상상태 오차만을 제거하기 위해 수 주기에 걸친 전압오차의 평균을 입력으로하여 동작한다.

### III. 시뮬레이션 결과

제안된 시스템의 성능을 입증하기 위해 시뮬레이션과 실험이 이루어 졌다. 그림 2, 3은 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션 조건을 표1에 도시하였다. 시스템의 모든 계정수는 정확히 알려져 있다고 가정하였으며, 실험으로 구현할 것을 염두에 두어 실제의 계산시간 및 실행시간을 고려하여 시뮬레이션하였다. 시스템 손실과 전동기 철손은 시뮬레이션에 반영하지 않았다.

### IV. 실험 결과

본 논문에서 제안한 시스템의 실현 가능성을 입증하기 위하여 5Hp 유도전동기를 부하로 한 실험이 행하여졌다. 실험 조건은 직류링크 커패시터가 20 $\mu$ F, 전원측 선간전압이 150V(rms), 직류링크 전압 기준치가 350V인 것을 제외하고 시뮬레이션시와 동일하다. 이는 실제 실험상황에서 제어량-부하측 및 전원측 전류, 직류링크 전압-을 측정할때 발생하는 측정오차 및 계정수의 차이 등으로 인하여 약간의 제한조건이 발생하기 때문이다. 그러나 일반 정지형 전력변환기의 직류링크 커패시터가 수천~수만 $\mu$ F인 것을 감안하면 20 $\mu$ F은 결코 큰 용량이 아니며 또한, 보다 정밀한 제어기와 스위칭 소자를 사용하면 이를 다시 크게 축소시킬 수 있다. 실험 장치의 전체 구조도를 그림 4에 도시하였다.

그림 5, 6에 전동기의 운전상태에 따른 전원측 전류의 위상변화를 도시하였다. 전동기가 일반적인 전동운전(motoring)영역에서 동작할 때에는 전원측으로부터 전력을 공급받기 때문에, 전원전류가 시스템으로 흘러들어오는 상태(전류부호 -)가 되고 전원전류의 위상이 전압과 180° 차이나는 역플1 운전이 이루어진다. 그림 6은 전동기의 속도가 감속되고 있는 경우의 실험 파형이다. 이 경우, 전동기는 회생제동(regenerating)상태에서 운전되며, 이때 발생하는 전기적 에너지를 전원측에 반환하기 위하여 전원전류의 방향이 전원측(전류부호 +)으로 바뀐다.

그림 7은 전동기의 전 운전 범위에서의 제어기 성능을 실험한 파형이다. 전동기의 속도가 -1000rpm 에서 +1000rpm으로 변경된 후 다시 -1000rpm으로 변경된 경우에 대한 실험파형으로, 어느 경우에서나 최대  $\pm 25$ V 정도의 직류링크 전압변동만을 허용하면서 안정된 전압제어가 이루어짐을 볼 수 있다.

그림 7에서 속도가 -1000rpm 에서 +1000rpm으로 변동하는 순간을 확대하여 그림 8에 도시하였다. 0.09초 부근에서 속도의 반전이 일어나기 전까지는 전동기가 일반 운전 영역에서 운전되므로 부하측 상전류가 상전압과 180° 위상차이를 보이고 있다. 속도반전이 개시되면 전원측 상전류의 위상이 상전압과 즉시 동상을 이루도록 제어되어 전기적 에너지를 전원으로 반환하게 된다.

### V. 결론

본 논문에서는 일반적인 정지형 전력 변환회로의 직류링크 커패시터 용량을 대폭 줄이면서 전원측의 역플1 운전을 보장하는 새로운 형태의 전력회로와 제어 알고리즘을 제안하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 시스템의 실제 구현이 가능함을 입증하였다. 또한 충분히 빠른 제어기와 고성능의 전력용 반도체소자를 사용하면 고성능의 유도전동기 제어를 수행하면서 직류링크 커패시터용량을 0.1 $\mu$ F 이하로 줄일 수 있음을 보였다. 커패시터의 용량을 크게 축소함으로써 결점이 많은 전해 커패시터 대신 소형의 세라믹 커패시터를 사용할 수 있으므로 기존의 전력변환기의 형상을 크게 개선할 수 있고, 나아가 변환기의 소형화를 이룩할 수 있다. 미지않은 장애에 전력용 반도체 공정상에서 나타나는 접합부(junction)커패시턴스를 직류링크 커패시터로 활용한 단일 패키지(package)형태 전력변환기의 출현도 가능하리라고 기대한다.

### 참고 문헌

- [1] P.D.Ziogas, Y.Kang, V.R.Stefanovic, "Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC Link Components", IAS Conf. Rec., 1985, p1180-1189
- [2] G.Joos, N.R.Zargari, P.D.Ziogas, "A New Class of Current-Controlled Suppressed-Link AC to AC Frequency Changers", PESC Conf. Rec., 1991, p830-837
- [3] Isao Takahashi, Yoichi Itoh, "Electrolytic Capacitor-less PWM Inverter", IPEC Conf. Rec., 1990, p131-138
- [4] J.Holtz, U.Boelkens, "Direct Frequency Converter with Sinusoidal Line Currents For Speed-Variable AC Motors", IEEE Tran. IE, Vol-36, No-4,1989, p475-479
- [5] T.G.Habetler, D.M.Divan, "Angle Controlled Current Regulated Rectifiers For AC/DC/AC Converters", PESC Conf. Rec., 1989, p704-709
- [6] T.G.Habetler, "A Space Vector Based Rectifier Regulator For AC/DC/AC Converters", EPE Conf. Rec., 1991, p2-101-2-107
- [7] V.D.Broeck, H.Skudelny, G.Stanke, "Analysis And Realization of a Pulse Width Modulator Based On Voltage Space Vector", IAS Conf. Rec., 1986, p244-251

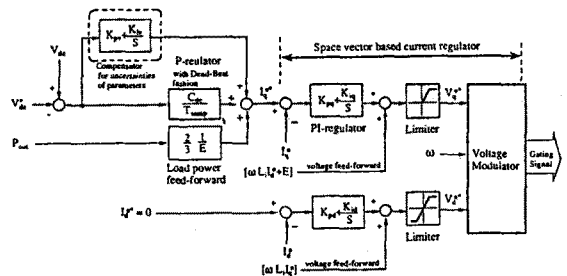


그림 1. 제안된 전원측 제어기의 구조도

표 1. 시뮬레이션 조건

1. Source Side	
Source Line-to-Line Voltage	220V, 60Hz
Interface Inductor	0.5 mH
2. DC link Side	
Link Capacitor	5 $\mu$ F
Link Voltage reference	400 V
3. Load Side (5 Hp Induction Machine)	
$r_s$	0.2417 $\Omega$
$r_r$	0.3165 $\Omega$
$L_m$	36.0 mH
$L_{ls}$	1.3 mH
$L_{lr}$	1.3 mH
J	0.11 Kg m <sup>2</sup>

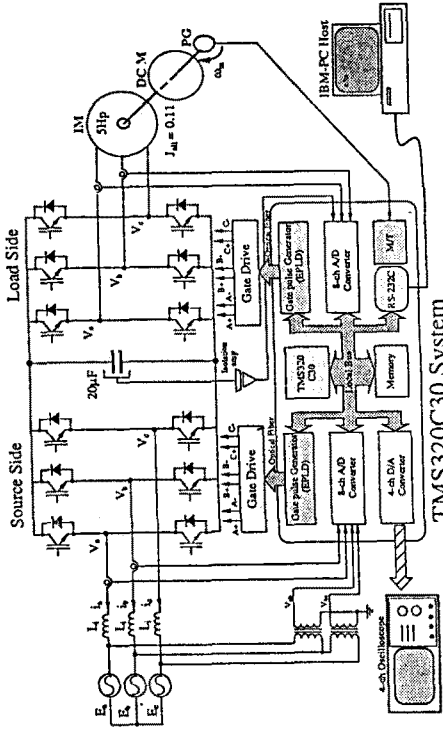


그림 4. 실험장치 전체 구조도

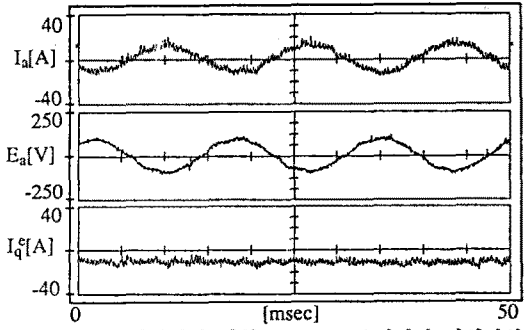


그림 5. 유도전동기의 전동(motoring)운전시의 실험파형

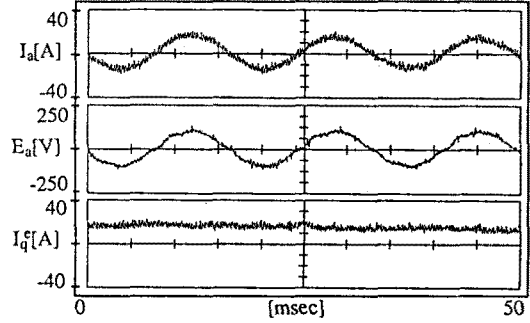


그림 6. 회생제동(regerating)운전시의 실험파형

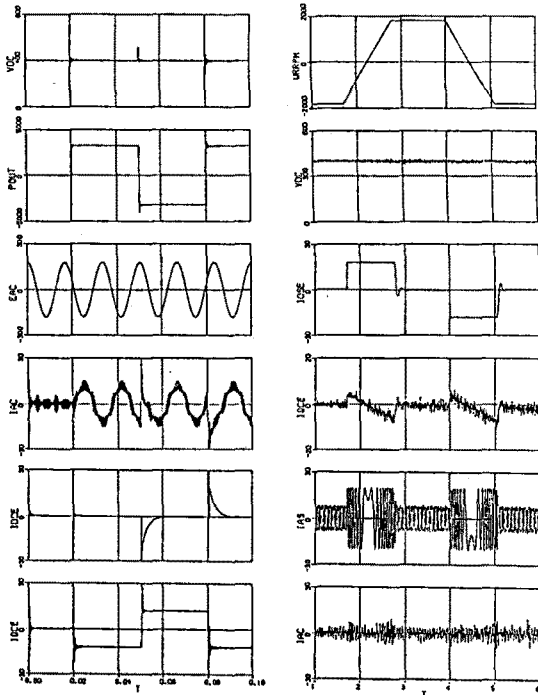


그림 2. 역률1 운전 시뮬레이션 (좌측도)

그림 3. 전동기부하시의 전압제어 시뮬레이션 (우측도)

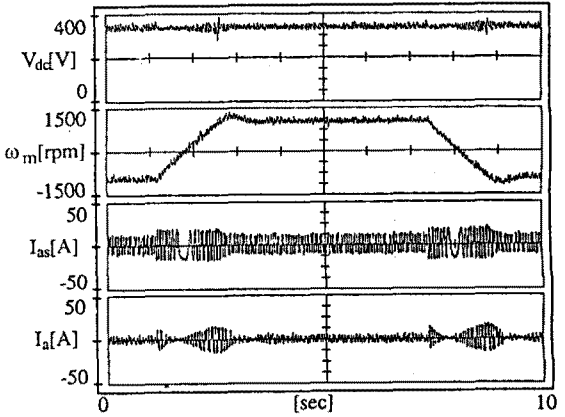


그림 7. 전 운전범위에서의 전압제어 성능 실험파형

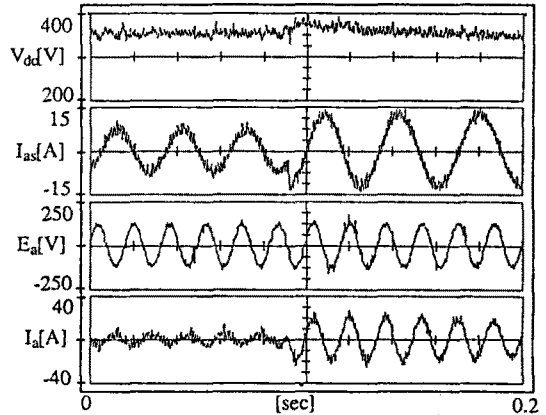


그림 8. 전동기속도 역전시의 실험파형