

불평형부하를 가지는 다단 H-bridge STATCOM에서 상간 직류전압 불평형의 제어

권병기¹, 정승기², 김태형[†]

Control of DC-side Voltage Unbalance among Phases in Multi-level H-Bridge STATCOM with Unbalanced Load

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

Abstract - A cascaded H-bridge multi-level STATCOM(STATIC synchronous COMPensator), which is composed of many cell inverters with independent dc-sources, generates inevitably dc-side voltage unbalance among phases when it compensates unbalanced load. It comes from the difference of flowing active power in each phase when this compensator makes negative-sequence current to eliminate the unbalance of source-side current. However, this unbalance can be controlled by injecting zero-sequence current which is decoupled with grid currents, so the compensator can work well during this balancing process. Both a feedback control algorithm, which produces zero-sequence current proportional to dc-side voltage unbalance within each phase, and a feedforward control algorithm, which makes zero-sequence current directly from the compensator's negative-sequence current, were proposed. The dc-side voltage of each phase can be controlled stably by these proposed algorithms in both steady-state and transient, so the compensator can have fast response to satisfy control performance under rapid changing load. These balancing controllers were implemented and verified via simulation and experiment.

Keywords: STATCOM, dc-side voltage unbalance, unbalanced load, negative-sequence current, zero-sequence current

Nomenclature

$\tilde{I}_{xn}, \tilde{I}_x$	전류 i_x 에서 역상분성분의 페이서와 실효치	$\tilde{I}_{xn}, \tilde{I}_x$	전류 i_x 에서 역상분성분의 페이서와 실효치
$\tilde{V}_{xy}, \tilde{V}_{xy}^*$	전압 v_{xy} 의 페이서(복소수)와 켈레 복소수	$\bar{v}^{+e}, \bar{i}^{+e}$	동기좌표계에서 각각의 전압($v_{xq}^{+e} + jv_{xd}^{+e}$)과 전류($i_{xq}^{+e} + ji_{xd}^{+e}$)의 공간벡터
V_{xy}, \hat{V}_{xy}	전압 v_{xy} 의 실효치와 최대치	$\bar{v}^{-e}, \bar{i}^{-e}$	역동기좌표계에서 각각의 전압($v_{xq}^{-e} - jv_{xd}^{-e}$)과 전류($i_{xq}^{-e} - ji_{xd}^{-e}$)의 공간벡터
\tilde{V}_{xyp}, V_{xyp}	전압 v_{xy} 에서 정상분성분의 페이서와 실효치		
\tilde{V}_{xym}, V_{xym}	전압 v_{xy} 에서 역상분성분의 페이서와 실효치		
$\tilde{I}_x, \tilde{I}_x^*$	전류 i_x 의 페이서와 켈레 복소수		
I_x	전류 i_x 의 실효치		
\tilde{I}_{xp}, I_{xp}	전류 i_x 에서 정상분성분의 페이서와 실효치		

1. 서 론

아크를 발생시켜 고철을 녹이는 전기로는 전극봉과 고철 간 발생하는 아크의 길이나 형태가 일정하지 않을 뿐 아니라 각 상간 큰 차이를 보이는데 이러한 아크의 차이는 부하전류의 불균형을 심하게 일으킨다. 이를 보상하기 위해, 부하의 급격한 변동에 대해 빠른 응답특성을 가지며 역상분전류 보상을 통해 부하 불평형에도 대응이 가능한 STATCOM의 적용이 확대되고 있다. 여러

종류의 STATCOM 토폴로지 중에서 다단 H-bridge의 구조를 가지는 STATCOM은 고압화와 모듈화가 용이하다는 장점으로 인해 많은 관심을 받고 있다.^{[1]-[3]} 이 토폴로지는 H-bridge 형태의 단상 인버터를 하나의 기본 단위인 셀로 하고 이들을 직렬로 연결하여 한 개의 상을 구성하며, 세 개의 상을 하나로 묶어 전체가 하나의 3상 인버터로 작동한다. 이때 다단 H-bridge 방식에서 가장 큰 문제가 되는 것은 셀별로 별도의 직류전원을 가져야 한다는 데에 있다. 특히, STATCOM의 용도로 사용하는 다단 H-bridge 인버터는 별도의 고정된 직류전원을 사용하지 않고 단지 커패시터만으로 직류전압을 유지하며, 이 직류전압은 교류측에서 제공하는 전력에 의존하기 때문에 운전상태에 따라 직류단 전압이 고정되지 않고 변동할 수 있다. 만일 직류단 전압이 변동해서 어느 이하로 낮아지게 되면 인버터가 제어성을 상실하게 된다. 반대로 어느 이상으로 높아지게 되면 과전압으로 위험한 수준에 이르게 될 수 있으므로 인버터의 동작을 정지시켜야 한다. 즉 직류단 전압의 유지는 인버터의 동작에 필요한 기본적인 요건으로서, 고정된 직류전원을 지니지 않는 STATCOM 구조에서는 특별한 중요성을 지닌다.

다단 H-bridge 방식의 STATCOM에서 직류단 전압의 불평형은 크게 다음의 두 가지 유형으로 나타난다. 첫째, 상간 불평형은 3상에서 합산한 유효전력이 영이라도 각 상에는 영이 아닌 일정한 크기를 갖는 유효전력이 존재하게 되어 각 상의 직류전압이 불안정한 영역까지 상승하거나 하강하는 경우이다. 그 원인은 각 상의 비대칭적인 내부손실에 의한 것일 수도 있으나, 주로 부하 불평형에 대응하기 위해 보상전류로 역상분성분의 전류를 주입하는 것에 기인한다. 이와 같은 상간 직류전압의 불평형을 보상하기 위해 정상분 유효전력을 주입하는 방식과 역상분전류를 주입하는 방식 등이 제안되었지만, 이는 계통전류에 직접 영향을 미치게 되어 STATCOM의 보상성능을 저하시키는 문제를 일으킨다.^{[4]-[5]} 이에 대한 해결책으로 계통전류에 영향을 미치지 않으면서 각 상의 불평형 전압을 제어할 수 있는 영상분전압이나 전류를 주입하는 방식들이 제시되고 있다.^{[6]-[7]} 둘째, 각 상 내의 셀간 직류전압 불평형은 역상분전류의 보상 여부와는 무관하게 각 상을 구성하는 직렬 셀들 사이의 동작상의 오차나 스위칭소자의 전압강하 차이 등에서 비롯되는 손실의 불균형, 셀별 직류단 커패시터 용량의 차이, 그리고 기타 특정하기 어려운 여러 가지 이유로 인해 나타난다. 셀간 불평형을 보상하기 위해선 각 셀 인버터에 인가되는 유효전력을 제어해야 하는데 제어가 가능한 요소로는 전압과 전류, 그리고 위상이 있다. 이 중 전류는 전체 시스템에 의해 좌우되기 때문에 개별 셀 인버터가 직접 제어할 수 있는 요소로는 전압의 크기와 전압의 위상이 있다. 출력전압의 크기만 가변하는 방식은 제어범위가 좁다는 단점이 있고, 위

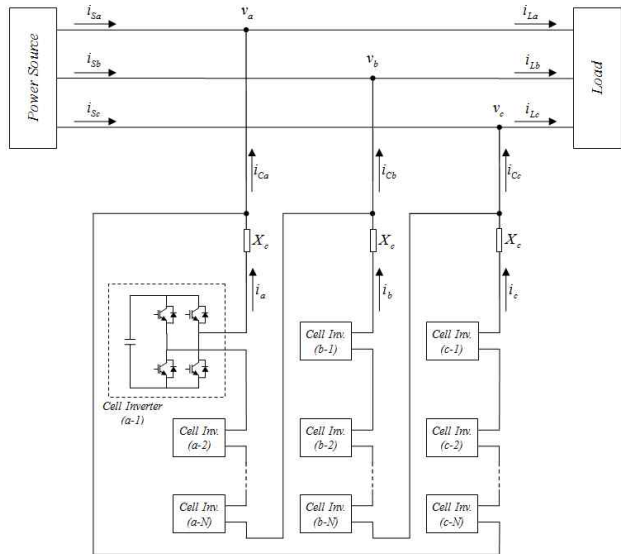


Fig. 1 Δ-connected cascaded H-bridge STATCOM

상만 가변하는 방식은 다른 제어기들과 간섭이 발생한다는 단점이 있기 때문에 주로 전압의 크기와 위상을 같이 제어하는 방식이 더 유리하다.^{[8]-[10]} 하지만 이 방식도 상전류가 매우 작은 영역에서는 제어할 수 있는 유효전력의 크기가 작게 되어 안정적인 전압불평형제어가 어려워지므로 이에 대한 추가적인 제어가 요구된다.

본 논문에서는 앞서 설명한 두 가지 불평형 유형 중 STATCOM이 부하 불평형을 보상할 때 반드시 고려해야만 하는 상간 직류단 전압 평형화 제어에 대해 논의 하겠다. 상간 평형화 제어를 위해 상간 전압편차에 의해 만들어지는 제어기의 출력이 영상분성분에 의한 전력의 유출입량과 일치하게 하는 전력비례 제어방식을 제안한다. 이 전력비례 피드백 제어를 통해 직류단 전압의 상간편차를 억제할 수 있으나 전기로와 같이 급변하는 부하를 보상하는 경우 그 평형화 특성을 유지하기 위해선 피드백 제어기에 큰 게인이 요구된다. 하지만, 피드백 제어기의 게인은 출력에 해당하는 영상분전류의 과도 구간에서 크기제한이나 직류단 전압 센싱 지연, 각 셀들과 주 제어기 간의 통신지연 등과 같은 여러 요인들로 인해 제약되기 때문에 이러한 피드백 제어기만으로 충분히 만족할 만한 과도응답특성을 얻는 것은 매우 어렵다. 평형제어 성능의 제고를 위해 피드백 제어방식을 보완하는 전향제어를 포함하는 방안을 고안하였다. 이는 보상전류에 해당하는 STATCOM 역상분전류와 전원전압의 상태로부터 각 상 전력의 유출입을 원천적으로 상쇄시키기 위한 영상분전류를 구하는 문제에 해당하며, 수식적인 전개와 시뮬레이션 및 실험을 통해 성능을 검증하였다.

2. 불평형부하 보상시 각 상의 전력

그림 1은 Δ 결선의 다단 H-bridge 토폴로지를 가지는 STATCOM의 구성도이며 이때 각 셀들은 단상 인버터의 형태로 나타낼 수 있다.

STATCOM은 3상 평형 무효전력부하와 불평형부하를 함께 보상하기 위해 전원전압과 90도의 위상을 갖는 정상분 무효성분 보상전류와 역상분 보상전류를 발생시킨다. 전력계통의 역상분전압 성분을 무시할 때 각 상에서 발생하거나 유입되는 전력은 식(1)과 같이 나타낼 수 있는데, 3상 유효전력의 전체 합은 항상 영이지만, 각 상에는 2배 주파수의 성분과 역상분전류에 의해 만들어지는 일정한 크기의 성분이 존재한다. 이 중 2배 주파수 성분은 직류단 커패시터의 전압을 같은 주파수로 맥동하게 만드나, 일정한 크기의 성분은 각 셀 인버터의 직류단 커패시터 전압을 불안정한 영역까지 계속 증가하거나 감소하게 만들기 때문에 별도의 적절한 제어를 통해 제거해야 한다.

$$\begin{aligned} p_a &= V_{ab}I_{ap}\sin\phi_p\sin 2\omega_e t + V_{ab}I_{an}\cos(2\omega_e t + \phi_n) \\ &\quad + V_{ab}I_{an}\cos\phi_n \\ p_b &= V_{bc}I_{bp}\sin\phi_p\sin\left(2\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{bc}I_{bn}\cos(2\omega_e t + \phi_n) \\ &\quad + V_{bc}I_{bn}\cos\left(\phi_n - \frac{2\pi}{3}\right) \\ p_c &= V_{ca}I_{cp}\sin\phi_p\sin\left(2\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{ca}I_{cn}\cos(2\omega_e t + \phi_n) \\ &\quad + V_{ca}I_{cn}\cos\left(\phi_n + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

3. 제안하는 상간 직류단 전압의 평형화 제어

3.1 전력비례 피드백 제어

Δ 결선 각 상 양단에 걸리는 전압은 전원의 선간전압으로 고정되어 있으므로 이 선간전압에 상전류를 곱한 것이 각 상에서 출입하는 전력이 된다. 따라서 보상전류를 원하는 대로 제어하면서 동시에 영상분전류($i_0 = \sqrt{2}I_0\cos(\omega_e t - \phi_0)$)를 적절히 제어하면 양단전압에 흐르는 전류를 곱한 값이 되는 인버터의 출력전력을 조절할 수 있으며 이를 각 상 인버터의 직류단 전압 사이의 불평형을 해소하는 데에 이용할 수 있다. 그림 2는 이러한 관계를 나타내는 페이서이며, STATCOM에 역상분전류가 흐르는 경우에는 각 상의 양단에 걸리는 선간전압과 각 상에 흐르는 전류의 내적에 해당하는 유효전력이 존재하게 된다. 반면, 적절한 크기와 위상을 갖는 영상분전류를 각 상에 동일하게 중첩하였을 때에는 모든 상에서 각각의 양단전압과 식(2)와 같이 흐르는 상전류가 서로 직교함에 따라 각 상의 유효전력은 모두 영이 됨을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{I}_a &= \tilde{I}_{ap} + \tilde{I}_{an} + \tilde{I}_0 \\ \tilde{I}_b &= \tilde{I}_{bp} + \tilde{I}_{bn} + \tilde{I}_0 \\ \tilde{I}_c &= \tilde{I}_{cp} + \tilde{I}_{cn} + \tilde{I}_0 \end{aligned} \quad (2)$$

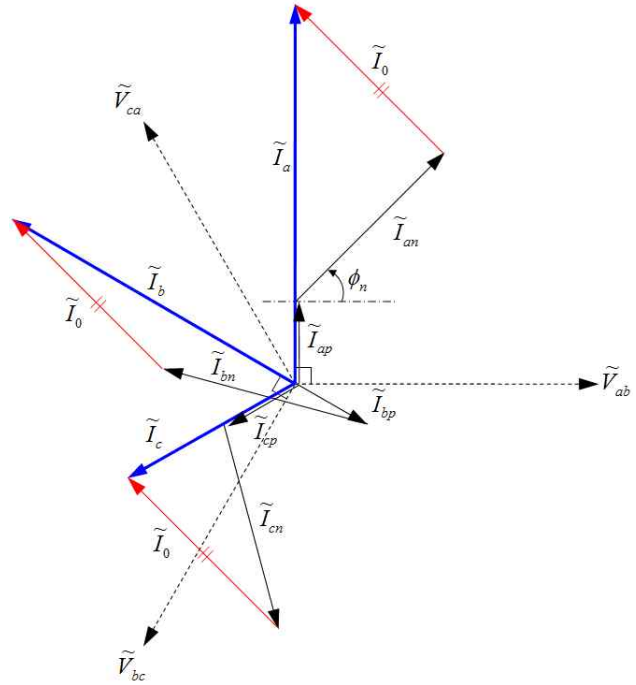


Fig 2 Phasor diagram when a zero-sequence current is superposed to compensate each phase's power unbalance

각 상에 적절한 영상분전류를 중첩하였을 때 a상 인버터가 방출(유입)하는 순시전력은 b상과 c상 인버터에서 유입(방출)하는 순시전력과 일치하며 3상 전체의 순시전력은 항상 영이므로 이 영상분전류에 의한 유효전력 및 무효전력의 유출입은 없다.

즉, 어느 한 상에서 전력이 빠져나갈 때 다른 상에서는 전력이 유입되며, 마치 전력이 인버터 각 상 사이에서 순환하는 것처럼 생각할 수 있다. 식(3)은 영상분전류에 의해 각 상에서 유출입되는 순시전력을 나타낸다.

$$\begin{aligned} p_{a0} &= V_{ab}I_0\cos\phi_0 + V_{ab}I_0\cos(2\omega_e t - \phi_0) \\ p_{b0} &= V_{bc}I_0\cos\left(\phi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{bc}I_0\cos\left(2\omega_e t - \frac{2\pi}{3} + \phi_0\right) \\ p_{c0} &= V_{ca}I_0\cos\left(\phi_0 + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{ca}I_0\cos\left(2\omega_e t + \frac{2\pi}{3} + \phi_0\right) \end{aligned} \quad (3)$$

각 상에서 셀들의 직류단 전압의 합을 각각 v_{DCa} , v_{DCb} , v_{DCc} 라 하고, 그 평균을 v_{DC-avg} 라 할 때, Δ 결선 내부를 순환하는 영상분전류에 의해 각 상 인버터에 출입하는 전력이 인버터의 직류단 전압 편차에 비례하도록 하려면 식(4)의 관계식이 만족되어야 한다.

$$\begin{aligned} Re(\tilde{V}_{ab}\tilde{I}_0^*) &= K(v_{DCa} - v_{DC-avg}) = K\Delta v_{DCa} \\ Re(\tilde{V}_{bc}\tilde{I}_0^*) &= K(v_{DCb} - v_{DC-avg}) = K\Delta v_{DCb} \\ Re(\tilde{V}_{ca}\tilde{I}_0^*) &= K(v_{DCc} - v_{DC-avg}) = K\Delta v_{DCc} \end{aligned} \quad (4)$$

즉,

$$\begin{aligned}\tilde{V}_{ab}^* \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{ab} \tilde{I}_0^* &= 2K\Delta v_{DCa} \\ \tilde{V}_{bc}^* \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{bc} \tilde{I}_0^* &= 2K\Delta v_{DCb} \\ \tilde{V}_{ca}^* \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{ca} \tilde{I}_0^* &= 2K\Delta v_{DCc}\end{aligned}\quad (5)$$

이들 세 식을 합하면 좌우변이 항등적으로 영이 되므로 세 식은 서로 독립적이지 않으며 셋 중 두 조건이 만족되면 나머지 하나는 저절로 만족된다. 따라서 식(5)를 만족시키는 특정 크기와 위상 또는 특정 실수부와 허수부를 갖는 영상분전류가 존재할 수 있다. 식(5)로부터 영상분전류(\tilde{I}_0)를 구하기 위해, 식(5)의 세 식에 각각 1, a^2 , a 를 곱해 더하면 식(6)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}(\tilde{V}_{ab} + a^2\tilde{V}_{bc} + a\tilde{V}_{ca})\tilde{I}_0^* + (\tilde{V}_{ab} + a\tilde{V}_{bc} + a^2\tilde{V}_{ca})\tilde{I}_0 \\ = 2K(\Delta v_{DCa} + a^2\Delta v_{DCb} + a\Delta v_{DCc})\end{aligned}\quad (6)$$

이때 $a = e^{j2\pi/3}$ 이고, 선간전압의 정상분성분과 역상분성분을 각각 식(7)과 식(8)로 정의하고, 3상의 직류단 전압 편차를 식(9)와 같은 복소수의 형태로 정의하도록 한다. $\Delta\tilde{V}_{DC}$ 는 3상 직류단 전압 편차를 복소수 평면상에서 각각 해당 상전압 방향으로 나타낸 벡터들(Δv_{DCa} , $a^2\Delta v_{DCb}$, $a\Delta v_{DCc}$)을 합한 것에 크기 조정계수 2/3를 곱한 것이다. 이때 만일 세 직류단 전압이 평형을 이루면 복소수, $\Delta\tilde{V}_{DC}$ 는 영이 된다.

$$\tilde{V}_{Lp} = \frac{1}{3}(\tilde{V}_{ab} + a\tilde{V}_{bc} + a^2\tilde{V}_{ca})\quad (7)$$

$$\tilde{V}_{Ln} = \frac{1}{3}(\tilde{V}_{ab} + a^2\tilde{V}_{bc} + a\tilde{V}_{ca})\quad (8)$$

$$\begin{aligned}\Delta\tilde{V}_{DC} &= \frac{2}{3}(\Delta v_{DCa} + a^2\Delta v_{DCb} + a\Delta v_{DCc}) \\ &= \Delta v_{DCq} + j\Delta v_{DCd}\end{aligned}\quad (9)$$

지금까지 정의한 선간전압의 정상분성분과 선간전압의 역상분성분, 그리고 직류단 전압 편차의 복소수를 식(6)에 적용하면 식(10)과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{V}_{Lp}^* \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{Ln} \tilde{I}_0^* = K\Delta\tilde{V}_{DC}\quad (10)$$

이에 대한 해를 구하기 위해 식(10)을 식(11)과 같이 공액 연립방정식의 형태로 나타낼 수 있으며, 이로부터 영상분전류는 식(12)와 같이 구해진다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{Lp}^* & \tilde{V}_{Ln} \\ \tilde{V}_{Ln}^* & \tilde{V}_{Lp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_0 \\ \tilde{I}_0^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K\Delta\tilde{V}_{DC} \\ K\Delta\tilde{V}_{DC}^* \end{bmatrix}\quad (11)$$

$$\tilde{I}_0 = \frac{1}{V_{Lp}^2 - V_{Ln}^2} (\tilde{V}_{Lp} K\Delta\tilde{V}_{DC} - \tilde{V}_{Ln} K\Delta\tilde{V}_{DC}^*)\quad (12)$$

3상의 각주파수를 ω_c 라 할 때, 회전좌표계의 회전속도를 $\omega = \omega_c$ 로 일치시킨 경우를 동기좌표계라 부르고, 반대 방향인 $\omega = -\omega_c$ 의 속도로 회전하는 경우를 역동기좌표계라 한다. 동기좌표계와 역동기좌표계가 모두 $t=0$ 시점에서 $\alpha - \beta = 0$ 좌표축과 일치($\theta_0 = 0$)하는 것으로 놓고 이들 좌표계에서의 좌표들을 윗첨자 $+e$ 와 $-e$ 로 구분하기로 한다. 식(7)과 식(8)에서 정의한 3상 대칭변수를 대표하는 선간전압의 정상분성분 페이서와 역상분성분 페이서의 복소수 표현은 3상 대칭변수를 동기좌표축에서 공간벡터로 나타낸 복소수의 형태로 식(13), 식(14)와 같이 나타낼 수 있다. 영상분전류의 페이서도 같은 방식으로 식(15)와 같이 나타낸다.

$$\tilde{V}_{Lp} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{v}_{Lp}^{+e} = \frac{1}{\sqrt{2}} (v_{Lpq}^{+e} + jv_{Lpd}^{+e})\quad (13)$$

$$\tilde{V}_{Ln} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{v}_{Ln}^{-e})^* = \frac{1}{\sqrt{2}} (v_{Lnq}^{-e} - jv_{Lnd}^{-e})\quad (14)$$

$$\tilde{I}_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \tilde{\mathbf{i}}_0^{+e} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{0q}^{+e} + ji_{0d}^{+e})\quad (15)$$

위의 식들을 식(12)에 대입하여 정리하면, 동기좌표계에서의 영상분전류를 식(16)과 같은 행렬의 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{0q}^{+e} \\ i_{0d}^{+e} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{Lp}^2 - V_{Ln}^2} \begin{bmatrix} v_{Lpq}^{+e} - v_{Lnq}^{-e} & v_{Lnd}^{-e} - v_{Lpd}^{+e} \\ v_{Lpd}^{+e} + v_{Lnd}^{-e} & v_{Lpq}^{+e} + v_{Lnq}^{-e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K\Delta v_{DCq} \\ K\Delta v_{DCd} \end{bmatrix}\quad (16)$$

이 영상분전류는 상간 직류단 전압의 평형화를 위한 영상분전류제어기의 기준치로 사용된다. 본 시스템에서 영상분전류제어는 동기좌표계 PI제어기로 구현하였으며, 이를 위해 가상의 2상 전류 검출방식을 사용하였다.^{[11]-[12]}(본 논문에서 이에 대한 설명은 생략한다.) 일반적으로 전원전압에서 역상분의 비중은 수% 이내로 상대적으로 매우 작은 크기로 유지되기 때문에 그 영향을 무시하면($v_{Lnq}^{-e} \approx 0$, $v_{Lnd}^{-e} \approx 0$), 식(17)과 같이 단순화된 형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{0q}^{+e} \\ i_{0d}^{+e} \end{bmatrix} \approx \frac{1}{V_L^2} \begin{bmatrix} v_{Lpq}^{+e} & -v_{Lpd}^{+e} \\ v_{Lpd}^{+e} & v_{Lpq}^{+e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K\Delta v_{DCq} \\ K\Delta v_{DCd} \end{bmatrix}\quad (17)$$

$t=0$ 에서 상전압의 최대치(\hat{V}_ϕ)가 되도록 동기좌표변환을 하면 선간전압의 동기좌표 d-q축 변수와 그 크기는 식(18)과 식(19)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{Lpq}^{+e} &= \frac{3}{2} \hat{V}_\phi \\ v_{Lpd}^{+e} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_\phi \end{aligned} \quad (18)$$

$$V_L = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{V}_\phi \quad (19)$$

이를 식(17)에 적용하여 정리하면 식(20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{0q(ref)}^{+e} \\ i_{0d(ref)}^{+e} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3} \hat{V}_\phi} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K\Delta v_{DCq} \\ K\Delta v_{DCd} \end{bmatrix} \quad (20)$$

3.2 보상전류로부터 전향보상 제어

앞서 살펴본 바와 같이, 역상분 보상전류에 의한 3상 전계 전력은 영이지만, 각 상의 전력은 영이 아닌 일정한 크기를 갖는 것에서 불평형이 발생한다. 따라서 전향 보상하기 위한 영상분전류의 조건은 각 상별 전력이 영이어야 한다는 조건에서 구해진다. 먼저 a상 인버터에서 출력되는 평균전력은 식(21)과 같이 표현된다.

$$P_a = \text{Re} \left[(\tilde{V}_{ab} + jX_L \tilde{I}_a) \tilde{I}_a^* \right] \quad (21)$$

여기서 $jX_L \tilde{I}_a \tilde{I}_a^*$ 는 순수한 허수항이 되므로 제거되고, \tilde{I}_a 는 $\tilde{I}_{ap} + \tilde{I}_{an} + \tilde{I}_0$ 이므로 a상 전력은 식(22)로 다시 나타낼 수 있다.

$$P_a = \text{Re} \left[\tilde{V}_{ab} (\tilde{I}_{ap}^* + \tilde{I}_{an}^* + \tilde{I}_0^*) \right] \quad (22)$$

이때 이 전력이 영이 되기 위한 조건은 식(23)이다.

$$\tilde{V}_{ab} (\tilde{I}_{ap}^* + \tilde{I}_{an}^* + \tilde{I}_0^*) + \tilde{V}_{ab} (\tilde{I}_{ap} + \tilde{I}_{an} + \tilde{I}_0) = 0 \quad (23)$$

이러한 관계는 다른 두 상에 대해서도 마찬가지로 쓸 수 있다. 이때 좌변은 영상분전류에 의해 인버터에서 유출되는 전력을, 우변은 정상분 및 역상분전류에 의해 유입되는 전력으로 정리하면 식(24)와 같이 나타낼 수 있다. 즉, 정상분전류와 역상분전류에 의해 인버터로 유입되는 전력과 영상분에 의해 인버터에서 유출되는 전력이 같아지는 상태를 의미한다.

$$\begin{aligned} \tilde{V}_{ab} \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{ab} \tilde{I}_0^* &= -\tilde{V}_{ab} \tilde{I}_{ap} - \tilde{V}_{ab} \tilde{I}_{ap}^* - \tilde{V}_{ab} \tilde{I}_{an} - \tilde{V}_{ab} \tilde{I}_{an}^* \\ \tilde{V}_{bc} \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{bc} \tilde{I}_0^* &= -\tilde{V}_{bc} \tilde{I}_{bp} - \tilde{V}_{bc} \tilde{I}_{bp}^* - \tilde{V}_{bc} \tilde{I}_{bn} - \tilde{V}_{bc} \tilde{I}_{bn}^* \\ \tilde{V}_{ca} \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{ca} \tilde{I}_0^* &= -\tilde{V}_{ca} \tilde{I}_{cp} - \tilde{V}_{ca} \tilde{I}_{cp}^* - \tilde{V}_{ca} \tilde{I}_{cn} - \tilde{V}_{ca} \tilde{I}_{cn}^* \end{aligned} \quad (24)$$

위의 식을 만족하는 영상분전류를 구하기 위해 식(24)의 세 식에 순서대로 1, a^2 , a 를 각각 곱해 더하면 식(25)와

같은 관계식을 얻는다. 이때 $\tilde{I}_{ap} = \tilde{I}_p$, $\tilde{I}_{bp} = a^2 \tilde{I}_p$, $\tilde{I}_{cp} = a \tilde{I}_p$, $\tilde{I}_{an} = \tilde{I}_n$, $\tilde{I}_{bn} = a \tilde{I}_n$, $\tilde{I}_{cn} = a^2 \tilde{I}_n$ 이다.

$$\tilde{V}_{Lp}^* \tilde{I}_0 + \tilde{V}_{Ln} \tilde{I}_0^* = -\tilde{V}_{Ln}^* \tilde{I}_p - \tilde{V}_{Lp} \tilde{I}_n^* \quad (25)$$

식(25)를 식(10)과 비교하면 피드백제어기의 $K\Delta \tilde{V}_{DC}$ 를 $-\tilde{V}_{Ln}^* \tilde{I}_p - \tilde{V}_{Lp} \tilde{I}_n^*$ 가 대신하고 있는 형태임을 알 수 있다. 따라서 식(12)로부터 식(25)를 만족하는 영상분전류는 다음 식으로 표현된다.

$$\tilde{I}_0 = \frac{1}{V_{Lp}^2 - V_{Ln}^2} \left[-\tilde{V}_{Lp} \left\{ \tilde{V}_{Ln}^* \tilde{I}_p + \tilde{V}_{Lp} \tilde{I}_n^* \right\} + \tilde{V}_{Ln} \left\{ \tilde{V}_{Ln} \tilde{I}_p^* + \tilde{V}_{Lp} \tilde{I}_n^* \right\} \right] \quad (26)$$

식(16)의 $K\Delta v_{DCq}$ 와 $K\Delta v_{DCd}$ 를 식(26)의 $-\tilde{V}_{Ln}^* \tilde{I}_p - \tilde{V}_{Lp} \tilde{I}_n^*$ 의 실수부와 허수부로 대체하면 식(27)과 같이 영상분전류를 q축 및 d축 성분의 동기좌표계 변수들로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{0q}^{+e} \\ i_{0d}^{+e} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{Lp}^2 - V_{Ln}^2} \begin{bmatrix} v_{Lpq}^{+e} - v_{Lnq}^{-e} & v_{Lnd}^{-e} - v_{Lpd}^{+e} \\ v_{Lpq}^{+e} + v_{Lnd}^{-e} & v_{Lpq}^{+e} + v_{Lnd}^{-e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{0q} \\ p_{0d} \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서,

$$\begin{aligned} p_{0q} &= -\text{Re} \left[\tilde{V}_{Ln}^* \tilde{I}_p + \tilde{V}_{Lp} \tilde{I}_n^* \right] \\ &= -\frac{1}{2} (v_{Lnq}^{-e} i_{pq}^{+e} - v_{Lnd}^{-e} i_{pd}^{+e} + v_{Lpq}^{+e} i_{nq}^{-e} - v_{Lpd}^{+e} i_{nd}^{-e}) \\ p_{0d} &= -\text{Im} \left[\tilde{V}_{Ln}^* \tilde{I}_p + \tilde{V}_{Lp} \tilde{I}_n^* \right] \\ &= -\frac{1}{2} (v_{Lnq}^{-e} i_{pd}^{+e} + v_{Lnd}^{-e} i_{pq}^{+e} + v_{Lpq}^{+e} i_{nd}^{-e} + v_{Lpd}^{+e} i_{nq}^{-e}) \end{aligned}$$

앞서 피드백 제어와 마찬가지로 전원전압에서 역상분성분을 무시하면 ($v_{Lnq}^{-e} \approx 0$, $v_{Lnd}^{-e} \approx 0$), 식(27)은 식(28)과 같이 간략하게 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{0q}^{+e} \\ i_{0d}^{+e} \end{bmatrix} \approx \frac{1}{V_L^2} \begin{bmatrix} v_{Lpq}^{+e} & -v_{Lpd}^{+e} \\ v_{Lpd}^{+e} & v_{Lpq}^{+e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{0q} \\ p_{0d} \end{bmatrix} \quad (28)$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} p_{0q}' \\ p_{0d}' \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -v_{Lpq}^{+e} & +v_{Lpd}^{+e} \\ -v_{Lpd}^{+e} & -v_{Lpq}^{+e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{nq}^{-e} \\ i_{nd}^{-e} \end{bmatrix}$$

식(18)과 식(19)에서 나타낸 선간전압의 동기좌표 d-q축 변수와 크기를 식(28)에 적용함으로써, 역상분전류를 보상하기 위한 영상분전류는 식(29)와 같이 간단히 구할 수 있다. 즉, STATCOM이 불평형 부하를 보상할 때 생성하는 역상분전류로부터 각 상 전력의 유출입을 원칙적으로 상쇄시키기 위한 영상분전류를 직접 계산함으로써 평형제어 성능의 동특성을 매우 향상시킬 수 있음을 의미한다.

$$\begin{bmatrix} i_{0q}^{+e} \\ i_{0d}^{+e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{nq}^{-e} \\ i_{nd}^{-e} \end{bmatrix} \quad (29)$$

이때 영상분전류제어기가 실제 영상분전류를 발생하는데 소요되는 지연시간으로 인해 STATCOM의 역상분전류와 이를 보상하기 위한 영상분전류 간의 오차가 발생함에 따라 전향보상 제어기의 성능이 저하된다. 이는 영상분전류제어기의 응답특성을 역상분전류제어기의 응답특성과 동일하게 설정한 후, 식(30)과 같이 영상분 기준전류를 역상분전류가 아닌 그 기준치로부터 직접 구함으로써 해결할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{0q(ref)}^{+e} \\ i_{0d(ref)}^{+e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{nq(ref)}^{-e} \\ i_{nd(ref)}^{-e} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Δ결선 내의 STATCOM 전류와 전력 계통에서 바라본 STATCOM 전류는 식(31)의 관계를 가지며, 이로부터 식(30)의 영상분전류는 식(32)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{nq}^{-e} \\ i_{nd}^{-e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cnq}^{-e} \\ i_{Cnd}^{-e} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} i_{0q(ref)}^{+e} \\ i_{0d(ref)}^{+e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cnq(ref)}^{-e} \\ i_{Cnd(ref)}^{-e} \end{bmatrix} \quad (32)$$

그림 3은 식(20)에서 나타낸 바와 같이 각 상의 직류단 전압들과 3상 평균전압의 차로부터 전력에 비례하는 영상분전류를 검출하는 전력비례 피드백 제어기에 식(32)의 전향보상 제어기를 추가한 상간 직류전압 평형화 제어기를 나타낸다. 이때 $i_{0q-FB(ref)}^{+e}$, $i_{0d-FB(ref)}^{+e}$ 는 전력비례 피드백 제어기의 출력을, $i_{0q-FF(ref)}^{+e}$, $i_{0d-FF(ref)}^{+e}$ 는 전향보상 제어기의 출력을 나타내며 여기서 구한 동기좌표계 영상분전류의 기준치는 영상분전류제어기의 기준치가 된다.

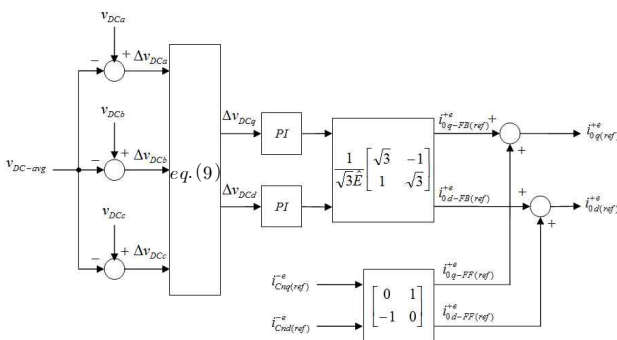


Fig. 3 Proposed a feedback and a feedforward controller for compensating phase dc-side voltage unbalance in each phase

Table 1 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]
cell inv. numbers of each phase(N)	6
switching frequency of each cell inv.	960[Hz]
pulse-width modulation	phase-shifted

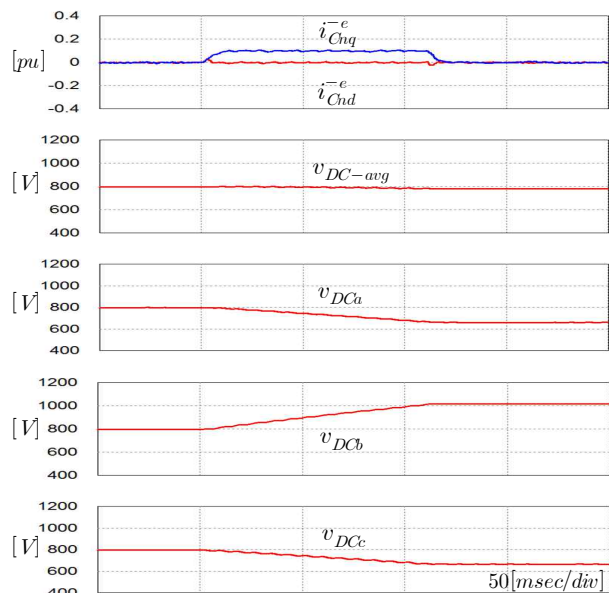


Fig. 4 The dc-side voltage variation of each phase in STATCOM without any unbalance compensator

4. 시뮬레이션

제안하는 상간 직류단 전압 평형화 제어기의 성능을 검증하기 위해 PSIM을 이용하여 그림 1과 같이 Δ결선의 다단 H-bridge 토폴로지를 가지는 STATCOM에 대해 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 STATCOM의 시스템 파라미터들을 나타낸다.

그림 4는 상간 직류단 전압에 대한 평형화 제어를 하지 않았을 때의 시뮬레이션 파형으로서 0.1[pu]의 역상분전류가 흐를 때 직류단 전압의 3상 평균은 거의 일정한 크기를 유지하지만, 각 상의 직류단 전압은 계속 증가하거나 감소하게 됨에 따라 제어가 불가능한 영역에 도달한다.

그림 5와 그림 6은 전력비례 피드백 제어기만을 적용한 경우의 직류단 전압 평형화 제어특성을 나타낸다. 피드백 제어기의 게인(ω_{cb})은 각각 5[rad/s]와 20[rad/s]로

설정하였으며, 역상분전류는 0.2[pu]를 인가하였다. 각 상의 직류단 전압에서 알 수 있듯이, 정상상태의 오차는 피드백 제어기의 비례적분제어로 인해 영으로 수렴하지만 역상분전류가 급격히 변하는 과도상태에서는 각 상의 직류단 전압이 많이 변동하는 것을 알 수 있다. 제어기의 게인을 증가시키면 과도상태에서 각 상의 직류단 전압 불평형을 어느 정도 감소시킬 수는 있지만 과도상태에서의 특성은 역시 미흡하며, 더 게인을 높이면 시스템이 불안정해질 뿐 아니라 제어기의 출력인 영상분전류의 과도상태 크기 또한 같이 증가한다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이, 피드백 제어기의 게인은 시스템의 안정도와 영상분전류의 크기로 인해 제약되기 때문에 전력비례 피드백 제어기만으로는 그 적용에 한계가 있음을 알 수 있다. 그림 7은 그림 3에서와 같은 전력비례 피드백 제어기와 전향보상 제어기를 함께 적용하였을 때의 상간 평형화 제어특성을 보여준다. 전향제어의 적용결과, 전향보상기가 제어기 출력의 대부분을 담당하고 피드백 제어기의 출력은 전향보상의 오차에 해당하는 만큼에 불과하므로 피드백 제어기의 부담이 크게 감소하였다. 이로 인해, 상간 평형화 제어기의 과도응답특성이 현저히 개선되었으며 피드백 제어기의 이득 혹은 대역폭을 크게 낮출 수 있으므로 해서 안정도가 크게 향상됨을 확인하였다.

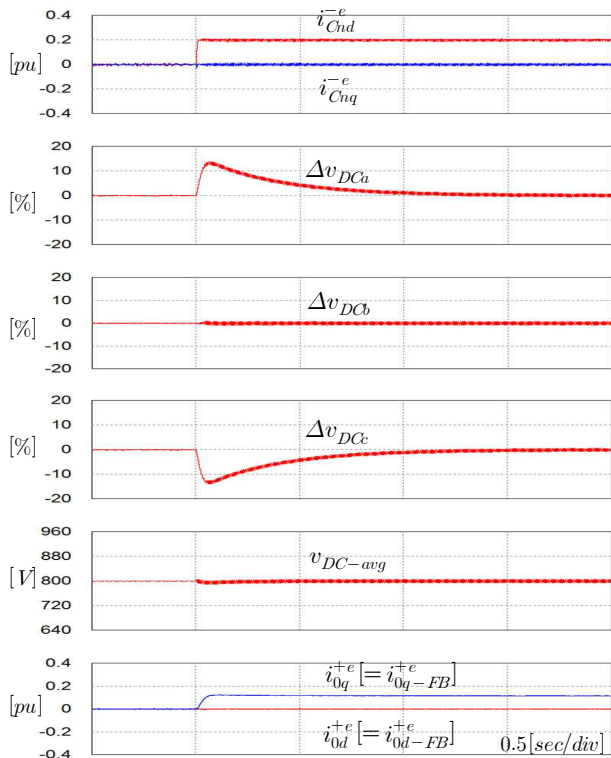


Fig. 5 The dc-side voltage variation of each phase in STATCOM with only a feedback controller. (ω_{vb} is 5[rad/s])

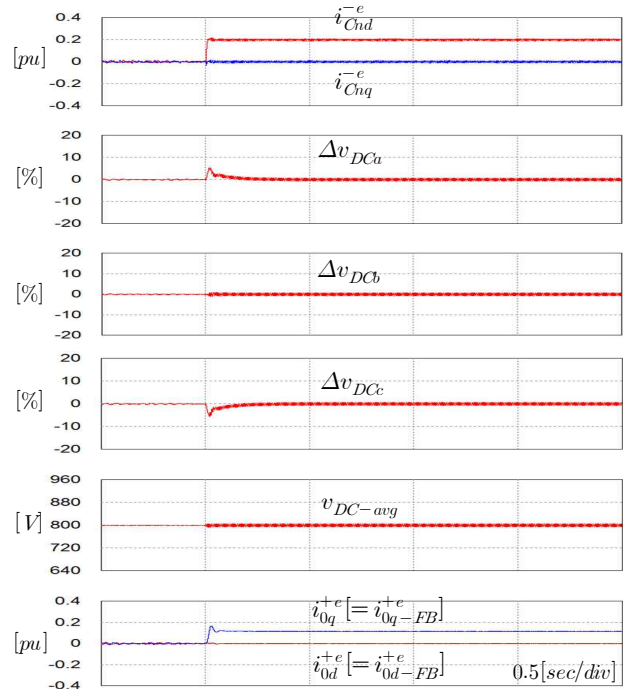


Fig. 6 The dc-side voltage variation of each phase in STATCOM with only a feedback controller. (ω_{vb} is 20[rad/s])

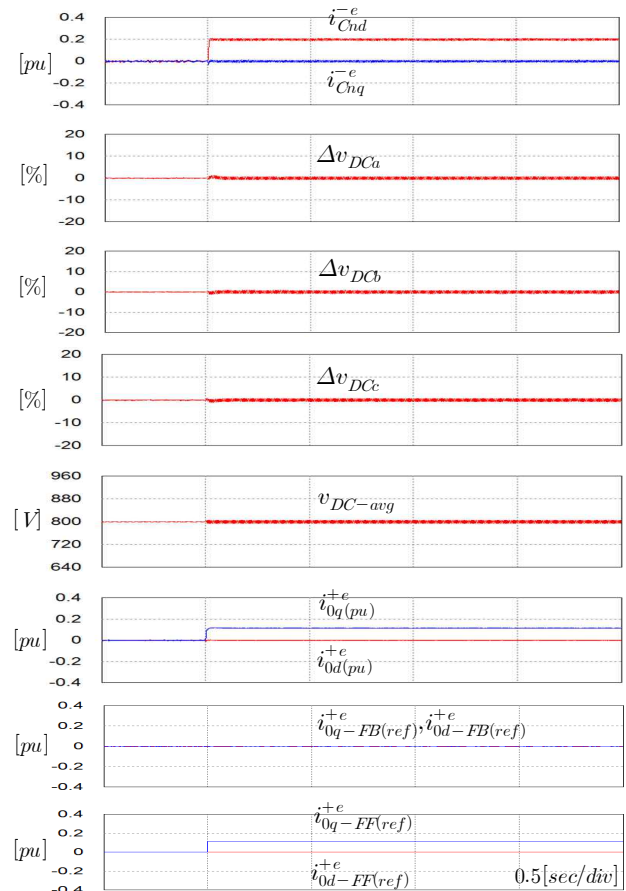


Fig. 7 The dc-side voltage variation of each phase in STATCOM with both a feedback controller (ω_{vb} is 5[rad/s]) and a feedforward controller



Fig. 8 30[kVA], 440[V] STATCOM system

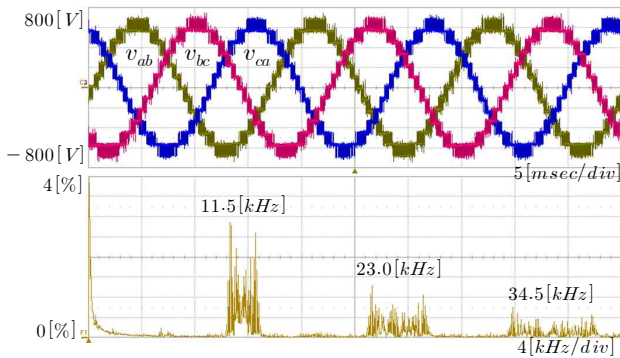


Fig. 9 The output voltage of a STATCOM

이와 같이, 본 논문에서 제안한 전력비례 피드백 제어기와 전향보상 제어기를 함께 적용함으로써 각 상의 직류단 전압은 정상상태와 과도상태에서 모두 안정적으로 일정한 변동 범위 내에서 제어됨을 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

5. 실험

제안하는 알고리즘은 표 1과 같이 Δ 결선의 다단 H-bridge 토폴로지를 갖는 440[V], 30[kVA]용량의 STATCOM 시스템에 적용하여 검증하였다. 이 시스템은 각 상별 6개의 셀 인버터로 구성하였으며 phase-shifted PWM 방식을 적용하여 스위칭 제어를 하였다. 그림 8은 시험에 사용된 장치의 사진이며 그림 9는 STATCOM의 출력전압을 나타낸다. 이때 각 셀 인버터의 스위칭 주파수는 960[Hz]로 설계하였고, 출력선간전압의 스위칭 주파수는 6개의 셀 인버터를 직렬로 연결함으로써 11.5[kHz] 대역에서 나타난다. 13레벨의 출력전압을 관찰하기 위해 직류단 전압을 750[V]로 설정하였다.

STATCOM이 무효전력과 부하 불평형을 동시에 보상하는 조건 하에서 직류단 전압의 상간 평형화 제어능을 고찰하기 위해 그림 10과 같이 0.5[pu]의 정상분 무효전류(I_p)를 일정하게 유지한 상태에서 각각 0.2[pu]와 -0.2[pu]의 크기를 가지는 역상분전류(I_n)를 인가한 후 제거하였다.

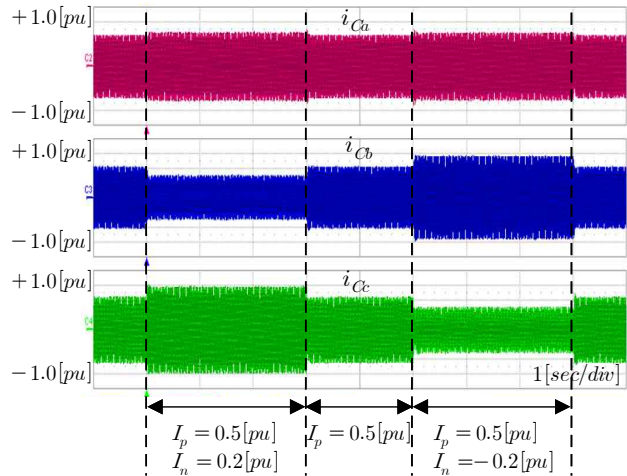


Fig. 10 The output currents of a STATCOM when I_p is 0.5[pu] and I_n changes from +0.2[pu] to -0.2[pu].

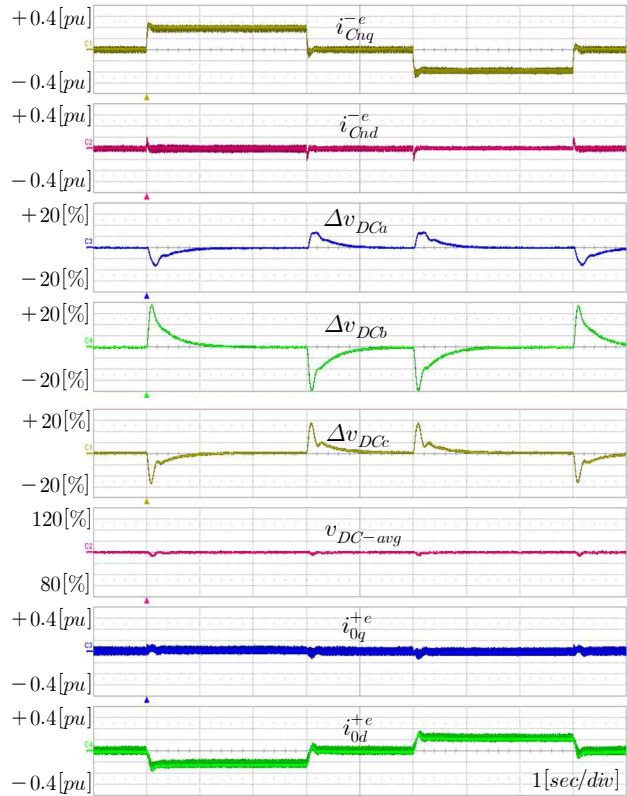


Fig. 11 The dc-side voltage variation of each phase in STATCOM with only a feedback controller. (ω_{cb} is 5[rad/s])

그림 11은 제안한 전력비례 피드백 제어기만을 적용한 경우의 상간 직류단 전압 평형화 제어특성을 나타낸다. 이때 피드백 제어기의 게인은 5[rad/s]로 설정하였으며, 각 상의 직류단 전압은 최대 20[%]의 변동폭을 갖는다.

그림 12는 전력비례 피드백 제어와 역상분전류로부터 연산한 전향보상 제어를 함께 적용하였을 때의 전압 평

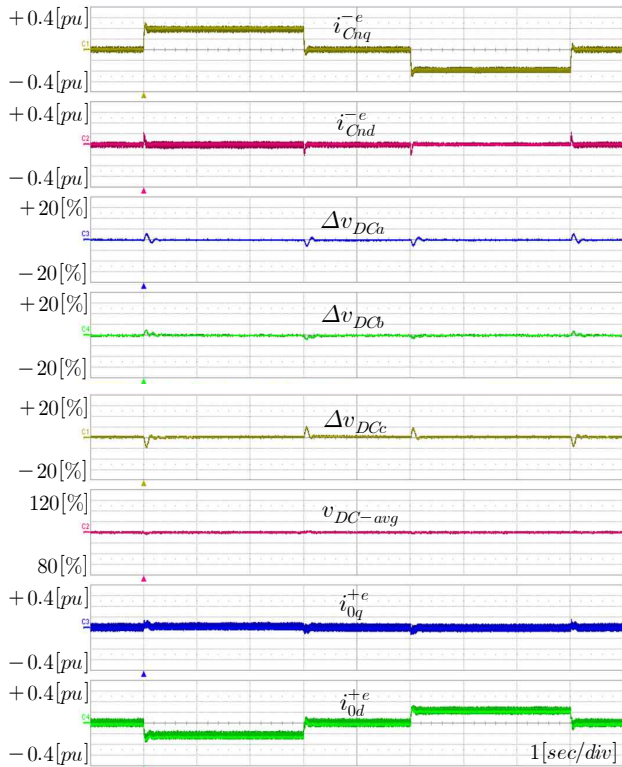


Fig. 12 The dc-side voltage variation of each phase in STATCOM with both a feedback controller(ω_{vb} is 5[rad/s]) and a feedforward controller.

형화 제어특성으로서 동일한 조건 하에서 각 상 직류단 전압의 최대 변동은 약 5[%] 이내로 제한된다. 이는 앞서 살펴본 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 전력비례 피드백 제어와 전향보상 제어를 함께 적용함으로써 정상 상태 뿐 아니라 과도상태에서도 각 상의 직류단 전압을 매우 안정적으로 제어할 수 있음을 확인하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 다단 H-bridge의 구조를 가지는 STATCOM에서 필연적으로 동반되는 상간 직류단 전압의 불평형을 보상하기 위해, 각 상의 전압편차에 의해 만들어지는 제어기의 출력이 영상분전류에 의한 전력의 유출입량과 일치하게 하는 전력비례제어(power proportional control)방식을 고안하였고 그 관계식을 유도하였다. 급격히 변동하는 부하조건에서 평형제어 성능의 제고를 위해 피드백 제어방식을 보완하는 전향제어를 포함하는 방안을 함께 제안하였으며 그 관계식 또한 함께 도출하였다. 이러한 전향제어의 적용결과, 피드백 제어기의 부담이 크게 줄어들어 과도응답특성이 현저히 개선되었으며 피드백 제어기의 이득 혹은 대역폭을 크게 낮출 수 있으므로 인해 안정도가 크게 향상됨을 확인하였다.

References

- [1] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. McKeever, and J. VanCoevering, "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, "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.
- [3] Kwang-Seob Kim, Sang-Suk Bang, Byung-Ki Kwon, Sang-Ho Moon, Byung-Hun Yang, Myung-Jun Lee, Chang-Ho Choi, "7-Level Medium Voltage Inverter System with PWM Converter for Regenerating Operation," *KIPE Conf* pp.128-130, June 2006.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] R. E. Betz and T. J. Summers, "Using a cascaded H-bridge STATCOM for rebalancing unbalanced voltages," *Presented at the 7th Int. Conf. Power Electronics, Daegu, Korea*, pp. 1219-1224, Oct. 2007.
- [7] 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.
- [8] J. A. Barrena, L. Marroyo, M. Vidal, and J. Apraiz, "Individual voltage balancing strategy for PWM cascaded H-bridge converter-based STATCOM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 1, pp. 21-29, Jan. 2008.
- [9] Y. Li, and B. Wu, "A novel DC voltage detection technique in the CHB inverter-based STATCOM," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 23, No. 3, pp. 1613-1619, Jul. 2008.
- [10] Liu. B. Liu, S. Duan, and Y. Kang, "A novel dc capacitor voltage balance control method for cascaded multilevel STATCOM," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 1, pp. 14-27, Jan. 2012.
- [11] Behrooz Bahrani, Alfred Rufer, Stephan Kenzelmann, and Luiz A. C. 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.
- [12] 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.



권병기(權炳基)

1970년 12월 5일생. 1995년 광운대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년~현재 포스코 ICT 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 포스코ICT 기술연구소 선임연구원.