

전기로용 다단 H-브릿지 STATCOM의 전류제어

권병기¹, 정승기², 김태형[†], 김윤현¹

Current Control in Cascaded H-bridge STATCOM for Electric Arc Furnaces

Byung-Ki Kwon¹, Seung-Ki Jung², Tae-Hyeong Kim[†], and Yun-Hyun Kim¹

Abstract

A static synchronous compensator (STATCOM) applied to rapidly changing, highly unbalanced loads such as electric arc furnaces (EAFs), requires both positive-sequence and negative-sequence current control, which indicates fast response characteristics and can be controlled independently. Furthermore, a delta-connected STATCOM with cascaded H-bridge configuration accompanying multiple separate DC-sides, should have high performance zero-sequence current control to suppress a phase-to-phase imbalance in DC-side voltages when compensating for unbalanced load. In this paper, actual EAF data is analyzed to reflect on the design of current controllers and a pioneering zero-sequence current controller with a superb transient performance is devised, which generates an imaginary $-j$ -axis component from the presumed response of forwarded reference. Via simulation and experiments, the performance of the positive, negative, and zero-sequence current control of a cascaded H-bridge STATCOM for EAF is verified.

Key words: STATCOM, Electric arc furnace, Unbalanced load, Voltage imbalance, Positive-sequence current control, Negative-sequence current control, Zero-sequence current control

1. 서 론

아크를 발생시켜 고철을 녹이는 전기로는 대표적인 악성 부하로서, 전기로 공정시 전극봉과 고철 간 발생하는 아크가 계통에 많은 양의 무효전력을 발생시킬 뿐 아니라 상전류 사이에 심한 불균형을 일으키며, 변동이 매우 크고 불규칙적인 양상을 보인다. 이로 인한 전압변동이나 플리커를 억제하기 위해 대형 전기로에서는 계통측 전용변압기와 전기로측 전압가변용 변압기 사이에 무효전력보상장치를 병렬로 접속하며, 통상 커패시터 뱅크와 위상제어 가변리액터를 결합한 SVC(static var compensator)가 위상제어에서 비롯된 저차고조파를 흡수하기 위한 필터와 함께 사용되어 왔다 (그림 10 참조). 그러나 근래 전력품질에 대한 요구가 높아지고 단

위 설비용량이 증가하면서 기존 방식으로는 대처가 어려워짐에 따라 보다 진보된 인버터 방식의 정지형 무효전력보상기(STATCOM)가 신규 설비 및 기존 설비의 대체에 도입되는 추세를 보이고 있다.

STATCOM은 무효전력 보상만이 아니라 불평형부하의 보상에도 쉽게 적용할 수 있고 속응성이 높아서 부하의 변동에 신속히 대처할 수 있다. 또 저차고조파 발생량이 작아서 인근 계통 내 커패시터나 수동필터의 공진을 야기하지 않는다는 등의 장점이 있다. 그러나 비교적 설치비가 높고 고압 대응량화에 불리한 측면을 지니고 있어서 이를 극복하기 위해 다양한 토폴로지가 고안되어 왔다. 대표적인 형태가 다단 H-브릿지 구조의 STATCOM으로, 그림 1에서 보듯이 여러 개의 단상 브릿지 인버터(셀)를 결합하여 3상 인버터 구조를 이루기 때문에 고압화, 모듈화가 용이한 장점을 지니고 있어서 특히 대용량 용도에 많은 주목을 받고 있다.^{[1]-[8]} 3상 결선방식에 있어서는 Y결선과 Δ 결선이 모두 가능하지만 일반적으로 대전류 용도에서는 Y결선보다 상전류 크기를 줄일 수 있는 Δ 결선이 선호된다.

STATCOM은 기본적으로 순수한 능동 전류발생원으로서 전류제어가 그 핵심 기능을 담당하며, 전류제어 성능에 의해 그 효율성이 결정된다고 할 수 있다. 특히 전

Paper number: TKPE-2015-20-1-3

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: th2kim@poscoict.com, POSCO ICT R&D Center

Tel: +82-2-3290-4479 Fax: +82-2-925-1812

¹ POSCO ICT R&D Center

² Dept. of Electrical Eng., Kwangwoon University

Manuscript received Sep. 19, 2014; accepted Nov. 11, 2014

— 본 논문은 2014년 전력전자학술대회 우수추천논문임

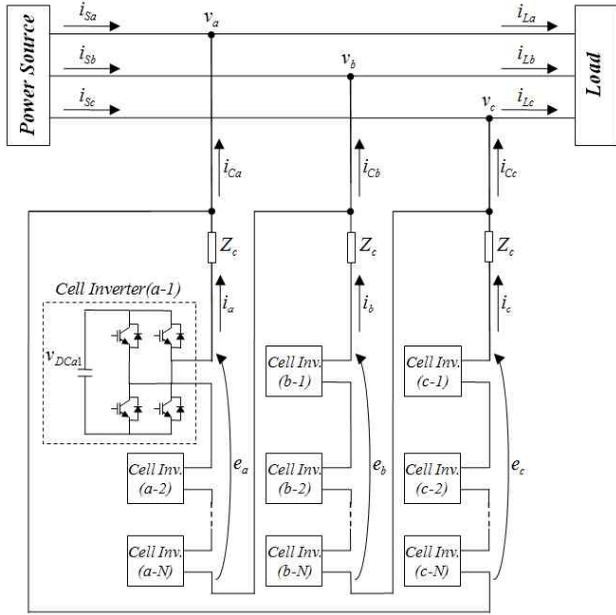


Fig. 1. Delta-connected cascaded H-bridge STATCOM.

기로와 같이 변동이 심한 부하에서는 전류제어의 속응성이 매우 중요한 의미를 갖는데, 부하전류 불평형을 함께 보상하여야 하는 용도에서는 3상 전류를 정상분 전류성분과 역상분 전류성분으로 분리하여 보상하는 것이 보상성능의 측면에서만 아니라 제어의 안정성 측면에서도 바람직하다. 한편 다단 H-브릿지 STATCOM은 모든 셀들의 직류단이 서로 분리되어 있어야 하기 때문에 부하불평형 보상시 역상분 전류에 의해 발생하는 상별 유효전력이 직류단에서 합쳐져 상쇄될 수 없으므로 필연적으로 세 상 직류단전압 사이에 불평형이 발생하는 문제를 지니고 있다. 계통으로 주입되는 보상전류에 영향을 미치지 않으면서 이 직류단전압 상간 불평형을 해소하기 위해서는 Δ 결선 STATCOM의 경우 내부에서 순환하는 영상분전류를 발생시켜 제어하는 방식이 적용되어야 한다.^{[9]-[11]}

요컨대 전기로용 다단 H-브릿지 STATCOM에서는 정상분과 역상분, 영상분 전류제어가 동시에 이루어져야 하며, 또 이들 각각이 별도로 제어되어야 한다. 본 논문은 이러한 3상 대칭좌표성분 분리제어를 체계적으로 구현하는 방안을 다루고 있다. 정상분과 역상분의 전류 제어는 각기 동기좌표계와 역동기좌표계 상에서 동기전류제어방식으로 이루어지도록 하고, 제어기의 설계에 제철소에서 실제 운전되고 있는 전기로의 데이터를 분석하여 적용하였다. 영상분전류 제어에 있어서는 기존의 정지좌표계 또는 동기좌표계 기반의 제어방식^{[12]-[18]}들의 특성을 비교 검토하고 보다 향상된 특성을 지닌 가상의 2상 영상분전류 검출방식을 고안하였다. 그리고 구현된 전류제어방식의 효용성을 시뮬레이션과 30 kVA 축소모델 시험을 통해 입증하였다.

2. 정상 및 역상성분의 검출

대칭좌표법에 의해 불평형 3상 전압 또는 전류에서 정상성분과 역상성분의 3상 페이저들은 각각 아래 식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{F}_{pa} \\ \tilde{F}_{pb} \\ \tilde{F}_{pc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_a \\ \tilde{F}_b \\ \tilde{F}_c \end{bmatrix} : \tilde{\mathbf{F}}_{pabc} = \tilde{\mathbf{S}}_p \tilde{\mathbf{F}}_{abc} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{F}_{na} \\ \tilde{F}_{nb} \\ \tilde{F}_{nc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_a \\ \tilde{F}_b \\ \tilde{F}_c \end{bmatrix} : \tilde{\mathbf{F}}_{nabc} = \tilde{\mathbf{S}}_n \tilde{\mathbf{F}}_{abc} \quad (2)$$

순시차 관점에서 보면, 위에서 복소페이저로 표현된 변수들은 정현파 형상으로 변하는 물리량을 나타내는 것으로, 어떤 페이저에 $a (=1 \angle 120^\circ)$ 나 a^2 를 곱하는 것은 해당 정현파를 120° 전방 또는 120° 후방으로 이동시키는 연산자로서의 동작을 의미한다.

한편 3상 변수를 동기좌표계에서 나타내기 위해서는 먼저 $\alpha-\beta-0$ 축의 정지좌표계로 변환할 필요가 있는데, 그 관계는 아래 식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} : \mathbf{f}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_0 \mathbf{f}_{abc} \quad (3)$$

이를 식 (1)과 (2)에 적용하면 아래와 같이 3상 변수의 정상분과 역상분을 $\alpha-\beta-0$ 축상에서 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{F}}_{p\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{F}}_{pabc} = \mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{S}}_p \tilde{\mathbf{F}}_{abc} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ -j & -ja & -ja^2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_a \\ \tilde{F}_b \\ \tilde{F}_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{F}}_{n\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{F}}_{nabc} = \mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{S}}_n \tilde{\mathbf{F}}_{abc} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ j & ja^2 & ja \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_a \\ \tilde{F}_b \\ \tilde{F}_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 j 와 $-j$ 는 정현파를 90° 전방 및 후방으로 이동시키는 동작에 해당한다. 실시간 제어에서 이러한 위상 이동은 전대역필터 알고리즘을 적용함으로써 이루어지는데, 식 (4)와 (5)는 3상 변수로부터 $\alpha-\beta-0$ 축상의 정상분과 역상분을 얻기 위해 총 10개의 전대역필터가 사용되어야 함을 보여주고 있다. 물론 이는 행렬식의 각 항을 끝이곧대로 적용하였을 경우로, 위상이동의 대수적 관계와 상변수들 사이의 관계를 적절히 이용하면 보다 능률적인 연산이 가능한 형태로 변형할 수 있다. 연산부담을 최소화시키는 관계식은 식 (4)와 (5)를 다음과 같이 변형하여 얻을 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{F}}_{p\alpha\beta 0} = [\mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{S}}_p \mathbf{T}_0^{-1}] \mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{F}}_{abc} = [\mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{S}}_p \mathbf{T}_0^{-1}] \tilde{\mathbf{F}}_{\alpha\beta 0} \quad (6)$$

$$= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j & 0 \\ -j & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_\alpha \\ \tilde{F}_\beta \\ \tilde{F}_0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{F}}_{n\alpha\beta 0} = [\mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{S}}_n \mathbf{T}_0^{-1}] \mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{F}}_{abc} = [\mathbf{T}_0 \tilde{\mathbf{S}}_n \mathbf{T}_0^{-1}] \tilde{\mathbf{F}}_{\alpha\beta 0} \quad (7)$$

$$= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -j & 0 \\ j & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_\alpha \\ \tilde{F}_\beta \\ \tilde{F}_0 \end{bmatrix}$$

즉

$$\begin{bmatrix} \tilde{F}_{p\alpha} \\ \tilde{F}_{p\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_\alpha \\ \tilde{F}_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{F}_{n\alpha} \\ \tilde{F}_{n\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_\alpha \\ \tilde{F}_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

위의 식은 α - β 좌표계의 정상분과 역상분을 상변수로 부터 직접 구하는 것이 아니라 먼저 상변수를 α - β 좌표 계로 변환한 다음 이를 정상분과 역상분으로 분해하면 단 두 번의 90° 위상이동으로 같은 결과를 얻을 수 있음을 보여주고 있다. 90° 위상지연은 전대역필터 전달함수

$$H(s) = -\frac{s - \omega_a}{s + \omega_a} \quad (10)$$

에서 경계주파수 ω_a 를 정현파의 각주파수와 같게 놓음으로써($\omega_a = \omega_e = 377$ rad/s) 이루어진다. 그림 2는 이 관계를 적용하여 불평형성분을 포함하는 3상 변수로부터 정상분성분과 역상분성분을 검출하는 블록도를 나타내고 있다.

정지좌표축상의 정상성분과 역상성분이 구해지면 정상성분은 전원의 각주파수와 같은 $+\omega_e$ 로 회전하는 동기좌표축으로, 역상분은 $-\omega_e$ 로 회전하는 역동기좌표축으로 변환한다. 동기좌표계와 역동기좌표계가 모두 $t=0$ 인 시점에서 α - β -0좌표축과 일치하는 것으로 놓고 이들 좌표계상의 변수들을 윗첨자 $+e$ 와 $-e$ 로 구분하면 좌표변환 관계식은 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} f_{pq}^{+e} \\ f_{pd}^{+e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t \\ \sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{p\alpha} \\ f_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} f_{nq}^{-e} \\ f_{nd}^{-e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{n\alpha} \\ f_{n\beta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

3. 정상분 및 역상분 전류제어기

위에서 설명한 방식에 의해 그림 1의 STATCOM 보상전류(i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc}) 제어의 기준치를 얻는 과정을 그림 3에 나타내었다. $t=0$ 인 시점에서 전원전압 공간벡터 $\bar{v}_s = v_{sx} + jv_{sy}$ 가 정지좌표계의 α 축에 일치하는 것으로 하면 부하전류에 포함된 정상분의 d 축 성분이 보상하여

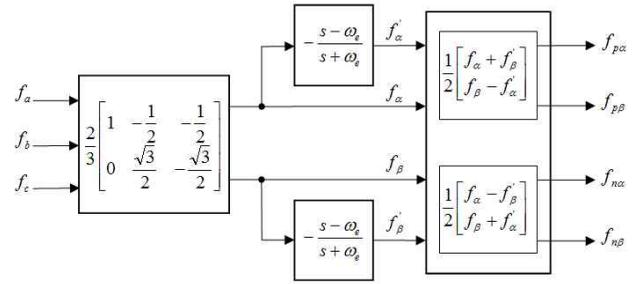


Fig. 2. Separation of positive- and negative-sequence component along with abc -to- $\alpha\beta$ axis transformation.

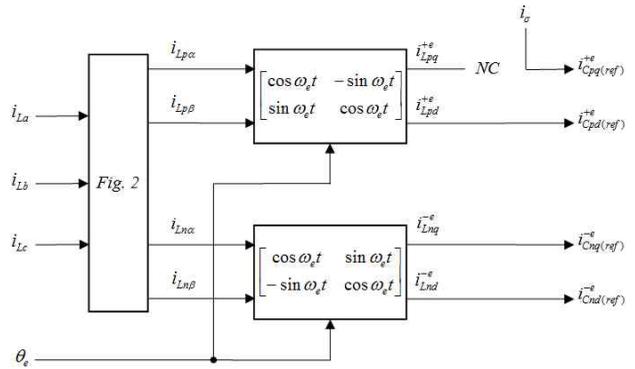


Fig. 3. Positive- and negative-sequence current reference generator.

야 할 무효전력 성분을 나타내게 되며, 따라서 이를 정상분 보상전류의 기준치 $i_{Cpq(ref)}^{+e}$ 로 사용한다. 이때 유효전력에 해당하는 q 축 성분은 제어대상이 아니므로 실제 구현에서는 계산할 필요가 없다. 대신 STATCOM의 직류단 전압제어기로부터 주어지는 i_σ 를 보상전류의 정상분 q 축전류 기준치 $i_{Cpq(ref)}^{+e}$ 로 사용한다. i_σ 는 직류단 커패시터들에 저장된 총 정전에너지를 일정하게 유지하기 위해 자체손실을 보충하는 데에 필요한 유효전류성분을 뜻한다. 부하전류의 역상성분 i_{Lnd}^{-e} , i_{Lnq}^{-e} 은 그대로 역상분 전류제어기의 기준치 $i_{Cnd(ref)}^{-e}$, $i_{Cnq(ref)}^{-e}$ 가 된다.

그림 1의 STATCOM은 상별 직렬 셀 인버터들의 교류출력전압의 합 e_a , e_b , e_c 를 조절하여 각 상의 상전류 i_a , i_b , i_c 를 제어함으로써 선전류 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} 가 보상전류 기준치를 추종하도록 한다. 따라서 그림 3의 보상전류 기준치에 대응하는 Δ 결선 상전류 기준치가 주어져야 한다. 그림 1에 정의된 상전류와 보상전류 사이의 관계는 식(13)과 같고, 식(14)는 이를 공간벡터 $\bar{i}_c = i_{Ca} + j i_{Cb}$ 와 $\bar{i} = i_\alpha + j i_\beta$ 사이의 관계로 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} i_{Ca} &= i_a - i_c \\ i_{Cb} &= i_b - i_a \\ i_{Cc} &= i_c - i_b \end{aligned} \quad (13)$$

$$\bar{i}_c = (1-a)\bar{i} = \sqrt{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j \frac{1}{2} \right) \bar{i} \quad (14)$$

이 관계는 동기좌표계 및 역동기좌표계에서도 마찬가지로 성립한다. 이로부터 그림 3에서 주어진 정상분 및 역상분 보상전류 기준치로부터 상전류의 기준치는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{bmatrix} i_{pq}^{+e} \\ i_{pd}^{+e} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cpq}^{+e} \\ i_{Cpd}^{+e} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{nq}^{-e} \\ i_{nd}^{-e} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cnq}^{-e} \\ i_{Cnd}^{-e} \end{bmatrix} \quad (16)$$

실제 상전류도 부하전류와 마찬가지로 동기좌표 정상분 및 역동기좌표 역상분으로 변환한 다음 위의 기준치와 비교하여 셀인버터 출력전압을 결정하는 제어가 이루어진다. 이때 인버터 전압과 상전류 사이의 관계는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} v_a - v_b &= -(R_c + pL_c)i_a + e_a \\ v_b - v_c &= -(R_c + pL_c)i_b + e_b \\ v_c - v_a &= -(R_c + pL_c)i_c + e_c \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 R_c 과 L_c 는 그림 1의 각 상에 직렬로 삽입된 결합리액터의 저항과 인덕턴스를 나타낸다. 식 (17)을 공간벡터들 사이의 관계로 표현하면 아래와 같음을 보일 수 있다.

$$(1 - a^2)\bar{v} = -(R_c\bar{i} - pL_c\bar{i} + \bar{e}) \quad (18)$$

위의 식을 동기좌표계와 역동기좌표계 전압방정식으로 구분하여 각각 나타내면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} e_{pq}^{+e} - v_{Lpq}^{+e} + \omega_c L_c i_{pd}^{+e} &= (R_c + L_p)i_{pq}^{+e} \\ e_{pd}^{+e} - v_{Lpd}^{+e} - \omega_c L_c i_{pq}^{+e} &= (R_c + L_p)i_{pd}^{+e} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} e_{nq}^{-e} - v_{Lnq}^{-e} - \omega_c L_c i_{nd}^{-e} &= (R_c + L_p)i_{nq}^{-e} \\ e_{nd}^{-e} - v_{Lnd}^{-e} + \omega_c L_c i_{nq}^{-e} &= (R_c + L_p)i_{nd}^{-e} \end{aligned} \quad (20)$$

여기서

$$\begin{bmatrix} v_{Lpq}^{+e} \\ v_{Lpd}^{+e} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pq}^{+e} \\ v_{pd}^{+e} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Lnq}^{-e} \\ v_{Lnd}^{-e} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{nq}^{-e} \\ v_{nd}^{-e} \end{bmatrix} \quad (22)$$

식 (19)에서 볼 수 있듯이 상전류는 인버터 출력전압과 선로전압 사이의 차이에 의해 결정되며 q 축은 d 축 전류에 의해, d 축은 q 축 전류에 영향을 받는 교차간섭항이 존재한다. 식 (20)에서도 마찬가지이다. 따라서 제어기 출력과 전류 응답 사이에 비간섭 1계지연 제어특성이 나타나도록 하기 위해서는 인버터 전압에 이들의 영향을 상쇄시키는 전향보상 항을 추가시켜야 한다. 그림 4는 이렇게 구성한 정상분과 역상분 동기좌표전류제어기를 보여주고 있다. 여기서 전류제어기로는 PI제어와 IP제어가 결합된 PI-IP제어기^[19]를 사용하는 것으로 하였다.

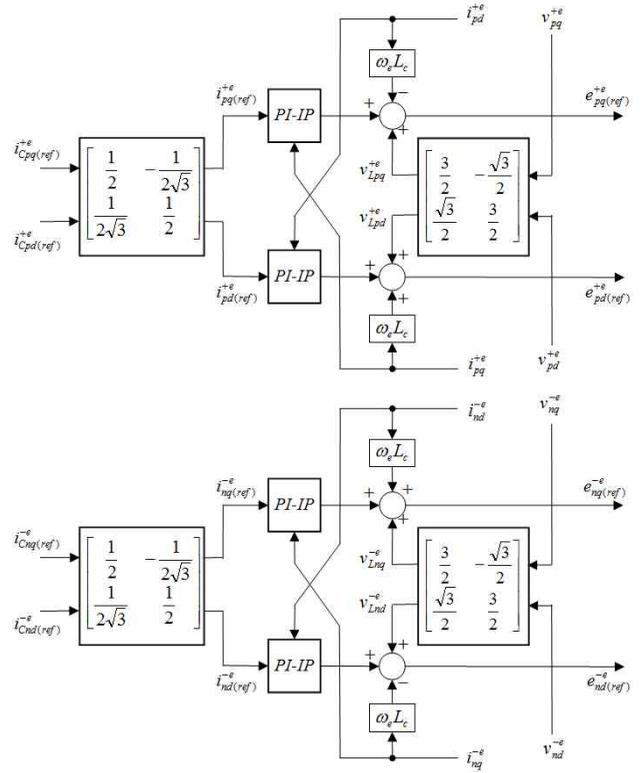


Fig. 4. Positive- and negative-sequence synchronous current controller.

4. 영상분 전류제어

영상분전류는 정상분과 역상분 전류를 제어하기 위한 인버터 출력전압에 세 상에서 같은 방향으로 더해지는 영상분 전압을 추가함으로써 만들어지며, Δ 결선 내에서 순환하므로 계통으로 주입되는 선로에는 나타나지 않는다. 영상분 전압과 전류 사이의 관계식은 식 (17)의 세 식을 더하여 아래와 같이 구할 수 있다.

$$0 = -(R_c + pL_c)(i_a + i_b + i_c) + (e_a + e_b + e_c) \quad (23)$$

$$e_0 = (R_c + pL_c)i_0 \quad (24)$$

영상분 전류의 기준치는 1절에서 언급한 바와 같이 STATCOM 직류단전압 상간 불평형을 억제하기 위한 제어기에서 주어진다.^[11] 실제 영상분이 이 기준치를 추종하도록 e_0 를 결정하게 되는데, 이는 위의 식에서 보듯이 등가적으로 단상 R-L 회로의 전류를 제어하는 문제에 해당한다. 3상의 정상분과 역상분은 동기 및 역동기 좌표축 변환을 통해 교류전류제어를 등가 직류전류제어의 문제로 치환함으로써 위상지연 문제를 피할 수 있다. 그러나 영상분의 경우 그 자체로는 좌표변환을 적용할 수 없으므로 소위 가상좌표변환방식이 사용되어 왔다. 이는 실제 전류가 흐르는 회로를 정지좌표계의 α 상이라고 하고 그와 90° 위상차를 갖는 전류가 흐르는 가상의 β 상을 가정하여 이 가상의 2상 변수를 아래와 같이 동기

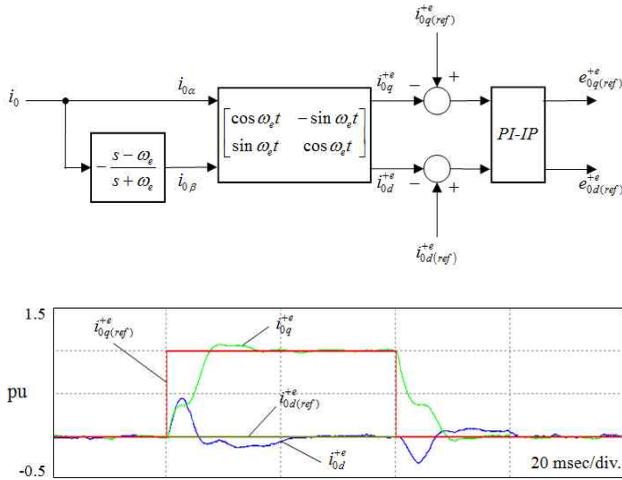


Fig. 5. Zero-sequence current control with all-pass filter.

좌표축으로 변환하여 등가직류제어의 문제로 치환하는 방식을 말한다.

$$\begin{bmatrix} i_{0g}^{+e} \\ i_{0d}^{+e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t \\ \sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0\alpha} \\ i_{0\beta} \end{bmatrix} \quad (25)$$

여기서 가상의 β 상 전류를 어떻게 만들어낼 것인가에 따라 몇 가지 방법이 있다.

그림 5는 실제 전류 $i_{0\alpha}$ 를 90° 위상지연시키는 전대역 필터에 통과시켜 가상의 β 상 전류 $i_{0\beta}$ 를 생성하는 방법을 보여주고 있다.^[14] 이 방식은 정상상태에서는 잘 동작하지만 과도상태에서는 계단응답특성에서 보듯이 단순히 α 상을 지연시킨 것이 β 상에 나타나야 할 응답을 제대로 반영하게 되지 못하는 데에서 비롯된 오차가 나타난다. 이러한 물리적 해석을 떠나 단순히 제어기의 관점에서만 보면 제어기의 응답특성이 전대역필터의 대역폭 377 rad/sec에 의해 제한되는 것을 의미한다.

그림 6은 영상분전류의 지령치를 정지좌표축으로 변환한 것을 곧 β 상 전류로 간주하는 방식을 나타내고 있다.^[16] 이는 β 상의 전류가 지령치에 이상적으로 추종한다고 가정한 것에 해당하므로 역시 과도상태에서 두 상의 비대칭성에서 비롯된 오차가 개입된다. 앞의 전대역 필터방식에 비해 비교적 빠른 응답특성을 보이지만 지령치가 급격히 변동하거나 제어기의 이득이 작을 때는 다소 불안정해지는 경향을 보인다. 이는 제어기의 이득이 작아 과도기간이 길어질수록 두 상의 비대칭성이 작용하는 기간이 길어지기 때문인 것으로 해석할 수 있다. 즉 그 특성이 제어기 설계치에 영향을 받는다.

그림 7은 가상의 β 상에 가해지는 전압과 그 결과로 나타나게 될 β 상 전류를 제어기 내에서 계산하여 이를 실제 전류인 것처럼 취급하는 방식을 보여주고 있다.^[18] 과도응답특성에서 보듯이 빠르고 안정적인, 이상적인 제어특성을 얻을 수 있다. 단 이는 회로정수를 정확히 알고 있음을 전제로 한다. 회로정수에 오차가 있을 경우에

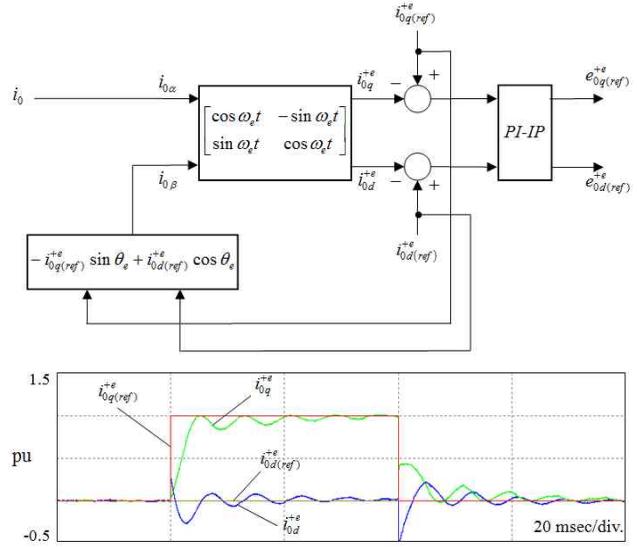


Fig. 6. Zero-sequence current control with reference forwarding.

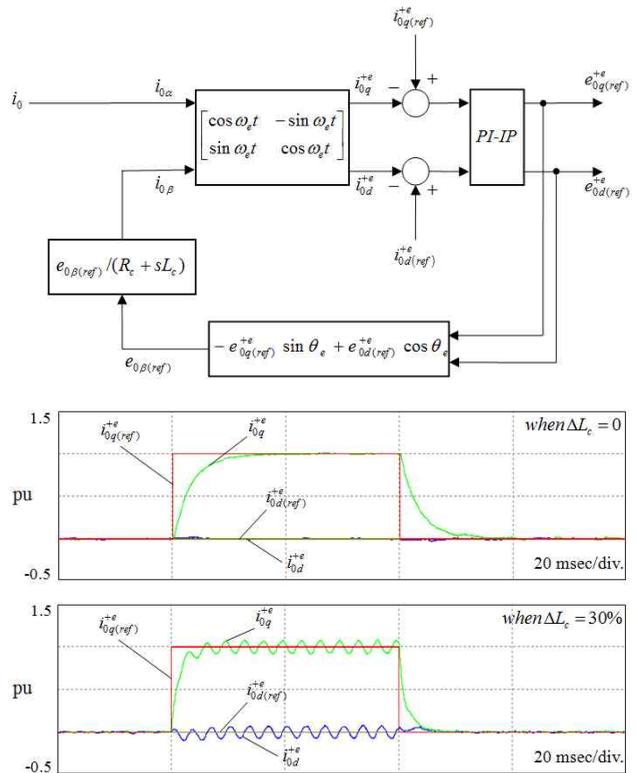


Fig. 7. Zero-sequence current control with circuit emulation.

는 비대칭 2상 회로를 구동하는 것과 같은 상태가 되므로 그림의 맨 아래에서 보듯이 두 상의 비대칭성에 기인한 맥동성분이 중첩되는 현상이 나타나며, 이는 정상상태에서도 감쇄되지 않는다.

이상의 단상교류 전류제어방식들에 대한 고찰의 결과, 본 논문에서는 영상분 전류제어를 위해 그림 6을 개선한 새로운 제어방안을 제시하고자 한다. 그림 6의 방식이 지닌 문제는 가상의 β 상이 α 상과는 달리 이상적인

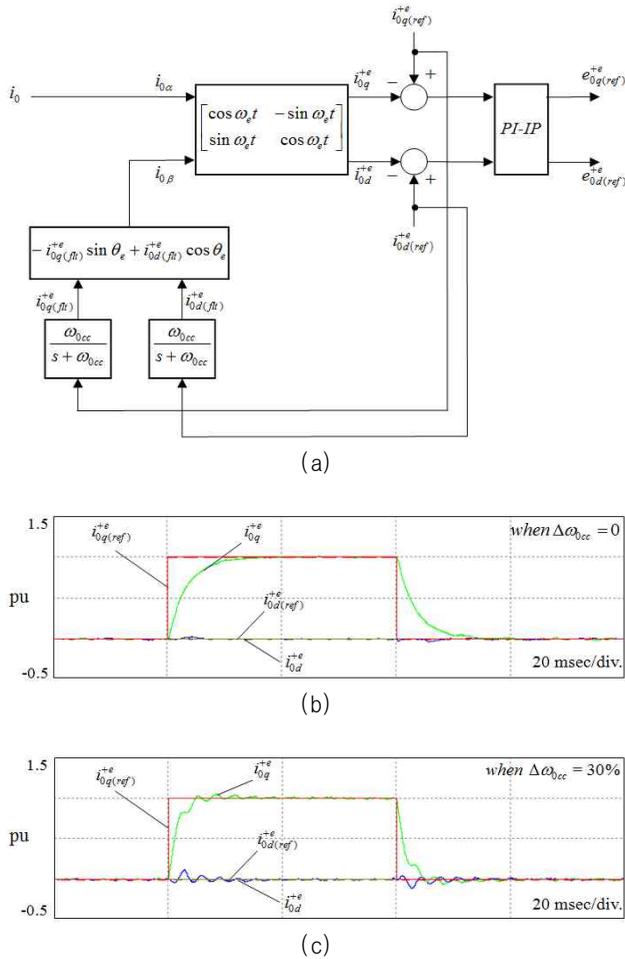


Fig. 8. Proposed zero-sequence current control with presumed response.

전류 추종특성을 갖는 것과 마찬가지로 되어버리는 데에서 비롯된다. 따라서 전류제어의 결과 나타나게 될 응답특성을 미리 알고 있다면 i_β 를 결정하는 데에 이 응답특성을 반영함으로써 특성을 개선할 수 있다.

일반적으로 동기좌표계 전류제어기에서 영점과 극점이 서로 상쇄하도록 하면 q 축과 d 축 전류는 모두 아래와 같이 기준치에 대한 1계 지연 형태로 나타난다.^[19]

$$I(s) = \left(\frac{\omega_{0cc}}{s + \omega_{0cc}} \right) I_{ref}(s) \quad (26)$$

따라서 이러한 제어가 전제되어 있을 경우, 기준치를 직접 i_β 로 하는 대신 그림 8(a)에 보인 것과 같이 설계된 응답특성에 해당하는 1계 지연필터를 거치게 함으로써 보다 실제에 흡사한 가상회로의 전류를 얻을 수 있다. 그림 8(b)는 이 방식의 응답특성으로, 과도기간 중에도 두 상의 대칭성이 유지됨으로 해서 이상적인 특성이 구현됨을 알 수 있다. 물론 이는 추가된 필터의 차단주파수가 정확한 것을 전제로 한다. 그림 8(c)는 필터 차단주파수에 30% 오차가 존재할 경우의 과도응답을 보여주고 있는데, 과도영역 초기에 그림 7의 방식과 비슷한

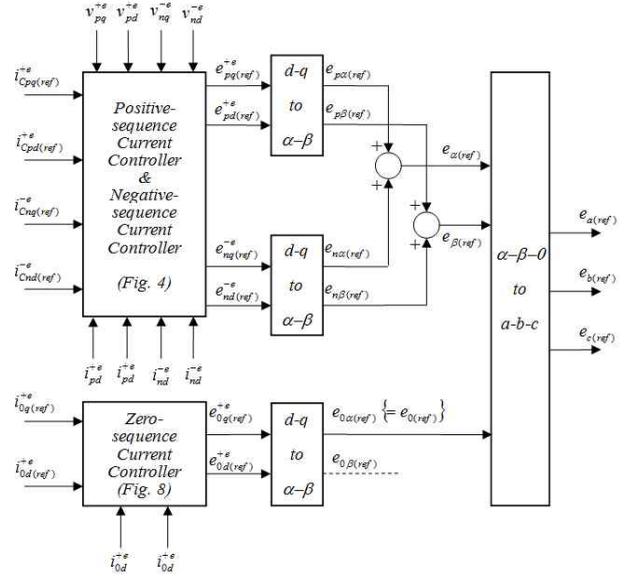


Fig. 9. Combined symmetrical component current controller.

수준의 성능 저하가 일어난다. 그러나 오차의 영향이 빠른 속도로 감쇄하여 사라지는 것을 알 수 있다.

이러한 차이가 나타나는 이유는 다음과 같이 설명할 수 있다. 그림 7의 경우, 회로정수의 오차는 두 상의 임피던스의 차이를 뜻한다. 따라서 두 상 전류 사이에 불평형이 발생하고, 정상상태에서도 불평형상태가 지속될 수밖에 없다. 반면에 그림 8에서 필터차단주파수 상의 오차는 단지 두 상 시정수(L/R)의 오차에 해당할 뿐, i_β 는 최종적으로 기준치에 수렴하게 되어 있으므로 이는 정상상태에서 두 상 전류가 항상 평형에 이르게 된다는 의미를 내포하고 있다. 즉 여기서의 오차는 과도기간에만 작용하는 것으로, 회로의 응답을 반영한다는 점에서 그림 7과 유사하면서도 그림 6의 구조를 취함으로써 양쪽의 장점이 결합된 것이라 할 수 있다. 요컨대 제안된 방식은 지극히 단순하면서도 빠른 과도응답과 파라미터 오차에 강인한 안정적인 제어특성을 지니고 있다.

5. 전체 전류제어 시스템의 구성

그림 9는 STATCOM 시스템에서 구현한 전체 전류제어기를 보여주고 있다. 이는 정상분 전류제어기, 역상분 전류제어기, 영상분 전류제어기로 구성된다. 그림 3에 보인 보상전류 검출기의 출력이 그림 4의 정상분/역상분 전류제어기의 입력이 되고, 정상분 전류제어기와 역상분 전류제어기의 출력을 각각 동기좌표축에서 정지좌표축으로 변환한 다음 이를 더하여 정지좌표축상에서 정상분전압과 역상분전압이 합성된 α 축 전압과 β 축 전압을 얻는다. 영상분 전압은 그림 8의 구조로 구현된 가상 동기좌표축 전류제어기의 출력을 정지좌표축으로 변환한다. 여기서 가상 β 상은 계산할 필요가 없고 α 상이 실제하는 영상분 회로에 해당하므로 이를 정지좌표계 0축

전압으로 취한다. 이렇게 구해진 e_a, e_β, e_0 로부터 식 (3)의 역변환 관계식을 통해 각 상의 단상 인버터가 출력하여야 할 e_a, e_b, e_c 의 기준치가 얻어진다.

전압의 기준치는 STATCOM의 각 상을 이루는 직렬 H-브릿지들에 균등하게 배분되고, 브릿지별로 PWM 반송파의 위상차를 둔 phase-shifted PWM방식으로 출력 전압이 생성된다. 이 과정에서 각 셀 전압의 크기와 위상에 변화를 주어 셀 직류단 전압 사이의 불평형을 억제한다. 그리고 직류단전압의 전체 평균치와 상간 평형을 유지하는 제어기가 함께 사용된다. 이들에 관해서는 본 논문의 주제에서 벗어나므로 더 이상의 설명은 생략한다.

6. 전기로 운전데이터에 입각한 STATCOM 전류제어기의 설계

STATCOM이 특정 부하에 적용되었을 때 이상에서 설명한 전류제어기의 응답특성이 부하의 특성에 부합할 수 있어야 한다. 여기서는 STATCOM의 가장 보편적인 용도 중 하나인 전기로에의 적용을 염두에 두고 전기로의 실제 운전데이터를 분석하였다.

그림 10은 포스코 스테인리스 제강공장에 설치되어 있는 100톤급 AC전기로의 구성도이다. 154 kV 전용선을 통해 급전되며, 계통측 변압기에서 일차 22 kV로 감압된 후 전기로측 변압기에서 운전조건에 따라 2차측 탭절환을 통해 재차 변경된다. 두 변압기 사이에 TCR (thyristor controlled reactor)과 2차 및 3, 4, 5차 고조파 필터로 구성된 120 MVAR 용량의 SVC(static VAR compensator)가 전압안정화 보상장치로 설치되어 있다.

전기로 공정은 고철을 전기로에 넣는 장입단계, 고철을 녹이는 용해단계, 철의 성분을 조정하는 정련단계, 그리고 전기로에서 쇳물을 빼내는 출탕단계로 이루어져 있으며, 이러한 과정이 수십 분에서 수 시간 주기로 반복된다. 그림 11은 전기로 운전시 발생하는 전력들(피상 전력, 유효전력, 무효전력)을 나타내는데 각각의 파형은 한 주기에 256회(15.4 kHz) 샘플링하여 측정된 값들에 대해 12주기(200 msec)를 기준으로 계산된 최대값, 평균값, 그리고 최소값을 나타낸다.

전기로 계통에 흐르는 전류는 특히 용해단계에서 매우 큰 폭으로 변동한다. 그림 12는 용해단계에서의 3상 전류파형을 pu 값으로 나타낸 것이다. 그림 13은 이를 정지좌표축의 정상분 및 역상분 전류로 변환한 것과 동기좌표축의 정상분과 역동기좌표축의 역상분으로 나타낸 것을 보여주고 있다. 약 16시간 동안 측정된 결과, 대상 전기로는 최대 135 MVAR의 지상 무효전력을 발생시키며, 평균 역률이 0.53으로 매우 낮은 것으로 나타났다. 그리고 경부하 조건에서 전류의 불평형율은 최대 99%이고, 정격운전 조건에서는 평균 14% 정도로 측정되었다. 이상의 측정 결과는 전기로 전력계통을 안정화

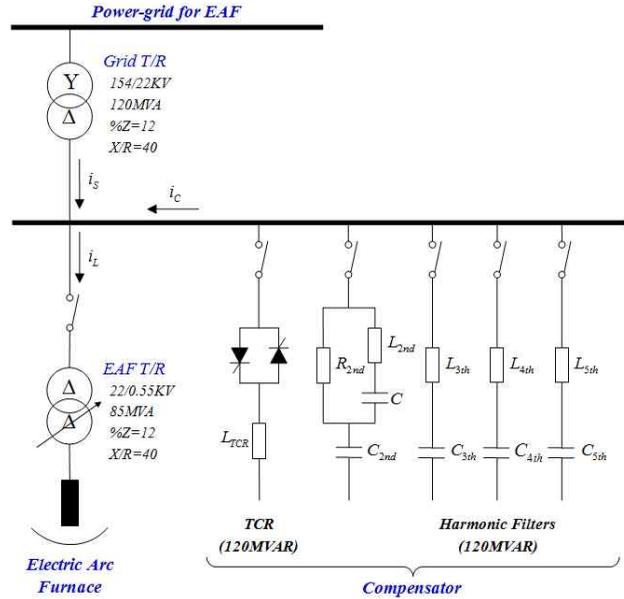


Fig. 10. Power circuit configuration of an EAF.

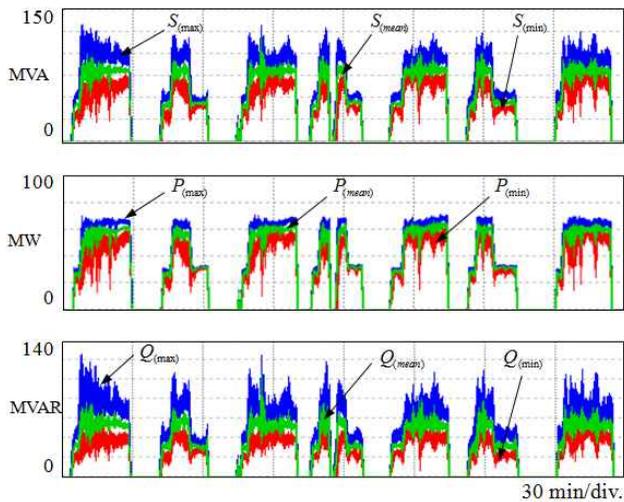


Fig. 11. Variation of apparent power, active power, and reactive power during EAF operation.

시키기 위해 무효전력의 보상은 반드시 이루어져야 하며, 등가적으로 무효전력의 증대 효과를 갖는 불평형 전류의 보상 역시 필요함을 말해주고 있다.

그림 9의 정상분 및 역상분, 영상분 동기좌표전류제어기들은 영점 극점 상쇄기법을 통해 모두 기준치와 실제 전류 사이의 페루프 전달함수가 아래의 1차 지연 특성을 갖도록 설계하였다.

$$G(s) = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} = \frac{1}{\tau_{cc}s + 1} \quad (27)$$

시정수 τ_{cc} 는 전류제어기 응답주파수의 역수 $1/\omega_{cc}$ 로서 그림 14에 나타낸 것과 같이 지수함수 응답에서 초기 기울기를 결정한다. STATCOM이 전기로에서 급변하는 전류를 보상할 수 있기 위해서는 기준치 검출에 따른 지연시간을 무시하였을 때 이 초기 기울기가 부하전류

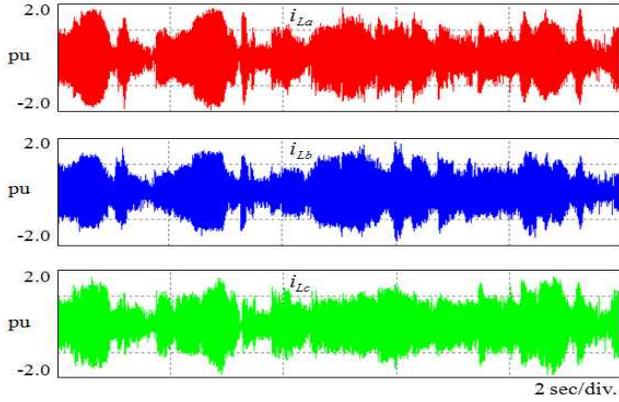
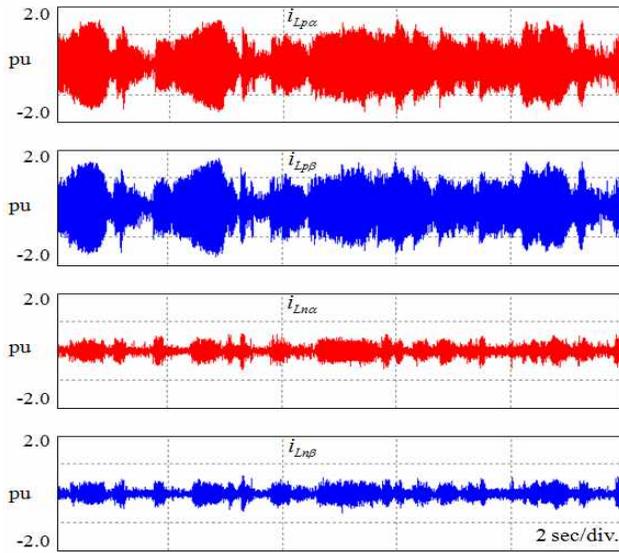
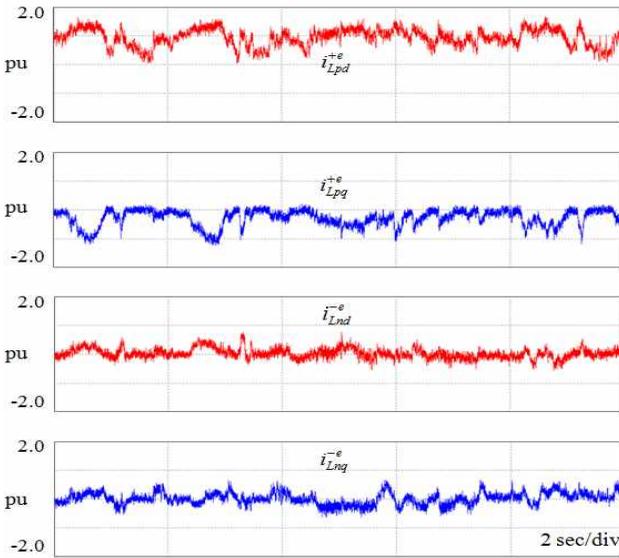


Fig. 12. EAF phase currents during melting operation.



(a)



(b)

Fig. 13. Positive- and negative-sequence EAF currents in (a) stationary and (b) synchronous axis during melting operation.

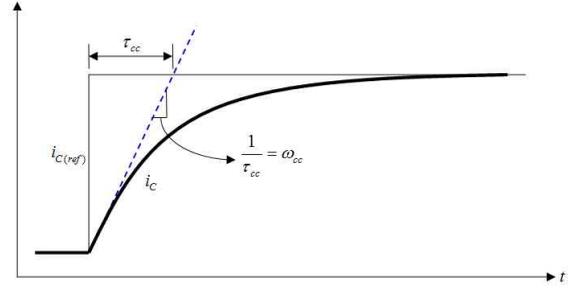


Fig. 14. First-order delay response of current control.

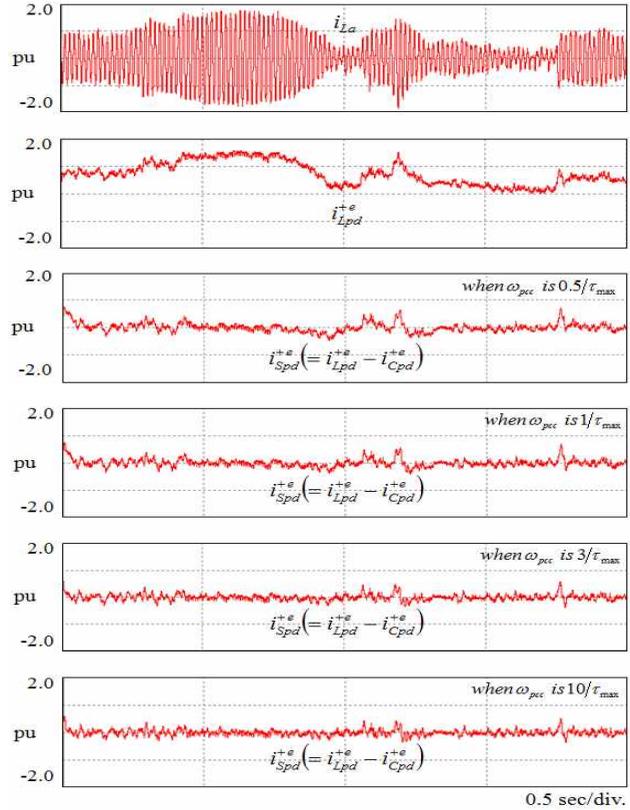


Fig. 15. Simulated reactive current compensation performance according to the response frequency of a current controller.

변화의 최대 기울기보다 충분히 커야 할 필요가 있다. 그림 13(b)의 동기좌표축 정상분 d축 전류와 역동기좌표축 역상분 전류를 분석한 결과, 최대 전류변동률이 각각 71 pu/sec와 63 pu/sec로 측정되었다. 따라서 정상분 전류제어기의 ω_{pcc} 와 역상분 전류제어기의 ω_{ncc} 는 각각 이들 값보다 커야 한다. 단, 그림 12로부터 그림 13의 정상분-역상분 분리 데이터를 얻기 위해서는 2절에서 서술한 방식을 따르게 되는데, 그 과정에 위상지연필터로 인해 변동률이 완화되는 효과가 개입된다. 따라서 이러한 오차를 감안한 여유를 두어야 할 필요가 있다.

위상지연필터의 효과를 감안한 실제 최대 전류변동률을 해석적으로 표현하는 대신 여기서는 그림 12의 EAF의 상전류 데이터를 뒤에서 서술하는 시뮬레이션의 부

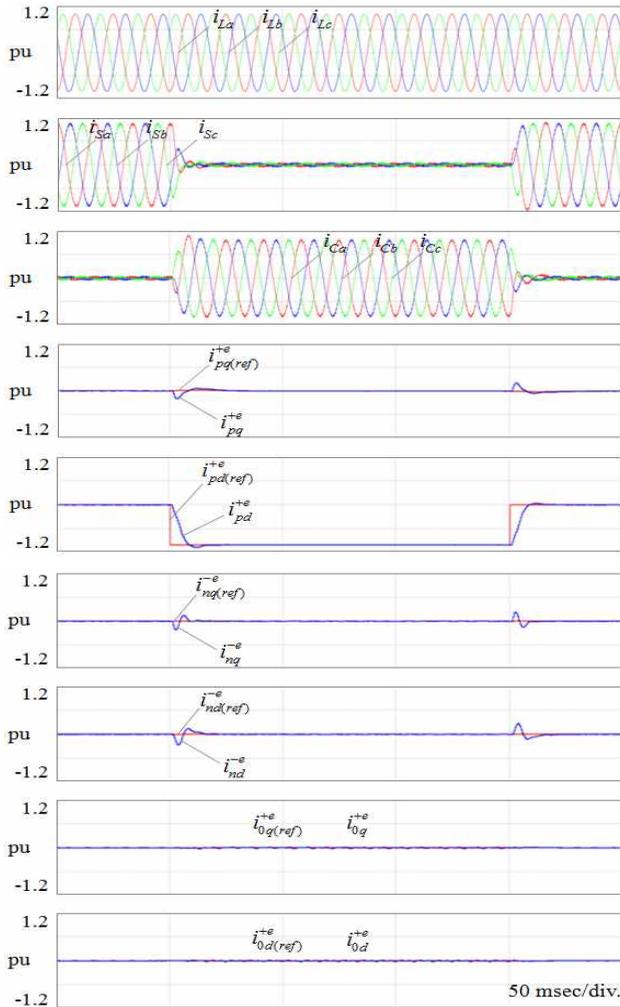


Fig. 16. Current waveforms under reactive power compensation.

하 전류로 적용하여 그 효과를 검토하였다. 그림 15는 정상분 전류제어기의 응답주파수를 위에서 서술한 최대 전류변동($\Delta i_{\max} = 1/\tau_{\max}$)의 0.5배, 1배, 3배, 10배가 되도록 하였을 때 전류축 전류에 잔류하는 무효성분을 동기 좌표축상에서 나타낸 것이다. 여기서 알 수 있듯이 최대 전류변동률의 3배 이상에서는 보상성능에 거의 차이가 없는 것으로 나타났으며, 따라서 전류제어 페루프 응답 주파수를 대략 200~300 rad/sec 정도로 설정하는 것이 바람직한 것으로 판명되었다. 이는 역상분 전류에 있어서도 마찬가지이다.

7. 시뮬레이션 결과

그림 9의 정상분 전류제어기와 역상분 전류제어기, 영상분 전류제어기의 응답특성과 비간섭 제어성능을 검증하기 위해 PSIM을 이용하여 그림 1과 같이 Δ 결선의 다단 H-bridge 토폴로지를 가지는 STATCOM에 대해 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 STATCOM의 시스템 파라미터들을 나타내고, 전류제어

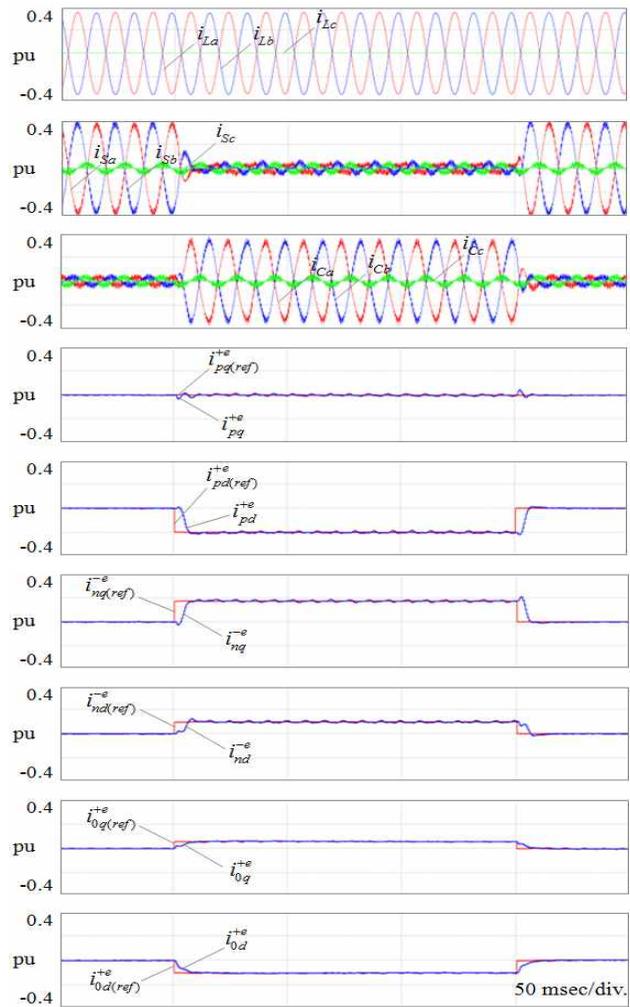


Fig. 17. Current waveforms under reactive power and load imbalance compensation.

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS OF A STATCOM

system parameters	values
cascaded multi-level configuration	Δ -connection
rated power	30 kVA
rated voltage	440 V
rated current	39.4 A
dc-side voltage of each phase	800 V
switching frequency of each cell inv.	960 Hz
pulse-width modulation	phase-shifted

기의 차단주파수는 300 rad/sec로 설계하였다. 각 상에는 3개씩의 셀 인버터들을 직결하였다.

그림 16은 평형부하상태에서 무효전력 보상동작을 보여주고 있다. 1.0 pu 크기의 무효전력부하를 보상할 때 각 전류제어기들의 과도응답을 볼 수 있다. 그림 17은 0.2 pu 크기의 무효전력부하와 같은 크기의 역상분전류가 중첩되는 경우의 과도응답을 보여준다. 이때 상간 직

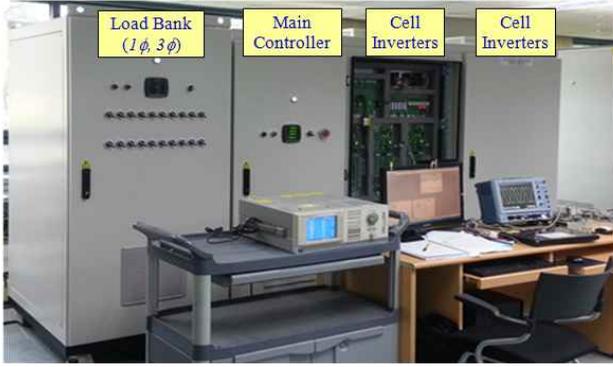


Fig. 18. 30 kVA, 440 V STATCOM experimental setup.

류측 전압의 평형화제어를 위해 영상분전류가 발생된다.

그림 16과 17에서 과도기간 중 정상분의 변화가 역상분에, 역상분의 변화가 정상분에 영향을 미치는 상호간섭이 발생하는 것을 알 수 있는데, 이는 각각의 정상분 전류와 역상분전류를 검출하기 위해 사용한 전대역필터의 차단주파수와 전류제어기의 응답주파수 사이에 간섭이 존재하기 때문이다. 반면에 영상분 전류제어기는 정상분 전류제어기나 역상분 전류제어기가 동작하는 $\alpha-\beta$ 축과는 완전히 독립적이기 때문에 이들과의 간섭이 발생하지 않는 것을 볼 수 있다.

8. 실험

제안하는 알고리즘을 표 1과 같이 Δ 결선의 다단 H-브릿지 토폴로지를 갖는 440 V, 30 kVA 용량의 시험용 STATCOM 시스템에 적용하여 검증하였다. 이 시스템은 각 상별 6개의 셀 인버터로 구성하였으며 phase-shifted PWM 방식을 적용하여 스위칭 제어를 하였다. 그림 18은 시험에 사용된 장치의 사진이다.

그림 19는 1.0 pu의 3상 평형 리액터부하가 투입된 상태에서 STATCOM 보상에 따른 계통측 전원전류와 정상분 전류제어기의 제어특성을 나타낸다. 파형에서 알 수 있듯이, 부하에서 발생하는 정상분성분의 무효전류를 STATCOM이 모두 보상함에 따라 전원계통에는 약간의 유효전력성분의 전류만 흐르게 된다. 그림 20에서 23은 단상 리액터부하를 투입하여 0.2 pu의 정상분 무효전력부하와 0.2 pu의 역상분 전류성분의 불평형부하를 발생시켰을 때의 STATCOM 보상성능을 나타낸다. 그림 20은 STATCOM이 정상분 무효전력성분만 보상할 때의 파형으로서, 이 보상기의 동작으로 인해 전원계통에는 역상분성분의 전류만 남고 정상분 무효전력성분이 제거됨을 볼 수 있다. 그림 21은 정상분 무효전력성분과 역상분 불평형성분을 함께 보상할 때의 파형이고 그림 22는 구현한 전류제어기들의 상호 간섭을 살펴보기 위해 우선 정상분 무효전력성분만 보상한 후, 역상분 불평형성분을 함께 보상하고, 다시 역상분 불평형성분만 보상하였을 때의 파형이다.

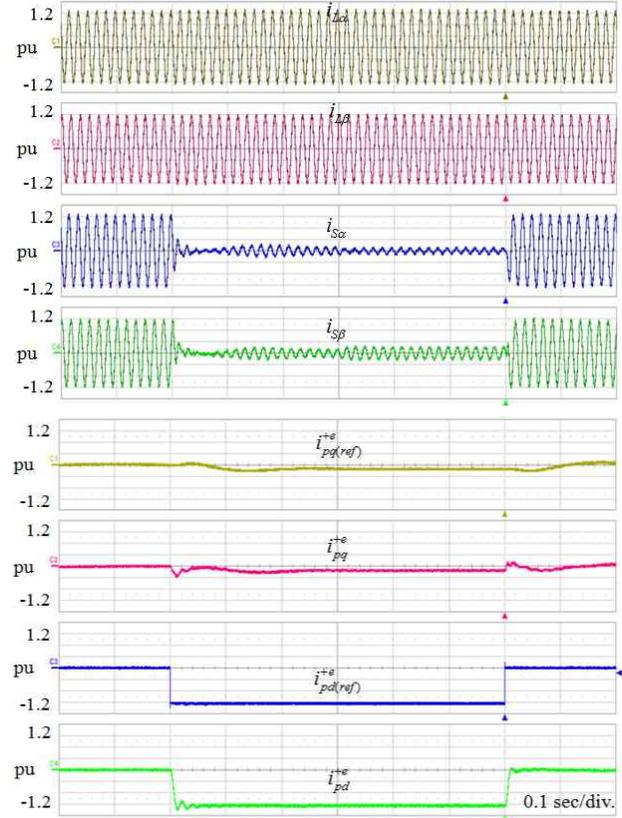


Fig. 19. Experimental results: 1.0 pu reactive power compensation.

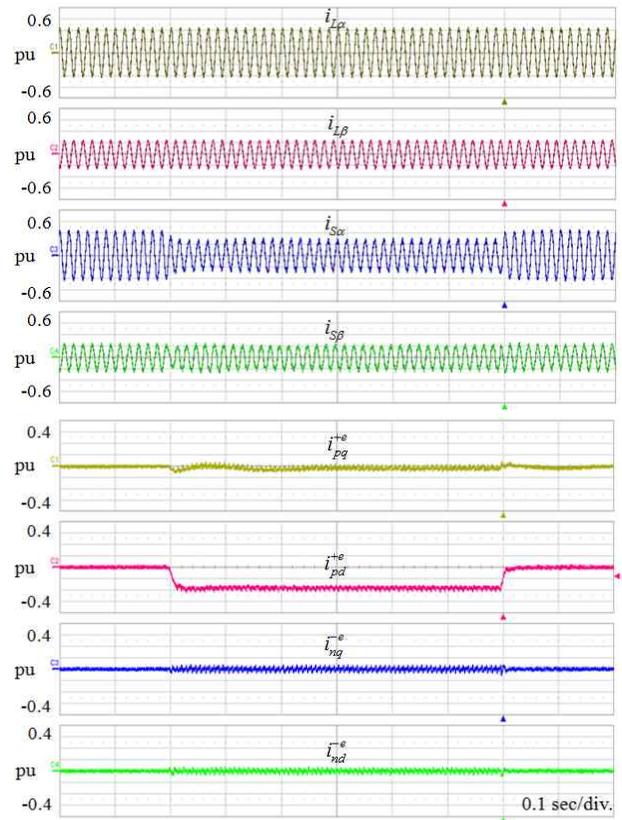


Fig. 20. Experimental results: only 0.2 pu reactive power compensation.

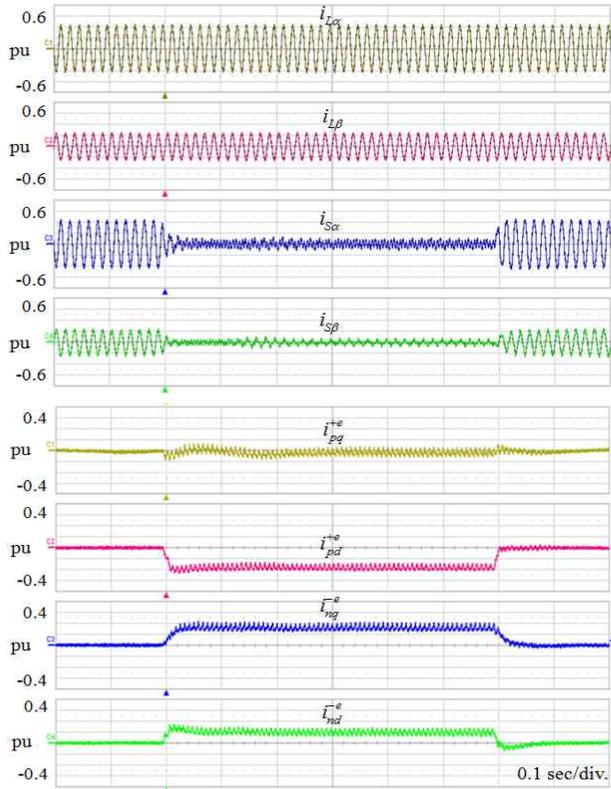


Fig. 21. Experimental results: Simultaneous compensation of 0.2 pu reactive power and 0.2 pu negative-sequence current.

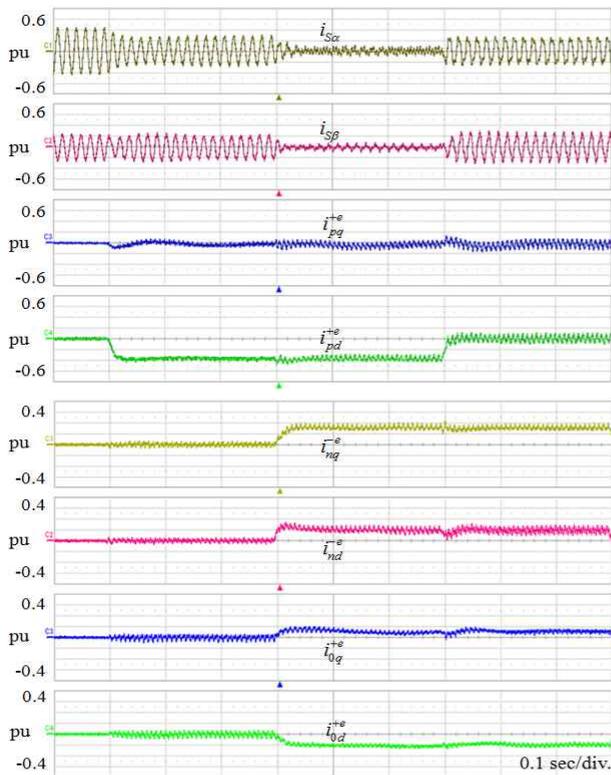


Fig. 22. Experimental results showing respective transient response of positive-, negative-, and zero-sequence current control.

실험결과에서 알 수 있듯이, 정상분 무효전력성분을 보상하는 정상분 전류제어기와 불평형 성분을 보상하는 역상분 전류제어기, 그리고 상간 직류단 전압의 평형화 제어를 위한 영상분 전류제어기가 각각 독립적으로 그 전류기준치를 잘 추종함에 따라 부하에서 발생하는 정상분 무효전력성분과 역상분 불평형성분이 제대로 보상을 확인할 수 있다. 이상에서 살펴본 바와 같이 본 논문에서 구현한 정상분 전류제어기와 역상분 전류제어기는 각 성분의 검출과정에서 적용한 전대역필터로 인해 약간의 상호 간섭이 존재함에도 불구하고 급변하는 부하에서 발생하는 무효전력성분과 불평형성분을 안정적으로 보상하는 것이 가능하다는 것을 확인하였다. 또한 제안한 영상분 전류제어기는 정상상태 오차가 없이 그 전류기준치를 잘 추종함을 알 수 있다.

9. 결 론

본 논문에서는 전기로용 다단 H-브릿지 STATCOM에 적용되는 전류제어기를 구현하고 그 성능을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다. 주요 결과를 요약하면

- 1) 정상분과 역상분의 분리제어를 위한 3상 전압 및 전류의 정상분/역상분 분리 알고리즘의 성능을 최대화하는 방안을 이론적으로 도출하였다.
- 2) Δ 결선 STATCOM의 정상분/역상분 비간섭 동기전류제어기를 구현하였다.
- 3) 동특성이 향상되고 파라미터 오차에 강인한 개선된 형태의 영상분 가상동기전류제어기를 고안하였다. 제안된 영상분 전류제어기는 STATCOM 용도 뿐만 아니라 단상 인버터 전류제어에 일반적으로 적용될 수 있을 것으로 기대된다.
- 4) 실제 운영되고 있는 제철소 전기로의 실 데이터의 분석을 통하여 전류제어기 설계에 적용하는 사례를 제시하였다.

논문의 제한점과 향후 과제로는

- 1) 본 논문에서 적용한 부하 데이터는 특정 기기에 국한된 것으로, 앞으로 이에 관한 광범위한 데이터 수집과 보다 체계적인 분석 기법을 적용하여 일반적인 제어 요구조건의 도출과 시스템 파라미터 설계에 적용할 필요가 있는 것으로 사료된다.
- 2) 정상분/역상분 분리제어 과정에서 위상이동필터의 동특성이 개입됨으로 해서 센싱의 오차 및 지연이 필연적으로 따르게 되는데, 이는 다단 H-브릿지 구조의 주요 단점 중의 하나인 주제어기와 셀제어기간 통신 지연의 효과 등과 함께 제어특성에 부정적인 영향을 미치게 된다. 따라서 제어과정의 지연요소들을 고려한 보다 체계화된 전류제어기 설계 방안이 도출될 필요가 있다.

References

- [1] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. McKeever, and J. Van Coevering, "A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation," *IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 2541-2548, 1995.
- [2] F. Z. Peng, J. W. McKeever, and D. J. Adams, "Cascade multilevel inverters for utility applications," *IECON 97. 23rd international Conference, IEEE*, pp. 437-442, 1997.
- [3] F. Z. Peng, J. W. McKeever, and D. J. Adams, "A power line conditioner using cascaded multilevel inverters for distribution systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 34, No. 6, pp. 1293-1298, Nov./Dec. 1998.
- [4] Y. Liang and C. O. Nwankpa, "A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM," *33th IAS Annual Meeting, IEEE*, Vol. 2, pp. 1447-1453, 1998.
- [5] F. Z. Peng and J. Wang, "A universal STATCOM with delta-connected cascade multilevel inverter," *PESC '04 35th*, Vol. 5, pp. 3529-3533, 2004.
- [6] M. Hagiwara, R. Maeda, and H. Akagi, "Negative-sequence reactive-power control by a PWM STATCOM based on a modular multilevel cascaded converter(MMCC-SDBC)," *in Conf Rec. IEEE-ECCE 2011*, pp. 3728-3735, 2011.
- [7] H. Akagi, S. Inoue, and T. Yoshii, "Control and performance of a transformerless cascade PWM STATCOM with star configuration," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 43, No. 4, pp. 1041-1049, Jul./Aug. 2007.
- [8] N. Hatano and T. Ise, "A configuration and control method of cascade H-bridge STATCOM," *Power and Energy Society General Meeting, IEEE*, pp. 1-8, 2008.
- [9] N. Hatano and T. Ise, "Control scheme of cascaded H-bridge STATCOM using zero-sequence voltage and negative-sequence current," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 25, No. 2, pp. 543-550, Apr. 2010.
- [10] R. E. Betz, T. Summers, and T. Furney, "Symmetry compensation using a H-Bridge multilevel STATCOM with zero sequence injection," *IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 1724-1731, 2006.
- [11] B. K. Kwon, S. K. Jung, and T. H. Kim, "Control of DC-side voltage unbalance among phases in multi-level H-bridge STATCOM with unbalanced load," *The Trans. of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 332-341, Aug. 2014.
- [12] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proc. Power Appl.*, Vol. 153, No. 5, pp. 750-762, Sep. 2006.
- [13] Y. K. Kim, J. W. Choi, and H. G. Kim, "The analysis of characteristics for digital PLL control," *Power Electronics Conf., KIPE*, pp. 548-553, Jul. 2003.
- [14] R. Y. Kim, S. Y. Choi, and I. Y. Suh, "Instantaneous control of average power for grid tie inverter using single phase D-Q rotating frame with all pass filter," *IECON 2004 30th Annual Conference, IEEE*, Vol. 1, pp. 274-279, 2004.
- [15] Y. K. Kim, J. W. Choi, and H. G. Kim, "Digital PLL control for phase-synchronization of grid-connected PV system," *KIEE Trans.*, Vol. 53, No. 9, pp. 562-568, Sep. 2004.
- [16] U. A. Miranda, L. G. B. Rolim, and M. Aredes, "A DQ synchronous reference frame current control for single-phase converters," *IEEE/PESC '05 36th*, pp. 1377-1381, 2005.
- [17] D. G. Kim, J. W. Choi, and H. G. Kim, "The current control of a single-phase grid-tie photovoltaic PCS in synchronous frame," *Electrical Machinery and Energy Conversion Systems Society Spring Conference, KIEE*, pp. 103-105, Apr. 2008.
- [18] B. Bahrani, A. Rufer, S. Kenzelmann, and L. Lopes, "Vector control of single-phase voltage-source converters based on fictive-axis emulation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 47, No. 2, pp. 831-840, Mar./Apr. 2011.
- [19] S. K. Sul, *Control of Electric Machine Drive System*, Wiley-IEEE Press 2010.

권병기(權炳基)

1970년 12월 5일생. 1995년 광운대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년~현재 (주)포스코ICT 기술연구소 전력전자기술팀장/수석연구원.

**정승기(鄭勝基)**

1960년 3월 26일생. 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 졸업(석사). 1988년 동 대학원 졸업(공학박). 1987년~현재 광운대 전기공학과 교수.

**김태형(金泰亨)**

1983년 7월 2일생. 2008년 광운대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~현재 (주)포스코ICT 기술연구소 선임연구원.

**김윤현(金允賢)**

1982년 5월 3일생. 2005년 전북대 전기공학과 졸업. 2005년~현재 (주)포스코ICT 기술연구소 선임연구원.

