FACTS 적용을 위한 직렬형 멀티레벨 전압형 인버터를 사용한 1MVar STATCON의 새로운 스위칭기법

論 文
48B-12-4

Novel Switching Strategy of 1MVar STATCON using Cascade Multilevel Voltage Source Inverter for FACTS Application

閔 完 基* · 閔 俊 基** · 崔 載 昊**
(Wanki Min · Joonki Min · Jaeho Choi)

Abstract - This paper proposes a novel switching strategy of 1Mvar STATCON using cascade multilevel H-bridge inverter(HBI) for FACTS application. To control the reactive power instantaneously, the d-q dynamic system model is described and analyzed. A single pulse pattern based on the SHEM(Selective Harmonic Elimination Method) technique is determined from the look-up table to reduce the line current harmonics and a rotating fundamental frequency switching scheme is presented to adjust the DC voltage of each inverter capacitor at the same value. So the voltage unbalance problem between separately DC bus voltage is improved by using the proposed switching scheme. As a result, the presented inverter configuration not only reduces the system complexity by eliminating the isolation at the AC input side transformer but also improves the dynamic response to the step change of reactive power.

Key Words : STATCON, Cascade Multilevel Inverter, Selective Harmonics Elimination Method, FACTS

1. 서 론

최근 부하의 엄격한 전력품질 제한에 기인하여 양질의 전력에 대한 요구가 증대하고 있다. 이에 전력품질의 개선을 위하여 계통을 안정화하고 공급전압을 일정하게 유지할 목적으로 무효전력 보상장치의 적용이 필수적으로 채택되는 추세이다. 한편, 전력용 반도체를 이용한 대용량 전력변환장치가 보급되게 되어 전압형 인버터를 이용한 무효전력 보상장치에 대한 연구와 적용이 활발히 진행되고 있다. 따라서, TSC(Thyristor Switched Capacitor)나 TCR(Thyristor Con-trolled Reactor) 등과 같은 재래식 무효전력 보상장치는 제어성능이 우수한 전압형 인버터 방식의 무효전력 보상장치로 급속히 대체되고 있다[1-3].

전압형 인버터를 이용한 무효전력 보상장치는 전력용 반도체소자의 전압과 전류 용량이 한계가 있다. 계통에 적용하기 위하여 변압기를 사용하거나 소자들을 직·병렬로 연결하여 대용량화를 시행하였다. 그러나, 대용량화 과정에서 시스템의 크기와 가격 및 제어성능 등의 문제점들이 지적되어 이를 개선하기 위한 시도가 현안 과제로 대두하여 왔다. 변압기의 Y-△ 또는 △-Y 결선 방식에 의하여 무효전력을 제어하고 고조파를 저감하고자 하였으나 설치비가 비싸고 시스템의 총 손실이 크며 과도상태에서 직류 포화전류에 의해 변압기가 포화되어 제어가 어렵다는 문제점을 가지고 있었다[1,2]. 이와 같은 문제점을 개선하기 위하여 크램핑(Clamping) 다이오드와 플라잉(Flying) 커패시터를 사용한 멀티레벨 인버터 방식의 무효전력장치들이 제안되었다[5,6]. 이 방식들을 사용하면 시스템을 다단으로 구성하여 변압기를 사용하지 않고도 대용량에 적용이 가능하였다. 그러나 멀티레벨 인버터로 동작하기 위하여 크램핑 다이오드와 플라잉 커패시터가 추가적으로 필요하여 사용 소자수가 증대하고 특성상 레벨 수도 제한되어 대용량화에는 어느 정도 한계가 예견되었다[5,6]. 그리고, 펄스폭 변조방식(PWM)의 무효전력 보상장치들이 제안되었는데 이들 방식 역시 고압 대용량에 적용하는 경우에 스위칭 손실의 증가로 인한 운전비용의 증가와 스위칭에 기인하는 고조파 장애가 문제점으로 지적되었다[4,7]. 고압 대용량에 적용을 목적으로 HBI(H-Bridge Inverter)를 사용한 직렬형 멀티레벨 인버터를 사용한 무효전력 보상장치가 제안되었다[8,9,10]. 이 방식은 기존의 멀티레벨 방식에 비하여 다이오드와 커패시터의 수를 줄일 수 있고 모듈로 구성하여 간단한 구조로 패키지화하여 대용량화가 용이하다는 등의 특성으로 인하여 기존의 전압형 인버터 방식을 사용한 무효전력 보상장치의 대부분의 문제점을 개선할 수 있는 장점이 있다. 그러나, 이들에 대한 선행연구들이 무효전력을 보상하기 위한 STATCON 출력전압의 제어를 오프라인(Off-line)으로 변조지수(Modulation Index)를 계산하여 수행하므로 과도상태에서 응답속도가 느리고 순시적인 무효전력의 보상이 곤란하였다. 특히 각 HBI 모듈의 기본파 스위칭 패턴이 각 HBI 모듈마다 달라서 각 모듈의 출력 측 커패시터에 직류전압 불평형이 발생하고 이에 기인하여 직렬형 멀티레벨 인버터를 사용한 STATCON 출력전압의 제어를 어렵게 만들었고 시스템설계와 예비부품의 저장 및 유지관리가 곤란하다는 문제점이 있었다[10].

* 正 會 員 : 朝鮮理工大學 電氣科 助敎授 · 博士課程修了
** 正 會 員 : 忠北大 電氣電子工學部 博士課程
*** 正 會 員 : 忠北大 電氣電子工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 1999年 5月 10日
最終完了 : 1999年 10月 18日

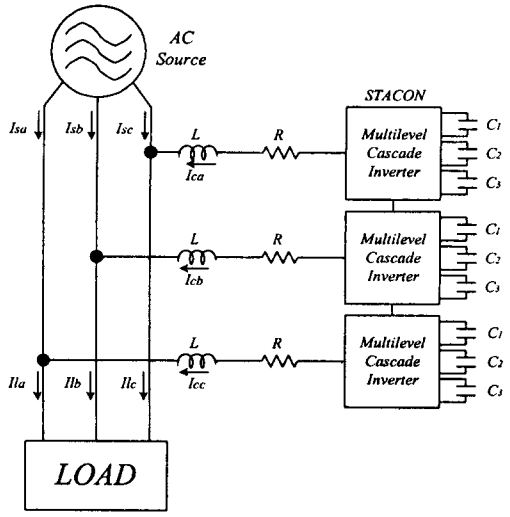

그림 1 멀티레벨 인버터를 사용한 STATCON의 구조
Fig. 1 Structure of the STATCON with cascade multilevel inverter

본 논문에서는 이와 같은 단점을 개선하기 위하여 직렬형 멀티레벨 전압형 인버터를 사용한 STATCON의 새로운 스위칭기법을 제안하였다. 순시적으로 무효전력을 보상하기 위하여 삼상 변수들을 d-q 변환하여 수학적으로 모델링하고 시스템을 해석하여 스텝 변동과 같은 과도상태에서도 응답특성이 우수한 제어기법을 사용하였으며 STATCON 시스템이 빠른 응답특성을 가지도록 시간응답을 검토하여 제어기를 설계하였다. 그리고 멀티레벨 인버터의 출력전압의 총고조파 왜형률(THD)을 최소화하기 위하여 SHEM(Selective Harmonic Elimination Method)를 이용하여 각 모듈의 스위칭 패턴을 결정함으로써 저차 고조파를 제거하도록 하였다. 그리고 기존의 각 HBI 모듈에 커패시터 전압의 불평형을 해소하기 위한 새로운 기본파 회전 스위칭기법을 제안하였다. 본 논문에서는 모듈당 단일 스위칭 패턴을 사용함으로써 스위칭 손실을 최소화하여 FACTS와 같은 고압 대용량 시스템에 적용이 가능하도록 하였다. 그리고 제안된 이론의 효과를 검증하기 위하여 직렬형 멀티레벨 인버터를 사용한 3300V, 1Mvar STATCON 시스템에 제안된 제어방식을 적용하고 스텝변동과 같은 과도상태에서의 응답특성과 직류 커패시터 전압 평형상태 등을 시뮬레이션을 통하여 분석하였다.

2. 직렬형 멀티레벨 인버터 방식 STATCON 시스템 구성과 동작원리

대용량의 전력소자는 소자 자체의 최대 스위칭 주파수가 낮고 소자를 직·병렬로 연결하여 사용하기가 용이하지 않다. 전력소자를 직·병렬로 연결하여 대용량 인버터를 구현할 경우 소자의 스위칭 능력과 필수적으로 부가되는 스너버 용량 문제로 인하여 어느 주파수 이상으로 스위치를 동작시키기가 불가능하다. 스위치 혹은 게이트들을 동시에 온-오프하고자 하는 경우에 소자의 물성적인 차이로 인하여 이 조건을 만족시키지 못하게 되면 직류측과 단락회로가 구성

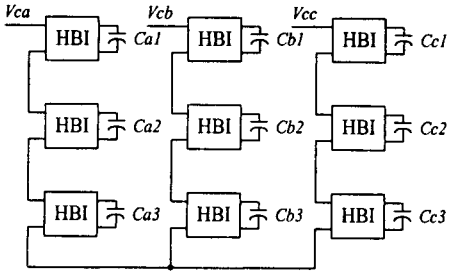

그림 2 7-레벨 직렬형 멀티레벨 인버터의 주회로
Fig. 2 Main circuit of 7 level cascade multilevel inverter

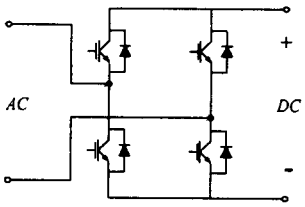

그림 3 IGBT를 사용한 H-bridge 인버터
Fig. 3 H-Bridge inverter with IGBT

되고 결국 스위치에 치명적인 타격을 준다. 따라서, 고압 대용량 인버터의 응용에는 멀티레벨 인버터가 가장 좋은 해결책으로 제시되었다. 특히, 직렬형 멀티레벨 인버터는 여러 단계의 출력전압을 발생시킬 수 있기 때문에 스위칭 주파수를 증가시키지 않고도 출력 측 고조파 성분을 낮게 만들 수 있는 특징이 있다.

그림 1은 직렬형 멀티레벨 인버터를 사용한 3상 STATCON의 기본 구조이다. STATCON은 HBI를 직렬로 연결하여 구성하였다. 각 상별로 3개의 HBI 모듈을 직렬로 연결하여 교류 입력전원에 병렬로 부착하였는데 여기서 직류 커패시터들은 상호 독립적으로 구성된다. R은 선로손실 및 스위칭 손실을 포함하는 등가저항이고 L은 선로 인덕턴스를 포함하여 부스트형 컨버터로 동작시키기 위해 설치한 인덕터이다. 전원전압은 V_s, 전원전류는 I_s, STATCON의 출력전압은 V_c, 부하전류는 I_L로 각각 표기하였다.

직렬형 멀티레벨 인버터는 반주기 동안 N레벨의 출력전압을 만들기 위하여 $(N-1)/2$개의 HBI 모듈들이 직렬로 구성되어야 하며 각 HBI는 자체의 직류 전압원을 갖는다. 그림 2는 직렬형 7-레벨 멀티레벨 인버터의 구성도이다. 그림에서와 같이 7-레벨을 만들기 위하여 각 상별로 3개의 HBI 모듈들을 직렬로 연결하였다.

그림 3은 하나의 HBI 구조이며 IGBT 소자로 구성된 단상 전압형 인버터의 구조를 갖는다. HBI는 간단한 구조이고 그림 2와 같이 각 HBI는 전원전압을 나누어 분담하므로 HBI의 수를 증가하여 변압기 없이 이를 배전계통에 직접적으로 적용할 수 있다. 여기서 HBI의 수는 STATCON의 출력전압의 크기와 전압의 왜형률 및 전력소자의 전압정격 등에 따라서 결정된다. 그리고 전원전압 및 직류 커패시터의 전압정격에 따라서 보상 출력전압과 HBI의 수 및 각 HBI 모듈의 분압전압이 달라진다.

그림 4는 7 레벨 직렬 멀티레벨 인버터에서 발생된 출력

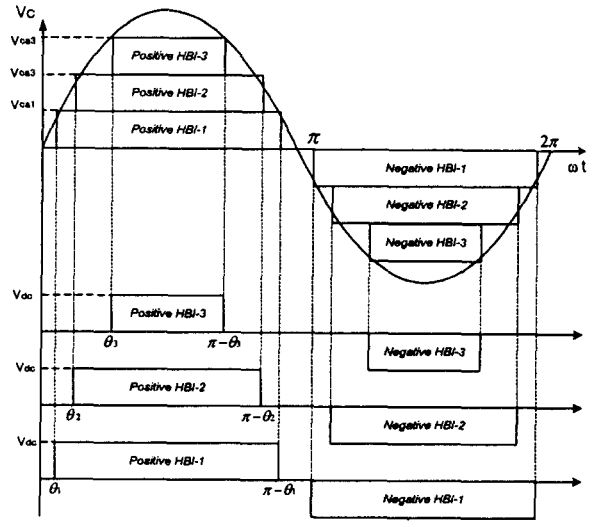

그림 4 7-레벨 직렬형 인버터의 출력파형

Fig. 4 Output waveforms of the 7-level cascade inverter

파형으로 한 상 전압은 3개 HBI 모듈들의 출력전압의 합인 $V_{ca}=V_{ca1}+V_{ca2}+V_{ca3}$로 표현된다. 스위칭 기법은 대용량에서 특히 문제가 되는 스위칭 손실을 줄이고자 기본파 스위칭을 하도록 한 주기에 한 펄스를 발생하는 단일 펄스 스위칭방식을 채택하였다. 그리고 멀티레벨 인버터의 상 전압의 크기는 변조지수를 조정하여 제어할 수 있으나 본 연구에서는 변조지수를 고정된 값을 사용하였고 위상각을 조정하여 전압을 조정하였다.

그림 5는 STATCON의 단상 등가회로도이다. STATCON의 출력전압 V_c가 이상적인 정현파라고 가정하고 변조지수를 고정시키면 전원전압 V_s와 V_c의 위상차 α를 제어하여 무효전력의 발생량을 제어할 수 있다. 여기서 저항 성분 R은 무시하고 전원전압 V_s와 STATCON의 출력전압 V_c과 전원전류 I_s의 벡터도는 그림 6과 같다. $V_s > V_c$이면 유도성 부하와 같은 지상 무효전력이 발생하고 $V_s < V_c$이면 용량성 부하와 같은 진상 무효전력이 발생한다. STATCON 출력전압의 크기는 직렬 멀티레벨 인버터의 직류 커패시터 전압으로 결정된다. 본 논문에서는 PWM 방식이 아닌 구형파 스위칭을 사용하였으며 변조지수를 일정하게 고정시키고 전원전압 V_s와 STATCON의 출력전압 V_c의 위상차 α가 변함에 따라서 STATCON의 출력전압의 크기를 제어하여 무효전력을 보상하도록 하였다.

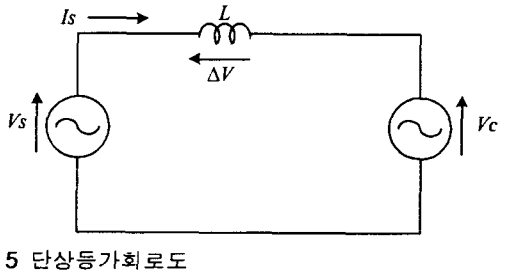

그림 5 단상등가회로도

Fig. 5 Single phase equivalent circuit

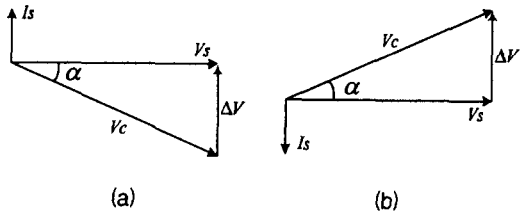

그림 6 STATCON의 페이서도 (a) 진상전류 (b) 지상전류

Fig. 6 Phasor diagram of the STATCON
(a) Leading current. (b) Lagging current

결과적으로 α의 크기에 따라서 HBI의 직류 측 전압은 변동하게 되어 새로이 안정된 직류전압을 유지하고 각 HBI의 직류전압이 변함에 따라서 STATCON의 출력전압 V_c의기본파의 크기가 변하게 된다. 무효전력의 흡수나 발생된 양은 전원전압 V_s와 STATCON의 출력전압 V_c의 크기의 차에 따라서 제어된다.

3. 시스템 모델링 및 해석

3.1 비선형 모델

STATCON 시스템은 그림 1과 같고 STATCON을 모델링하기 위하여 모든 스위치들은 이상적이고 전원전압은 평형이며 각 HBI 모듈의 직류전압은 같은 크기로 충전된다고 가정한다. HBI의 모든 손실은 무시하면 전원전압의 유효전력과 직류 측의 유효전력은 비례한다는 조건하에 d-q변환기법을 사용하여 모델링을 하였다. 그림 1에서 3상 전원전압은 식 (1)과 같이 주어진다.

$$v_{s,abc}=\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\,V_s \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t-\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{1}$$

여기서 v_s는 3상 선간 전원전압의 실효치이고 ω는 각주파수이다. 스위칭패턴에 의해 발생된 출력전압에서 발생된 고조파성분들은 무시하고 기본파 만을 고려한 스위칭함수 S는 식 (2)와 같이 주어진다.

$$S=\begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\,M \begin{bmatrix} \sin(\omega t+\alpha) \\ \sin(\omega t-\frac{2\pi}{3}+\alpha) \\ \sin(\omega t+\frac{2\pi}{3})+\alpha \end{bmatrix} \tag{2}$$

여기서 M은 직류에서 교류로 변환하는 변조비이다.

$$MI=\frac{v_{c,peak}}{3v_{dc}}=\sqrt{\frac{2}{3}}\,M \tag{3}$$

여기서 v_{dc}는 HBI의 직류 커패시터 하나의 직류전압이다. STATCON의 출력전압 $v_{c,abc}$, 커패시터에 흐르는 직류전류 i_{dc}, 입력전류 i_{abc}의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{c,abc} = S3v_{dc} \tag{4}$$

$$i_{dc} = S^T i_{abc} \tag{5}$$

여기서 i_{dc}는 각 직류 커패시터에 흐르는 전류이다.

HBI 모듈의 커패시터 용량은 C로 같고 3개의 HBI가 스위칭 조합에 의해 동시에 온 되었을 때에 3개 커패시터가 직렬연결로 크기는 C/3이 된다.

$$i_{dc} = \frac{C}{3}\frac{d3v_{dc}}{dt} = C\frac{dv_{dc}}{dt} \tag{6}$$

전원 측으로부터 공급된 입력전압은 스위칭 및 선로의 손실을 무시하면 식 (1)은 식(7)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{s,abc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = (R + L\frac{di}{dt}) \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} \tag{7}$$

식 (7)은 다음 식과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sa} - v_{ca} \\ v_{sb} - v_{cb} \\ v_{sc} - v_{cb} \end{bmatrix} \tag{8}$$

3상 교류전압과 전류는 d-q 변환행렬 K에 의해 변환할 수 있으므로 식 (1)은 식 (5)와 같이 변환된다.

여기서 변환행렬 K는 식 (12)와 같이 주어진다

$$v_{s,qdo} = K v_{s,abc} = V_s \begin{bmatrix} -\sin(\alpha) \\ \cos(\alpha) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{9}$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t+\alpha) & \cos(\omega t-\frac{2\pi}{3}+\alpha) & \cos(\omega t+\frac{2\pi}{3}+\alpha) \\ \sin(\omega t+\alpha) & \sin(\omega t-\frac{2\pi}{3}+\alpha) & \sin(\omega t+\frac{2\pi}{3}+\alpha) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \tag{10}$$

3상 순시무효전력은 식 (11)과 같이 정의한다.[11]

$$q = (v_{sq}\, i_d - v_{sd}\, i_q) = v_s(i_d \sin\alpha - i_q \cos\alpha) \tag{11}$$

여기서 i_d는 순시 유효전류이고, i_q는 순시무효전류이다. 식 (8)은 d-q 변환행렬 K에 의해 순시유효전류 i_d와 순시무효전류 i_q는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & 0 \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{M}{L} \\ 0 & \frac{M}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{V_s}{L} \begin{bmatrix} -\sin(\alpha) \\ \cos(\alpha) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{12}$$

라플라스변환을 통하여 식 (12)에서 무효전류 $I_q(s)$ 를 다시 정리하면

$$I_q(s) = \frac{-V_s[s^2\frac{\sin\alpha}{L} + s(\frac{R}{L^2}\sin\alpha + \frac{\omega}{L}\cos\alpha) + \frac{M^2}{L^2C}\sin\alpha]}{s^3 + 2\frac{R}{L}s^2 + s(\omega^2 + \frac{R^2}{L^2} + \frac{M^2}{LC}) + \frac{M^2R^2}{L^2C}} \tag{13}$$

3.2 선형모델

STATCON 시스템의 제어를 쉽게 하기 위하여 위상각 α의 외란 $\triangle\alpha$는 아주 작은 값이고 이차항 이상은 무시한다. 그리고 정상상태에서 α는 거의 0에 수렴한다고 가정하면 식 (13)은 선형화가 가능하다. 비선형 삼각함수는 $\sin(\alpha+\triangle\alpha)\approx\triangle\alpha$, $\cos(\alpha+\triangle)\approx 0$로 근사화하여 선형화한다. 비선형모델 식 (13)은 식 (15)와 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \triangle\dot{i}_q \\ \triangle\dot{i}_p \\ \triangle\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{M}{L} \\ 0 & \frac{M}{C} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \triangle i_q \\ \triangle i_d \\ \triangle v_{dc} \end{bmatrix}$$

$$+\frac{V_s}{L}\begin{bmatrix}-\triangle\alpha\\0\\0\end{bmatrix} \tag{14}$$

순시무효전력 식 (11)은 식 (15)과 같이 선형화 할 수 있고

$$\triangle Q \approx -v_s i_q \triangle\alpha \tag{15}$$

$\triangle\alpha$ 와 $\triangle Q$ 의 전달함수는 아래와 같이 근사화 할 수 있다.

$$\frac{\triangle Q}{\triangle\alpha} = \frac{V_s^2[\frac{s^2}{L}+s\frac{R}{L^2}+\frac{M^2}{L^2C}]}{s^3+2\frac{R}{L}s^2+s(\omega^2+\frac{R^2}{L^2}+\frac{M^2}{LC})+\frac{M^2R^2}{L^2C}} = \frac{I(s)}{H(s)} \tag{16}$$

여기서 $I(s)=V_s^2[\frac{s^2}{L}+s\frac{R}{L^2}+\frac{M^2}{L^2C}]$,

$H(s)=s^3+2\frac{R}{L}s^2+s(\omega^2+\frac{R^2}{L^2}+\frac{M^2}{LC})+\frac{M^2R^2}{L^2C}$ 이다.

4. 기본파 스위칭기법 및 제어알고리즘

4.1 SHEM에 의한 기본파 스위칭

SHEM(Selective Harmonic Elimination Method)에 의한 기본파 스위칭의 목적은 그림 7과 같이 직렬형 인버터에서 저차 고조파가 제거된 계단파 출력전압을 얻기 위하여 사용하였다. 구형파 스위칭 패턴의 사용은 가장 낮은 스위칭 주파수로 대전력 응용에 가장 적합한 형태이다. 인버터에서 출력전압을 제어하는 방법으로 직류전압을 직접 제어하는 방식이 제안되었는데[4] 과도상태 응답특성이 느리다는 단점이 있다. 한편 멀티레벨 인버터에서 각 HBI를 기본파로 스위칭하며 선택된 고조파를 제거하도록 이미 계산된 값들을 Look-up 테이블에서 읽어 변조비제어를 하여 출력전압을 크기를 조정하는 방식이 제안되었다.[8, 9] 그러나 이 방식은 오프라인(Off-line)방식으로 변조지수를 계산하여 출력전압의 크기를 제어하였는데 순시무효전력을 보상하는데 한계가 있었다. 본 논문에서는 이와 같은 문제점들을 개선하고, 직류전압의 불평형을 제거하고 빠른 응답특성을 가지는 방안을 제안하였다. HBI의 수가 N=3일 때 즉 7-레벨의 출력전압의 계단파에서 5차, 7차, 11차 고조파를 제거한 스위칭 각을 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 계산하여 기본파가 정해진 스위칭기법을 사용하였는데 이러한 기본파 스위칭을 사용하여 대용량에 적합하도록 저차 고조파 및 스위칭 손실저감을 하고자 하였다.

그림 7은 7-레벨직렬형 인버터의 단상에 대한 출력파형으로 각 커패시터의 전압은 이상적이라고 가정하면 θ_1 에서

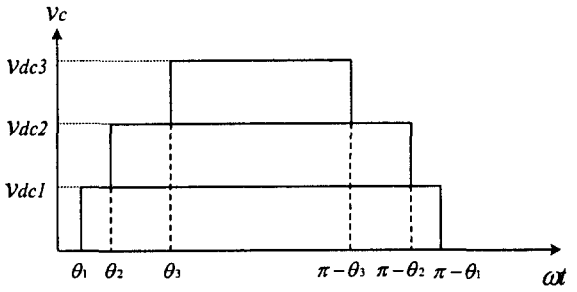

그림 7 7-level 인버터의 스텝 출력전압
Fig. 7 A stepped output voltage of 7-level inverter.

출력전압은 $V_{dc1}=V_{dc}$, θ_2 에서 출력전압은 $V_{dc2}=2V_{dc}$이고 θ_3 에서 출력전압은 $V_{dc3}=3V_{dc}$가 된다. 이 때에 STATCON의 한상 출력전압은 그림 7과 같이 구형파들의 합, 즉 계단파인 $V_c=V_{dc1}+V_{dc2}+V_{dc3}$가 된다. 이 계단파를 퓨리에변환을 사용하여 전개하면

$$\begin{aligned}V_c(\omega t) &= V_{dc}(\theta_1,\omega t)+V_{dc}(\theta_2,\omega t)+V_{dc}(\theta_3,\omega t)\\ &= V_{dc}\frac{4}{\pi}\sum\frac{1}{n}\sin\frac{n\pi}{2}\sin(\frac{n\pi}{2}-n\theta_1)\sin(n\omega t)\\ &+ V_{dc}\frac{4}{\pi}\sum\frac{1}{n}\sin\frac{n\pi}{2}\sin(\frac{n\pi}{2}-n\theta_2)\sin(n\omega t)\\ &+ V_{dc}\frac{4}{\pi}\sum\frac{1}{n}\sin\frac{n\pi}{2}\sin(\frac{n\pi}{2}-n\theta_3)\sin(n\omega t)\\ &= V_{dc}\frac{4}{\pi}\sum\frac{1}{n}[\cos(n\theta_1)+\cos(n\theta_2)+\cos(n\theta_3)]\sin(n\omega t)\end{aligned} \tag{17}$$

여기서 n=1, 3, 5, 7, …이다.
식 (17)에서 퓨리에계수로 전압의 크기를 구할 수 있다.

$$V_c(\omega t)=V_{dc}\frac{4}{\pi}\frac{1}{n}[\cos(n\theta_1)+\cos(n\theta_2)+\cos(n\theta_3)] \tag{18}$$

여기서 n=1, 3, 5, 7, …이다.

각도 θ_1, θ_2, θ_3 는 0° 에서 90° 사이에 위치하고 저차 고조파를 포함하지 않는 값으로 즉 3 개의 저차 고조파인 5, 7, 11차 고조파를 제거 한 식 (19)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}&\cos(\theta_1)+\cos(\theta_2)+\cos(\theta_3)=3M\\ &\cos(5\theta_1)+\cos(5\theta_2)+\cos(5\theta_3)=0\\ &\cos(7\theta_1)+\cos(7\theta_2)+\cos(7\theta_3)=0\\ &\cos(11\theta_1)+\cos(11\theta_2)+\cos(11\theta_3)=0\end{aligned} \tag{19}$$

식 (19)에서 비선형 삼각함수 방정식을 총 고조파 왜형률을 5[%] 이하를 만족하는 5, 7, 11차 고조파를 제거한 스위칭각의 값을 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 그림 8과 같이 해를 구하였다. 여기서 변조지수 M의 증가에 따라서 스위칭각도 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$의 변화에 대한 그림이다.

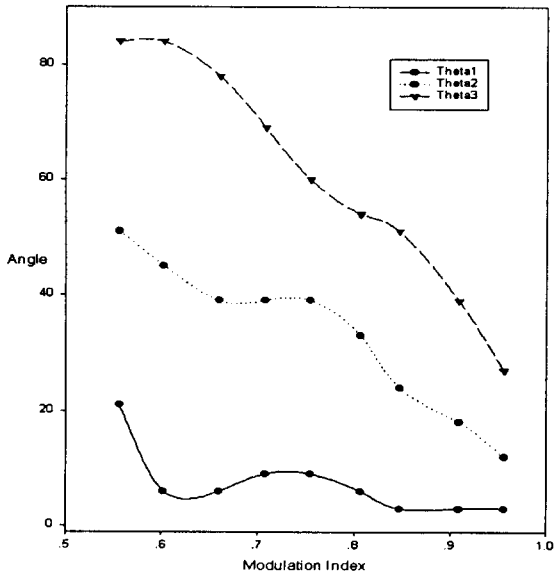

그림 8 변조지수에 따른 스위칭 각도

Fig. 8 Range of switching angle as a function of modulation index

4.2 직류 전압평형을 위한 새로운 스위칭기법

그림 9와 같이 정해진 스위칭 패턴의 기본파 스위칭으로 각 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$를 순서적으로 HBI를 동작시킨다. 이렇게 스위칭을 할 경우에 HBI1은 스의칭 구간이 가장 길고 HBI3는 가장 짧아서 각 HBI 모듈에 커패시터단의 직류전압은 스위칭 시간의 차에 따라 직류전압의 불평형이 발생하게 된다. 따라서 STATCON의 출력전압은 모든 직류전압을 평형으로 가정하고 계산된 변조지수와의 차이가 발생하게 되어 커패시터단에 직류전압의 불평형시에 오프 라인방식으로 변조지수를 변화하여 무효전력을 순시적으로 제어하는 것은 곤란하였다.[9] 오프라인(Off-Line)방식으로 변조지수를 선택하여 직류 커패시터의 전압을 일정하게 제어하면서 STATCON의 출력전압을 크기를 조정하는 이 방식은 커패시터단의 직류전압 불평형시 순시적으로 무효전력을 보상하기에는 한계가 있었다. 그리고 각 HBI 모듈들은 구형파 스위칭시 직류전압이 달라 시스템 설계, 예비부품보유의 다양성 및 유지관리가 어렵다. 본 연구에는 이와 같은 단점을 개선하기 위하여 그림 9와 같이 구형파 스위칭 패턴을 반주기에 한 번씩 회전시키면서 직류전압은 1주기 반 동안에 평형을 유지하도록 하였다. 제안된 순시무효전력 보상 알고리즘을 직렬형 멀티레벨 인버터에 기본파 스위칭과 기본파 회전기법을 비교 검토한 결과 직류전압의 평형을 유지됨을 확인하였다. 그리고 직류전압평형으로 시스템 설계시 복잡성을 해결하고 예비부품보유의 단일화로 유지관리를 쉽게 하도록 하였다.

4.3 제어기 설계 및 제어회로

유도한 STATCON 시스템의 전달함수 식 (16)로 부터 제

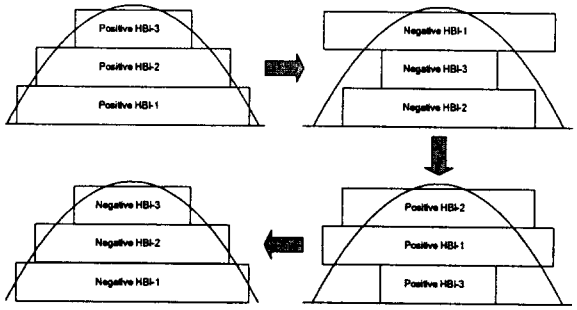

그림 9 구형파 회전기법

Fig. 9 Mothed of single pulse rotation

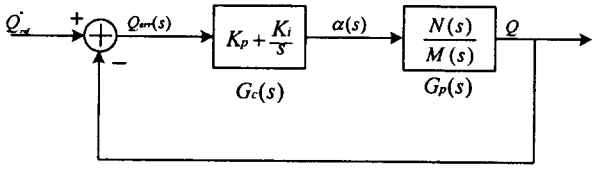

그림 10 폐루프 시스템의 블록선도

Fig. 10 Block diagram of close loop control system

어기는 STATCON이 빠른 응답특성을 가지도록 설계되었다. 원하는 부하에 의해 결정되는 무효전력량을 발생시키기 위해 PI제어기를 사용하여 피드백루프를 구성하였다. 그림 10은 PI제어기를 사용한 폐루프 시스템의 블록도다. 이 플랜트의 전달함수는 $G_p(s)$, 제어기의 전달함수는 $G_c(s)$로 표현하였다.

$$G_p(s)=\frac{I(s)}{H(s)},\quad G_c(s)=K_p+\frac{K_i}{s} \tag{20}$$

폐루프전달 함수는 다음과 같다.

$$\frac{Q_s(s)}{Q_{ref}(s)}=\frac{G_c(s)\,G_p(s)}{1+G_c(s)\,G_p(s)} \tag{21}$$

시스템 파라메타는 인덕터 L은 8[mH], 직류 커패시터 C는 2000uF, 전원전압 V_s는 3300V, 저항 R은 0.2Ω, 무효전력보상용량은 1[Mvar]로 하였고, 폐루프 시스템에서 제어기의 PI 파라메타는 $K_p=5.6\ e^{-3}$, $K_i=1.8\ e^{-3}$을 사용하였다. 그림 11은 설계된 시스템 파라메타들을 사용하여 폐루프 시스템의 스텝응답을 보여주고 있다. 그림 11에서 STATCON 시스템은 정상상태에 도달하기까지는 1 주기 반 정도의 시간응답특성을 갖는다.

무효전력을 보상하기 위해서는 멀티레벨 인버터 출력전압을 조정하여야 하는데 이 전압은 스위칭함수의 변조지수와 직류전압의 곱으로 이루어진다. 따라서 무효전력을 보상하는 데는 두 가지 방법이 가능하다. 하나는 변조지수를 고정시킨 상태에서 전원전압과 멀티레벨 인버터의 출력전압의 위상차 즉 α를 조정하여 직류전압을 변화시키는 방법과 다른 하나는 직류전압을 일정하게 유지하면서 변조지수를 조

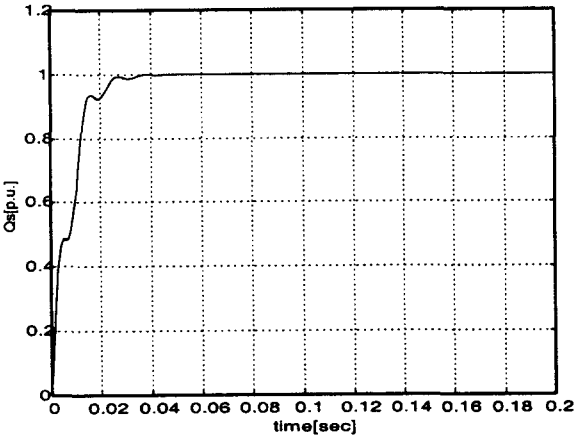

그림 11 페루프 시스템의 스텝응답
Fig. 11 Step response of close loop control system

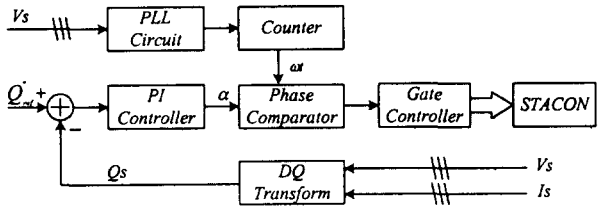

그림 12 STATCON의 제어 블록도
Fig. 12 Block diagram of STATCON controller

정하는 방법이 있다. 본 연구에서는 전자인 변조지수를 고정시키고 위상차 α를 제어하는 방법을 사용하였다. 그림 12는 멀티레벨 인버터를 사용한 STATCON의 제어 블록도이다. 설계된 제어기는 PI 제어기를 사용하여 무효전력을 보상기로 구현하였고 무효전력의 스텝변동과 같은 과도응답특성을 개선 할 수 있었다. d-q변환에 의해서 전원전압 v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}와 전류 i_a, i_b, i_c를 검출하여 순시무효전력 Q를 계산하고, 지령치 Q^*_{ref}를 추종하도록 제어하였다.

그림 12에서 PI제어기의 출력은 위상차 α로 표현된다. 카운터는 PLL(Phase Locked Loop)에 의해 발생된 상에 대한 정보 ωt를 발생하고 이 때에 1주기에 200번 샘플링을 하는데 샘플링 주파수는 83.33[μsec]이다. 위상비교기(Phase comparator)는 α와 ωt를 비교하고 HBI들의 스위칭소자들의 온·오프 시간을 결정하게 된다. 미리 SHEM에 의해 계산하여 Look-up 테이블에 저장되어 있는 값에 따라 각 HBI들의 스위칭 소자들을 온·오프를 한다. 게이트 제어회로는 스위칭 소자들은 α의 값이 빠르게 변하여도 한 주기에 한 번만 스위칭을 하도록 설계를 하였다.

5. 시뮬레이션

멀티레벨 인버터를 사용한 STATCON의 모델링을 기초로 시뮬레이션을 수행하였고 시스템에 사용된 파라메타는 인덕터 L은 8[mH], 직류 커패시터 C는 2000uF, 전원전압 V_s는 3300V, 저항 R은 0.2Ω, 무효전력 보상용량은 1[Mvar]로 하였다. 멀티레벨 인버터를 이용한 무효전력 보상장치에서 구형파 스위칭을 하여 직류전압의 일정하게 제어하고 변조지수를 오프라인으로 제어한 장치[8,9]와 본 연구에서 사용한 d-q변환을 사용하여 순시무효전력을 계산하여 변조지수를 고정시키고 직류전압을 변동에 따라 출력전압의 크기를 제어하여 무효전력을 보상하는 기법과 비교 검토하였다. 이 때에 스위칭을 패턴을 HBI 모듈별로 고정시킨 고정 스위칭과 회전스위칭 기법에 대하여 스텝 변동시 무효전력의 과도응답특성과 커패시터 직류전압의 불평형 정도를 조사하였다.

시뮬레이션에서 파형의 순서는 위에서 부터 A상의 전원전압 v_{sa}, A상의 전원전류 i_a, STATCON의 A상의 출력전압 v_{ca}, 보상 무효전력은 Q이고 위상각 α이다. 그리고

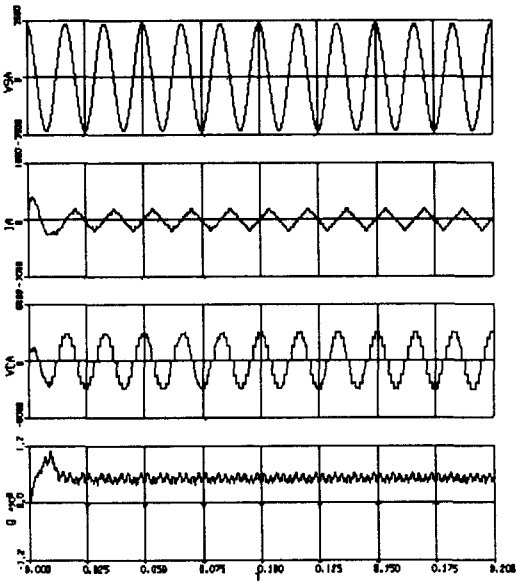

그림 13 직류전압제어에 의한 출력파형
Fig. 13 Waveform of output voltage used DC voltage control

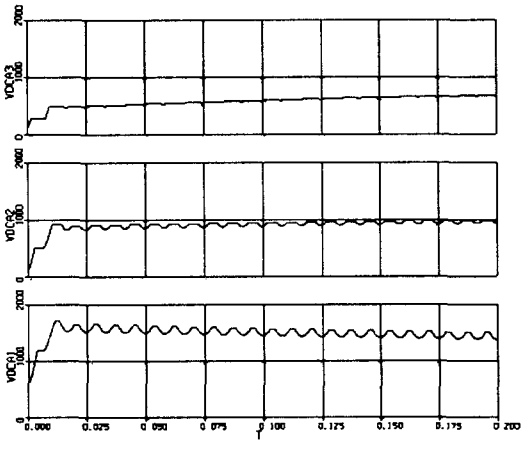

그림 14 직류전압 제어시 직류전압파형
Fig. 14 Waveform of DC voltage used DC voltage control

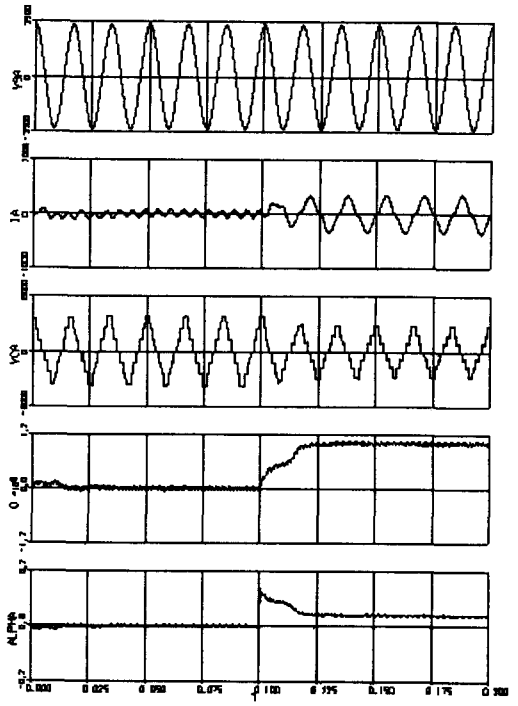

그림 15 기본파 스위칭시 유도성 무효전력 발생
(0에서 1Mvar 스텝변동)

Fig. 15 Inductive var generation in fundamental frequency. (from 0 to 1Mvar step change)

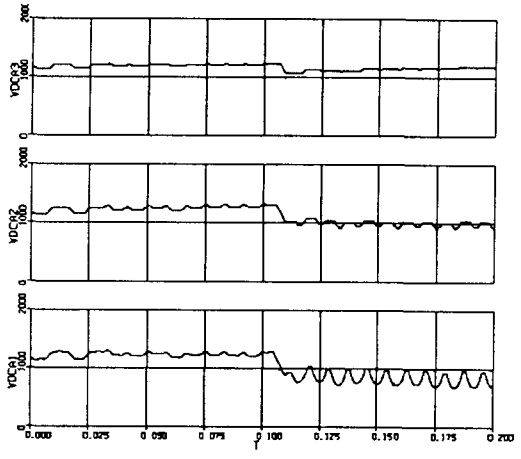

그림 16 기본파 스위칭시 직류전압(0에서 1Mvar 스텝변동)

Fig. 16 DC voltage in fundamental frequency. (from 0 to 1Mvar step change)

v_{dca1}, v_{dca2}, v_{dca3}는 A상의 직류 커패시터의 전압이다. 그림 13은 멀티레벨 인버터에서 각 HBI를 기본파로 스위칭하여 선택된 고조파를 제거하도록 이미 계산된 값들에서 변조지수를 선택하고 직류전압을 일정하게 제어하면서 출력전압의 크기를 제어하여 무효전력을 보상하는 시뮬레이션을 수행한 결과 파형들이다. 그림 14는 각 HBI 모듈의 직류전압 파형으로 기본파 스위칭시 각 HBI의 스위칭 패턴이 달라 직류전압의 각 모듈별로 불평형이 발생하였고 오프라인 방식에 의한 변조지수를 제어하여 무효전력제어시 순시적으로 무효전력의 제어가 곤란하였다.

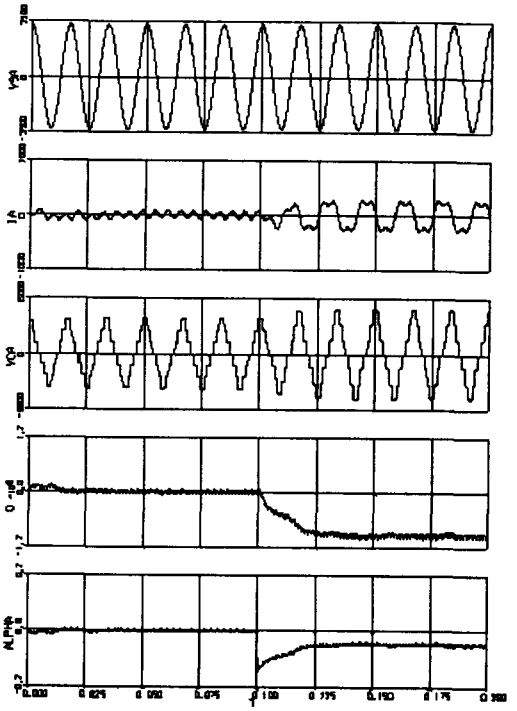

그림 17 기본파 스위칭시 용량성 무효전력 발생
(0에서 -1Mvar 스텝변동)

Fig. 17 Capacitive var generation in fundamental frequency (from 0 to -1Mvar step change)

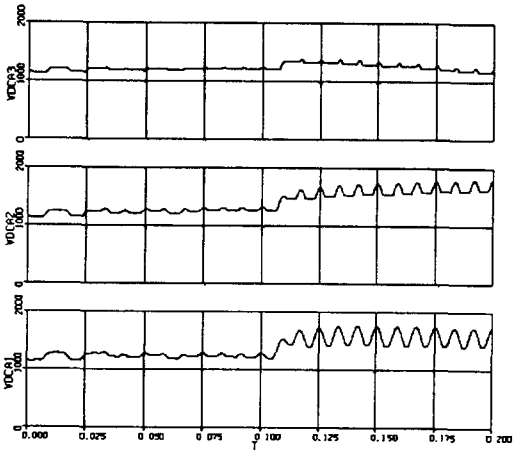

그림 18 기본파 스위칭시 직류전압(0에서 -1Mvar 스텝변동)

Fig. 18 DC voltage in fundamental frequency. (from 0 to -1Mvar step change)

그림 15와 16은 기본파 스위칭시 본 논문에서 소개된 직렬형 멀티레벨 인버터를 사용한 STATCON에서 순시무효전력 보상기법을 사용하여 0에서 1[Mvar]로 스텝 변동시 출력파형 및 직류 전압파형들로 유도성 무효전력을 발생하고 있다. 그림 17과 18은 0에서 -1[Mvar]로 스텝 변동시 출력파형 및 직류 전압파형들로 용량성 무효전력을 공급하고 있다. 그림 16과 18에서 고정된 기본파 스위칭시 직류전압이

3. 결 론

본 논문에서는 직렬형 멀티레벨 인버터를 사용한 STATCON의 수학적 모델링, 시간영역에서 응답특성을 검토하여 제어기를 설계하였다. 그리고 SHEM을 사용하여 STATCON 출력전압의 고조파 왜형율을 최소화한 스위칭 패턴과 커패시터 직류전압의 평형을 유지하기 위한 새로운 기본파 회전 스위칭 기법이 제안하였다. 그리고 커패시터단의 직류전압의 평형을 유지하여 모듈화를 쉽게하고 예비부품의 저장 및 시스템 설계시 복잡성을 해결할 수 있었다. 기본파 스위칭으로 스위칭 손실을 가장 적게 줄이고 스위칭 주파수를 높이지 않고도 고조파가 적은 출력전압을 만들 수 있다. 제안된 기법은 기존의 멀티레벨 인버터방식을 사용한 무효전력보상장치의 문제점들을 개선할 수 있었다. 제안된 순시무효전력 제어 및 스위칭 기법을 시뮬레이션을 통하여 타당성을 입증하였다.

무효전력보상을 위해 멀티레벨 인버터의 출력전압의 크기를 가변시키는 방법으로 직류전압을 일정하게 제어기 위해서 위상차 α와 변조비 M을 동시에 제어하는 연구가 추후 수행되어야 하며 장차 직렬형 멀티레벨 전압형 인버터는 대용량 FACTS설비의 응용에 적절한 것으로 판단된다.

이 논문은 1997년 학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] S. Mori, et. al., "Development of large static var generator using self-commutated inverters for improving power system stability" *IEEE PES Winter Power Meeting*, Paper no. 92WM165-1, 1992.

[2] C. Schauder, et. al., "Development of a ±100 Mvar static condenser for voltage control of transmission systems," *IEEE PES summer meeting*, paper no. 94SM479-6PWRD, 1994.

[3] L. H. Walker, et al., "Force-commutated reactive power compensator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no.6, pp. 1091-1104, Nov./Dec. 1986.

[4] G. Joos, et. al., "Performance analysis of PWM inverter var compensator", *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 6, no.3, pp. 380-391, May 1991.

[5] Gyu H. Cho, et. al.,"Modeling and analysis of a static var Compensator using multilevel voltage source inverter", *IEEE/IAS Annual Meeting*, pp 901-908, 1993

[6] D. A. Woodford, et. al., "Controlling a back-to-back DC link to operate as a phase shift transformer." *CIGRE Meeting*, paper no. 14-202, 1994.

[7] N. Mohan, et. al., "A novel high frequency, per-phase static var compensator", in conf. Rec. *IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2581-2586, 1995

[8] F. Z. Peng, et. al., "Multilevel voltage source converter system with balanced DC voltage", *IEEE IAS'94 Annual Meeting*, pp. 1144-1150, 1995.

[9] J. S. Lai, et. al., "Multilevel converter of a new breed of power converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 506-517, 1996.

[10] Jae-Ho Choi, et al., "A new cascade multilevel voltage source inverter for high power application of facts", *IFAC/CIGRE Symposium, CPSPP'97*, pp. 295-300, 1997.

[11] H. Akagi, et. al., "Analysis and design of a DC voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage source inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 4, pp. 970-977, 1996.

저 자 소 개

민 완 기 (閔 完 基)

1964년 2월 11일생. 1989년 충북대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 졸업(석사). 1996년 동 대학원 박사과정수료. 1988년~1991년 LG 종합연구원 및 LG 반도체 근무. 1994년~1997년 한전 전력연구원 연구원. 1997년~1999년 현재 조선이공대학 전기과 조교수

Tel : (062) 230-8357

E-mail : wkmin@mail.chosun-c.ac.kr

민 준 기 (閔 俊 基)

1971년 4월 22일생. 1997년 충북대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기전자공학부 박사과정

Tel : (0431) 261- 2425

E-mail : jkmin@power.chungbuk.ac.kr

최 재 호 (崔 載 昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 졸업(석사). 1989년 동 대학원 졸업(공박). 1981년~1983년 중경공업전문대학 전자과 전임강사. 1893년~1999년 현재 충북대 공과대학 전기전자공학부 교수. 1993년~1994년, 1997년~1998년 University of Toronto (Visiting Professor)

Tel : (0431) 261-2425

E-mail : choi@power.chungbuk.ac.kr