工學博士 學位論文

순시전력을 이용한 자려식 SVC의 무효전력보상에 관한 연구

A Study on the Reactive Power Compensation using Instantaneous Power for Self-Commutated Static Var Compensator

指導敎授 金 潤 植

2000年 2月

韓國海洋大學校 大學院

機關工學科 電氣電子制御專攻

嚴 相 五

차 례

A Study on the Reactive Power Compensation using Instantaneous Power for Self-Commutated Static Var Compensator

Eum, Sang O

Department of Marine Engineering
Graduate School, Korea Maritime University
Pusan, Republic of Korea

Abstract

The static var compensator(SVC) plays an important role in larger and more complex electric power systems. Rapid and continuous reactive compensation by the SVC contributes to voltage stabilization, power oscillation damping, overvoltage suppression, minimization of transmission losses and so on.

The multilevel inverters connected in series are suitable for high voltage systems because of their circuit structure. They are capable of reducing harmonic component in the AC source side currents without requiring high frequency switching to the devices.

The main problem of multilevel inverters without independent DC voltage source is the unbalance of DC capacitor voltage. Problems in using SVC are the voltage unbalance at each stage of DC capacitor and uncontrollability of reactive power in its low region. DC capacitor voltage equalization is required to ensure the even sharing of voltage stresses in the power devices, and to compensate accurately reactive power.

In this paper, harmonic current components were analyzed to solve these problems and it was found that the voltage distortion of the DC capacitor is caused by the harmonics in resistive mode operation and/or low reactive power.

In addition, the zero point of DC capacitor voltage deviation is investigated by analyzing resistive mode operation and/or low reactive power. It gives a control table for DC capacitor voltage equalization. Asymmetrical Pulse Amplitude Modulation(PAM) switching pattern is suggested to equalize DC capacitor voltage. The principle of asymmetrical PAM switching pattern is time shifting of charging or discharging period of DC capacitor by controlling angle.

By using the control table, asymmetrical PAM switching pattern is realized to equalize DC capacitor voltage.

Instantaneous power vector theory which can expresses the instantaneous apparent power vector is proposed to control reactive power. The validity of the proposed method is confirmed by simulation studies and experiments.

기호설명

$\dot{V}_S$	:	voltage of power line [V]
$\dot{V}_R$	:	receiving end voltage of connection point to self-commutated SVC [V]
$\dot{V}_{SVG}$	:	output voltage of SVC [V]
$\dot{I}_{SVG}$	:	output current of SVC [A]
L_{SVG}	:	output reactor [H]
$\dot{S}$	:	apparent power [VA]
P	:	active power [W]
Q	:	reactive power [Var]
ϕ	:	phase difference between system voltage and SVC output voltage
C	:	capacity [μF]
V_{AMP}	:	amplitude of receiving end voltage
V^*_{AMP}	:	reference voltage
i^*_D	:	reactive current order value
i^*_Q	:	active current order value
$\dot{v}^*_{SVG}$	:	output voltage order value
i_D	:	reactive current
i_Q	:	active current
θ	:	voltage phase
V_{DC}	:	reference voltage of DC capacitor
V^*_{DC}	:	voltage order value of DC capacitor
$\dot{V}_i$	:	voltage vector of inverter

$\dot{I}$	:	current vector of inverter
$\dot{I}_r$	:	real current component of current vector
$\dot{I}_i$	:	image current component of current vector
X	:	impedance of transformer
$\dot{v}_{SVG}$	:	variable voltage source of SVC
r_{SVG}	:	equivalent resistance befitting to loss
R^*	:	compensating resistance
$\dot{v}^*_{SVG\alpha\beta}$	:	voltage order value of variable voltage source
$\dot{q}_{L\alpha\beta}$	:	instantaneous power of output reactor L_{SVG}
Q^*_{AMP}	:	amplitude of instantaneous power order value
ΔQ	:	electric charge quantity flow in power devices point
$\Delta \alpha$	:	manipulation phase angle

그 림 목 차

표 목 차

제 1 장　서　론

1.1 연구배경

산업이 고도화하면서 국민생활 전반에 걸쳐 양질의 전기에 대한 욕구가 나날이 높아가고 있으나, 전력계통 확충에 따른 경과지 확보문제, 이에 소요되는 비용상승문제 및 송전선로 건설기간 연장 등으로 적기에 신뢰성 있는 계통구성이 어려워짐에 따라 전력의 안정공급에 지장을 주는 경우가 발생하고 있다.

대부분의 산업용 설비가 유도성 부하를 사용하기 때문에 현 우리나라의 전력시스템의 역률은 매우 낮은 실정이다. 이와 같이 낮은 역률에 의해 발전 및 전력계통설비의 용량이 증대되고, 전력계통손실이 증가하는 문제점은 우리나라 전기산업계가 해결해야 할 과제 중의 하나이다.

그런데, 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 발전소의 증설이나 부하조건의 규제보다 부하 역률을 보상하고, 선로와 변압기의 무효전력손실을 보상하기 위해 무효전력 보상시스템을 도입하는 것이 보다 현실적이고 경제적인 방안이라는 것이 일반적인 견해이다.

최근 전력수요의 증가와 동반해서 전력계통의 안정화 및 낮은 역률인 산업용 부하의 무효전력 손실분을 보상하기 위해 조상설비의 필요성이 높아지게 되었다.

조상설비라고 하는 것은 전력용 콘덴서, 동기조상기, 정지형 무효전력보상장치인 SVC (Static Var Compensator) 등이 있다.

전력계통의 운용상 전압에 대한 문제점의 적절한 해결방안은 부하 역률을 보상하고 선로와 변압기의 무효전력손실을 보상하기 위해 무효전력을 공급하

는 것이다. 분로 보상은 중부하 계통이 고장에 의해 차단될 경우 심각한 과전압을 발생시키며, 부하와 송전의 변화에 큰 전압감도를 갖게 한다. 이 경우 계통부하가 증가되는 설비는 증가되는 무효전력 손실분을 보상하기 위해 발전기, 동기조상기, SVC 등 동적 설비가 필요하게 된다.

이와 같이 전압문제는 기계적인 스위칭을 하는 분로 또는 리액터로 해결이 가능하다. 그러나 동기안정도의 문제를 가지고 있거나, 부하에 민감하게 반응하는 전압을 갖는 지역에서는 SVC가 좋은 해결방안이라 할 수 있다.

SVC는 최초로 아-크로(爐)의 플리커 방지장치로서 개발되어졌지만, 전압변동이나 3상 불평형 등 전력품질의 유지, 향상을 목적으로 고속 또는 연속적으로 무효전력을 제어할 수 있고, 보수도 용이하여 일반산업용에서 전철분야, 전력계통분야로 적용하는 예가 급증하고 있다[1],[2],[3],[4],[5].

1970년대 중반부터 다이리스터 소자를 이용한 Thyristor Switched Capacitor와 리액터로 구성된 SVC를 전력선에 병렬 접속하여 빠른 응답특성으로 전압제어를 가능케 하였다[6],[7],[8],[9]

그 후 고전압 전력전자 기술의 발전으로 내압이나 전류처리 능력면에서 다이리스터와 비슷한 수준이며 자기소호 기능을 갖는 GTO(Gate Turn off Thyristor) 소자의 개발로 기존의 기계적인 스위치를 대치하는 다이리스터 스위칭 방식에서 탈피하여 GTO 소자는 인버터 형태가 가능하게 하였으며, 1990년대에는 GTO 소자보다 스위칭 속도가 빠르며 전압구동 방식인 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)의 등장으로 머지않아 GTO를 대치하는 새로운 반도체 소자로 자리잡을 전망이다.

이와 같이 반도체 기술과 전력전자기술의 급속한 발전에 의하여 전력계통은 제어가 불가능한 대형 시스템에서 제어 가능한 시스템으로 바뀌고 있으며, 고품질 전력에 대한 시대적인 요구에 의해 Custom Power의 시대가 열리고 있다.

기존의 SVC는 다이리스터와 리액터를 조합한 타려식장치로서 구성되어져 왔다. 그러나 SVC는 자기소호기능을 가진 High Power Electronics에 의한 대용

량 반도체스위칭소자의 발전에 의해 전력변환기의 대용량화, 고속화가 가능하게 되고, 전력계통에 있어서도 고속제어를 목적으로 해서 자려식 반도체 전력변환기를 이용한 대용량 SVC의 실용화가 높아지고 있다. 이러한 배경에서 자려식변환기를 사용한 진상 · 지상 양방향의 무효전력을 조정할 수 있는 자려식 정지형무효전력보상장치가 개발되어 실용화가 되고 있으며, 그 용량은 100MVA급에 이르고 있다[4],[10].

한전에서는 실계통을 대상으로 설치하여 운용한 실적과 경험은 없으나, 장기계통 운용상 필요성이 인정되고 있다. 지금까지의 연구 및 기술개발 실적을 살펴보면 SVC의 도입, 설치를 위해, 1986년 완료된 “무효전력제어에 의한 계통안정도 향상”, 1995년 완료된 “계통특성개선 설비설치 검토” 연구를 수행하여 SVC의 타당성을 검증하였고, 1997년 “SVC설계, 규격작성”을 완료하여 1999년 1MVA급 기기를 개발하여 설치, 운전시험에 돌입하였다[11].

미국은 계통동요억제에 의한 계통안정화, 송전선로의 송전용량증대 등을 위하여 미전력연구원(EPRI : Electric Power Research Institute)를 중심으로 전력회사, 제작사가 협력하여 유연송전시스템(FACTS : Flexible AC Transmission System)설비를 개발, 실제 전력시스템에 설치 운전 중에 있으며, 일부기술은 개발단계에서 상업화 단계로 이행 중이다.

일본은 1987년 동경전력에서 부하급증에 의한 전압붕괴문제로 대정전 사고를 겪은 후 무효전력 보상을 위한 FACTS 설비 중 SVC 및 STACOM(Static Synchronous Compensator) 개발에 착수하여 현재 상용화 단계에 있으며, 정부지원하에 전력중앙연구소(CRIEPI)를 중심으로 반도체 제작사에서 GTO, IGBT 등 대용량 전력용 반도체소자를 개발 중에 있다.

이러한 동향 속에서 대용량 SVC의 제어에 관한 새로운 방법들이 제안되어 왔다[12],[13],[14],[15]. 초기에는 다이리스터 제어형 리액터(TCR)방식을 이용한 방법들이 시도되어 왔으나, 이는 대용량에는 적합하지만 과도응답이 느린 단점이 있었다[13]. 그 후 빠른 과도응답을 위해 강제 전류(轉流)형 인버터를 사용하는 제어방법이 연구되어 왔으며[14], 또한 좀더 큰 대용량 SVC를 위한 멀티레벨

인버터가 제안되었다[12]. 또한 고전압, 대전류 소자인 GTO를 이용한 3레벨 인버터용 SVC에 대한 해석 및 제어가 이루어져, 2레벨에 비하여 낮은 스위칭 주파수(f_{sw} 〈500Hz)에서 더 낮은 고조파와 더 높은 DC link 전압이 가능하게 되었다[15].

전력계통에 직접 접속되는 반도체 전력변환기는 대용량이 요구되기 때문에 반도체를 다수 직렬 접속하여 직류전압의 고압화가 이루어지고 있지만, 직렬 접속되어진 각 디바이스의 스위칭 타이밍을 일치시킬 필요가 있다. 또한 다른 기기 및 장치에 나쁜 영향을 미치지 않도록 특히 노이즈와 찌그러짐이 적은 출력파가 요구된다.

고조파를 저감하기 위해 대용량의 변환기에서는 스위칭 주파수를 그다지 높게 할 수 없기 때문에 현재에는 다상 변압기를 이용하여 여러 대의 변환기를 다중화하고, 대용량화와 파형의 개선을 추구하고 있다. 그러나, 이 방법에는 대형의 변압기가 요구되기 때문에 설치공간이나 경제적인 문제가 있다.

고조파를 저감하기 위한 다른 방법으로는 멀티레벨화하는 방법을 생각할 수 있으며, 특히 멀티레벨화는 각 스위칭 소자에 인가되는 전압이 작기 때문에 대용량화에도 적당하다.

현재 여러 분야에서 트랜스레스화에 의한 소형화, 각 소자에 인가되는 전압의 저감에 의한 고내압화, 출력레벨의 증가에 의한 출력파형의 개선, 스위칭 주파수의 저감 등의 목적으로 멀티레벨 인버터의 연구개발이 활발하게 진행되고 있다[16],[17],[18].

이미, 변압기가 불필요한 저차 고조파성분이 적은 출력파형이 얻어지는 중성점 클램프형 변환기는 산업분야에 적용이 활발해지고 있지만, 이것을 정지형 무효전력보상장치에 적용한 경우에 대해서도 연구가 진행되고 있다[16],[19].

최근 직류측을 콘덴서 분압하고 상전압으로 해서 3레벨을 출력하는 중성점 클램프형 변환기는 산업분야에서 이미 실용화되었고, 더 큰 대용량화와 출력전압의 찌그러짐을 감소시키기 위해서 5레벨 변환기의 연구가 진행되고 있다.

1.2 연구목적 및 내용

SVC는 발전시스템의 기계적인 요소에 의해 발생되는 전력동요를 억제하는 역할을 한다. 선간 위상각의 변화율이 양의 값을 가질 때는 용량성 무효전력의 공급에 의해 SVC의 보상전압을 증가시키고, 선간 위상각의 변화율이 음의 값을 가질 때는 유도성 무효전력의 흡수에 의해 SVC의 보상전압을 감소시킴으로 전력동요를 억제시킬 수 있다. 전력시스템이 약한 경우는(Weak Power System) 부하의 변화와 전력선, 변압기 또는 캐패시터나 Reactor Bank의 스위칭이 수전단에 심각한 전압변동을 초래할 수 있다. 이런 경우 SVC를 수전단에 설치하여 수전단의 무효전력이 증가하도록 동작시켜 수전단의 전압을 일정전압으로 유지시키는 것이 가능하다.

따라서 5레벨 변환기는 직류측을 4개의 콘덴서로 분압해서 각 분압점에 접속되어진 다이오드클램프를 통해서 임의의 레벨을 출력하는 것이 가능하다. 다이오드클램프형 5레벨 변환기는 직류측이 콘덴서에 의해서 분압되고 있기 때문에 직류측 분압점 전위의 변동이 문제로 된다. 직류측 분압점 전위변동의 억제법으로서, 변환기의 출력전압패턴의 비대칭화에 의해 직류콘덴서에 유입하는 전류를 제어하여 직류콘덴서전압(분압점전위)변동을 억제하는 방법[20](비대칭제어법)이 제안되고 있다. 그러나 무효전력보상장치에 있어서도 변환기의 손실이 있기 때문에, 이것을 보상하기 위한 유효전력을 외부에서 공급하지 않는 한 분압점 전위 변동이 일어나 각 소자에 과대한 전압이 인가되어 위험하다.

이 문제를 해결하기 위해서는 직류측에 소용량의 전원을 설치하는 방법과 계통전압에 대해서 변환기 출력전압을 제어해서 계통측으로부터 유효전력을 공급하는 방법을 생각할 수 있다[21]. 그러나 전자의 방법에 대해서는 이미 연

구가 되어 왔고, 직류측에 전원을 바로 설치하는 것으로만 분압점의 전위를 일정하게 유지할 수 없다. 그리고, 동시에 계통전압에 대해서 변환기출력전압의 위상제어도 할 필요가 있다[20].

무효전력 보상장치에 이용되는 변환기의 출력전압 제어법은 직류측 전압을 일정하게 유지하고 고조파의 발생을 억제하는 PWM(Pulse Width Modulation)제어방식과 고조파 함유률이 최소가 되도록 스위칭 패턴을 고정해 놓고 직류전압을 변조함으로서 출력전압을 변화시키는 PAM(Pulse Amplitude Modulation)제어가 있다. PAM제어는 변환기의 교류측에서 직류측에 유입하는 유효전력을 제어해서 손실분을 보상할 뿐만 아니라, 직류전압의 크기를 변화시켜 교류출력을 제어하는 방법이다. 이 제어법에서는 스위칭상태에 의해서 각 분압점에 유입하는 유효전력의 크기가 다르기 때문에 스위칭소자에 걸리는 전압을 평균분담시키기 위해 각 콘덴서의 용량비를 변화시킬 필요가 있다는 결점이 있다[12]. 또, 직류측의 전압이 변화하기 때문에 스위칭소자의 내압성에 있어서 멀티레벨인버터의 특징이 없어지는 것과 정격이 다른 콘덴서를 필요로 하는 문제점이 있다.

본 논문에서는 5레벨 변환기를 이용한 자려식 SVC의 장점인 직류측에 다른 별개의 전압원을 이용하지 않고, 콘덴서에 의한 전압원을 이용하고 이때, 콘덴서의 분압점 전위가 변동하지 않도록 정전압제어 하는 것을 목적으로 고속응답을 목표로 한 자려식 SVC의 제어방식으로서 출력리액터의 순시전력을 지령값으로 한 무효전력의 순시값제어방식과 직류콘덴서전압일정제어에 보상저항 R^*의 개념을 도입한 방식에 대해서 제안하고, 출력리액터의 저항분과 변환기의 손실분은 미지이기 때문에 이것에 대한 무효전력제어계와 직류콘덴서전압일정제어계의 제어특성을 검토한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 5장으로 구성되어 있다.

제2장에서는 계통전압 안정화를 위한 자려식SVC에 대한 무효전력보상원리 및 5레벨 변환기를 이용한 정지형 무효전력 보상장치의 시스템구성 및 스위칭 패턴에 대하여 기술하였다.

제3장에서는 자려식SVC의 대표적인 제어방식의 예를 들어 각각의 특징에 대해 설명하고, 제안하는 순시전력을 지령값으로 하는 제어방식에 대해서 기술하였다. 이때 5레벨변환기를 이용한 자려식SVC의 분압점 전위변동에 관한 해석과 비대칭스위칭법의 원리 및 분압점 변동해석에 대해서도 기술하였다.

제4장에서는 5레벨 변환기에 의한 시뮬레이션 및 무효전력제어의 특성에 대해서 검토하고, 콘덴서분압점 전위의 균등화 고찰과 실험장치에 대한 주회로, 제어회로의 구성을 통해 콘덴서 분압점 전위변동제어에 관한 실험결과에 대하여 고찰하였다.

제5장 결론 및 앞으로의 과제에 대하여 기술하였다.

제 2 장 SVC의 무효전력 보상원리와 5레벨 변환기

2.1 무효전력 보상원리

부하가 소비하는 무효전력을 발전기에서 선로를 통해서 송전하면 커다란 전압강하와 전송손실이 발생한다. 그런 까닭에 계통내에 적당한 무효전력원을 설치하여 부하가 소비하는 무효전력을 공급할 필요가 있다. 이것에 의해 전압의 조정과 전송손실의 경감 또는 전송전력의 증대가 가능하게 된다.

이러한 설비 중에서 송전계통에 설치되는 것을 조상설비라고 하며, 직렬, 병렬 콘덴서, 분로리액터, 동기조상기, 정지형무효전력보상장치 등이 이에 속하게 된다. 따라서 동기안정도의 문제를 가지고 있거나, 부하에 민감하게 반응하는 지역에서 활용도를 증대시킬 수 있는 자려식무효전력보상장치는 최근 대용량 반도체 스위칭소자의 발전에 의하여 개발, 실용화된 장치이다.

이것은 자려식 변환기를 이용하여 계통전압에 동기시켜 교류전압을 발생시키고, 변환기의 무효전력공급원인 직류측 콘덴서의 전압을 일정하게 유지해 가면서 변환기의 출력전압의 진폭을 크게 하거나 작게 하는 것에 의해 무효전력의 발생과 소비를 행하는 것이다.

이 때 변환기의 출력전압의 진폭을 크게 한다면 콘덴서동작과 같은 효과를 나타내며 무효전력이 발생된다. 반대로 변환기 출력전압의 진폭을 작게 하면 리액터와 같은 효과가 발생되며 무효전력의 소비를 행하게 된다.

다음은 SVC의 기본원리를 나타낸다.

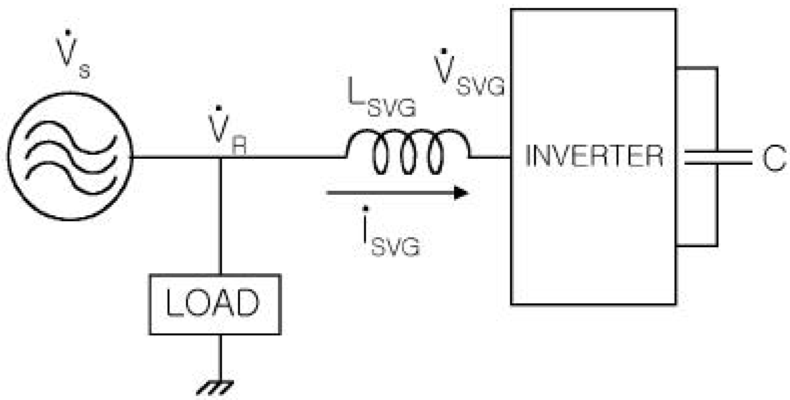


Fig. 2.1 Basic principle of SVC

Fig. 2.1은 계통에 자려식 SVC를 접속시킨 등가회로를 나타낸다. 여기서 $\dot{V}_S$은 계통전압, $\dot{V}_R$은 자려식 SVC를 접속하는 점의 수전단 전압, $\dot{V}_{SVG}$ 는 SVC의 출력전압, $\dot{I}_{SVG}$ 는 SVC의 출력전류, L_{SVG} 는 출력리액터이다.

$$\dot{V}_R = V_R \; e^{j(\omega t)} \tag{2.1}$$

$$\dot{V}_{SVG} = V_{SVG} \; e^{j(\omega t - \phi)} \tag{2.2}$$

로 된다. SVC의 출력전류는

$$\dot{I}_{SVG} = \frac{1}{j\omega L_{SVG}} (\dot{V}_R - \dot{V}_{SVG}) \tag{2.3}$$

로 되기 때문에, 식 (2.1), (2.2)를 식 (2.3)에 대입하면

$$\dot{I}_{SVG} = \frac{1}{j\omega L_{SVG}} (V_R - V_{SVG} e^{-j\phi}) e^{j\omega t} \tag{2.4}$$

여기서, SVC에 유입하는 피상전력 $\dot{S}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{S} &= P + jQ = \dot{V}_R \overline{\dot{I}_{SVG}} \\ &= \frac{1}{\omega L_{SVG}} \left\{ V_R V_{SVG} \sin\phi + j(V_R^2 - V_R \dot{V}_{SVG} \cos\phi) \right\} \end{aligned} \tag{2.5}$$

따라서 유효전력 P와 무효전력 Q는 각각

$$P = \frac{1}{\omega L_{SVG}} V_R V_{SVG} \sin\phi \tag{2.6}$$

$$Q = \frac{1}{\omega L_{SVG}} (V_R^2 - V_R V_{SVG} \cos\phi) \tag{2.7}$$

로 나타낼 수 있으며, 여기서 ϕ 는 계통전압과 SVC출력전압의 위상차이고, $\phi = 0$ 이면 $\dot{V}_R$과 $\dot{V}_{SVG}$를 동기화 시킨 것으로서 $P = 0$가 되어 자려식 SVC는 무효분만 출력한다. 그리고 자려식 SVC의 출력전압을 제어함으로서 무효전력출력의 조절이 가능하다.

이것은 Fig. 2.2의 벡터도와 같이 나타낼 수 있으며, SVC의 출력전압 $\dot{V}_{SVG}$ 의 위상을 계통전압 $\dot{V}_S$ 에 동기시킨 상태로 $\dot{V}_{SVG}$ 의 크기를 제어하는 것으로 무효전력출력을 조정한다.

즉, $\dot{V}_{SVG}$ 와 $\dot{V}_S$ 의 크기를 같게 한다면 SVC의 무효전력출력은 “0” 으로 되지만, $\dot{V}_{SVG}$ 를 $\dot{V}_S$ 보다 크게 한다면 SVC는 진상무효전력(콘덴서 동

작)이 흐르고, 역으로 $\dot{V}_{SVG}$ 를 $\dot{V}_S$ 보다 작게 하면 SVC는 지상무효전력(리액터 동작)이 흐르게 된다.

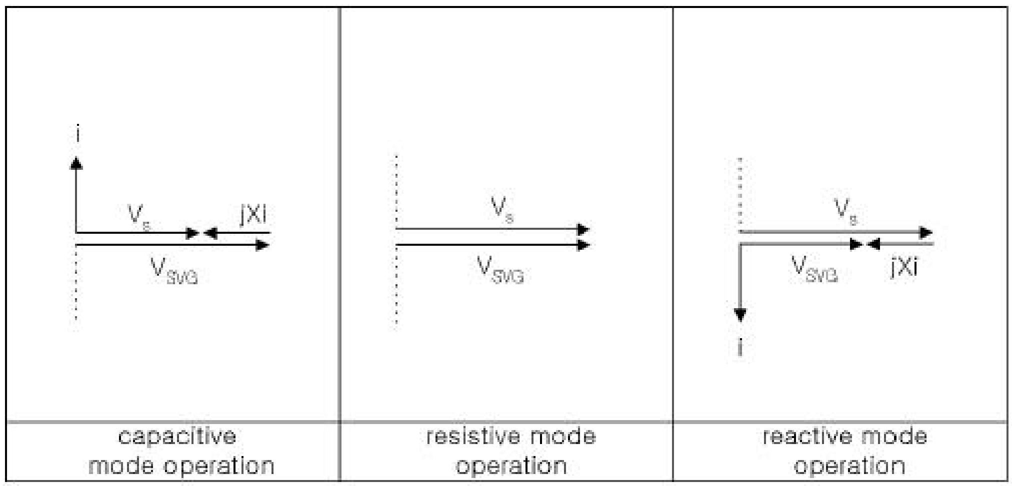
따라서 위의 사실과 식 (2.6), (2.7)에 의하여 Table 2.1과 같이 SVC를 운전할 수 있다.

Table 2.1 Conditions and modes of SVC

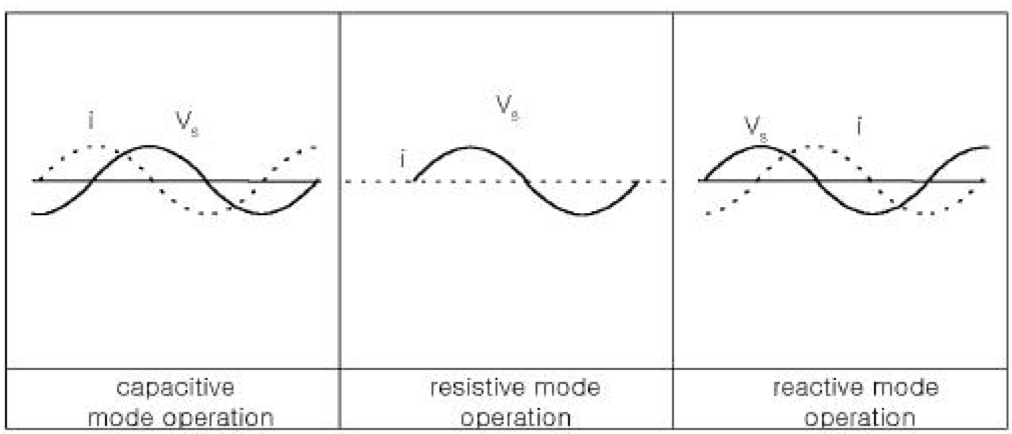
condition	reactive power	mode
$\dot{V}_{SVG} = V_S$	Q = 0	resistive mode
$\dot{V}_{SVG} > V_S$	Q < 0	capacitive mode
$\dot{V}_{SVG} < V_S$	Q > 0	reactive mode

이처럼 SVC 는 계통전압에 동기시켜 변환기출력전압의 조정에 의해, 지상에서 진상까지의 무효전력을 연속으로 제어가 가능하다. 그리고 SVC는 다음과 같은 특징이 있다.

변환기의 출력전압을 변환시키는 것만으로 지상에서 진상까지 연속적인 무효전력출력을 변화시키는 것이 가능하며, 직류측에 독립전원을 필요로 하지 않는다. 또, 보수와 점검이 용이하고 수명이 길며, 진동과 소음이 적고, 설치공간도 작다. 그러나, 직류측에 독립전원을 가지지 않기 때문에 출력리액터의 손실과 변환기의 스위칭손실 등에 의해 생기는 직류콘덴서 전압의 강하를 보상하기 위해 변환기 출력전압의 위상을 조정하여 직류측에 유효전력을 공급할 필요가 있다. 또, SVC에서는 무효전력제어 뿐만 아니라 유효전력제어(직류콘덴서 정전압제어)도 동시에 제어할 필요가 있다.



a) SVC & power line phase



b) SVC & power line waveform

Fig. 2.2 Basic operation mode of SVC

2.2 5레벨 변환기의 구성

실용화되고 있는 자려식 SVC에 있어서는 대용량화를 추구하고, 또한 고조파를 저감시키기 위해서 변환기를 다중화하고 있다.

다중화는 변환기를 낮은 스위칭주파수로서 구동할 경우일지라도, 출력의 고조파성분을 저감할 수 있기 때문에 자기소호소자의 스위칭주파수에 제한이 있는 현재의 자려식 변환기를 이용해 자려식 SVC를 구성하기 위해서는 다중화가 적합하다. 변환기의 단위 수를 증대하면 대용량화와 파형 개선의 효과가 높아지는 반면 스위칭함수의 복잡화와 많은 전력소자의 요구 및 설치공간이 커지는 문제점도 포함하고 있다.

Fig. 2.3 에 멀티레벨 변환기의 하나인 다이오드 클램프형 5레벨 변환기의 1상분의 회로구성을 나타낸다. 본 변환기의 출력파형 합성에 관한 기초적인 개념은 중성점 클램프형 변환기와 같고, 직류측 전압을 4개의 콘덴서로서 분압하고 스위칭소자에 의해 5개의 전위 $V_2 \sim V_{-2}$를 출력할 수 있기 때문에 변환기 자체에서 고조파가 적은 출력파형을 얻을 수 있다. 또한, 1상의 스위칭소자를 직렬로 8개씩 접속함으로써 5레벨 계단모양의 파형이 출력가능한 변환기를 구성할 수 있으며, 각 전압레벨을 출력할 때의 스위칭소자의 상태는 다음 절에서 위치 조합표(Table 2.3)에 나타내었으며, 다이오드를 이용하여 클램핑을 한다.

그리고 4개의 콘덴서에 의해서 직류측을 분압하고 있기 때문에, 각 소자에 걸리는 전압은 기존의 2레벨변환기의 1/4로 되며, 변환기 용량은 4배까지 증대시킬 수 있다. 단, Fig. 2.3의 클램프다이오드에는 최대로서 스위칭소자의 3배의 전압이 걸리기 때문에 경우에 따라서는 직렬화 등의 대책이 필요하게 된다. 이것 때문에 중성점 클램프형 변환기에서도 스위칭소자의 수가 증가하지만, 동일정격의 소자를 이용한 경우 직류측의 전압은 중성점 클램프형의 2배까지 취급할 수 있기 때문에 중성점 클램프형과 비교해서 대용량의 변환기를

구성할 수가 있다.

Fig. 2.3 에서 스위칭 소자에 역병렬로 접속시킨 다이오드는 V_2 또는 V_{-2}를 출력하고 있을 때에 전류(轉流)시의 전류의 유로를 확보하기 위한 것이다. 또, 클램핑보다 분압점 1의 전위 V_1 을 출력하고 있을 때는 Fig. 2.4 와 같이 나타낸 전류의 극성에 의해 상하의 클램프 다이오드가 동작해서 전류(轉流)를 하고 있다. 이때 클램핑 다이오드에 대해서는 내압성의 문제가 발생된다. 그러므로, D_{1x}, D_{2x}, D_{3x} 에 대해서는 변환기의 출력이 V_2 인 경우 Table 2.2 에 나타낸 크기의 최대 역방향전압이 각각 인가되며, D_{-1x}, D_{-2x}, D_{-3x} 에 대해서는 변환기의 출력이 V_{-2} 인 경우 Table 2.2 에 나타낸 크기의 최대 역방향전압이 각각 인가된다. 이와 같이 다이오드 클램프형 멀티레벨 변환기에서는 정격이 다른 클램프 다이오드가 필요하다. 따라서, 만약 모두 동일정격의 다이오드로서 구성된다면 레벨수가 증가되어 상당히 많은 수의 다이오드가 필요하다.

Table 2.2 Voltage of across clamp diode

클램프 다이오드	전 압
D_{1x}	$V_2 - V_1 = V_{DC}/4$
D_{2x}	$V_2 - V_0 = V_{DC}/2$
D_{3x}	$V_2 - V_{-1} = 3V_{DC}/4$
D_{-1x}	$V_1 - V_{-2} = 3V_{DC}/4$
D_{-2x}	$V_0 - V_{-2} = V_{DC}/2$
D_{-3x}	$V_{-1} - V_{-2} = V_{DC}/4$

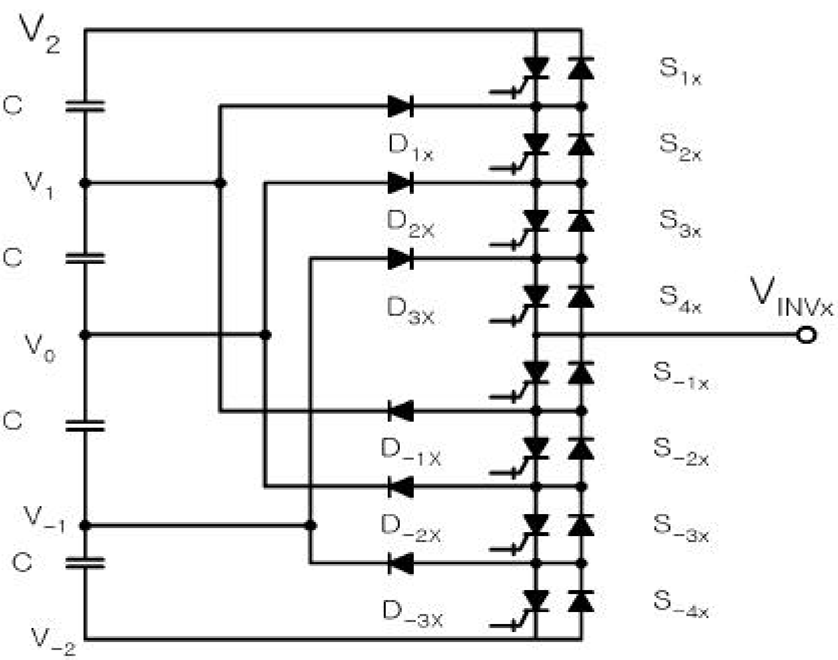


Fig. 2.3 Circuit configuration of diode clamp type 5 level inverter

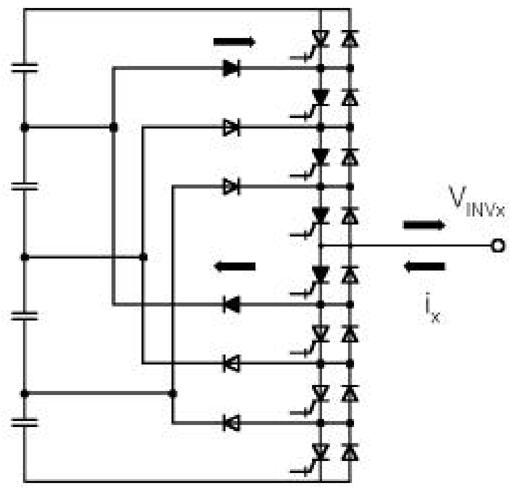


Fig. 2.4 Current flow at voltage dividing point

2.3 5레벨 변환기의 스위칭 패턴

반도체 전력변환기에서 발생하는 고조파를 저감하기 위한 방법으로는 PWM제어로서 캐리어 주파수를 높게 하고, 저차 고조파를 높은 주파수영역에 천이시켜, 소용량의 필터로 제거하는 것이 일반적이지만, 캐리어 주파수를 높게 하는 경우, 스위칭 주파수가 증가하고 여기에 비례하여 스위칭 손실이 증가한다. 특히, 대용량 변환기에 있어서 스위칭 소자는 GTO(Gate Turn off Thyristor)를 이용하고 있으며, 스위칭 특성을 개선하기 위해 부가되어진 스너버회로에서의 손실이 무시할 수 없을 정도로 증가한다. 따라서, 스위칭 손실을 억제시키기 위해서는 캐리어 주파수를 가능한 낮게 설정할 필요가 있다.

본 논문에서는 이것을 고려하여 단독의 변환기로 생각했을 때, 캐리어 주파수가 가장 낮게 되도록 하기 위해 상용주파수와 같도록 한다. 스위칭 패턴은 Fig. 2.5 에 나타낸 것과 같이 점호각 α_1, α_2 만으로 결정하여 대칭적인 것으로 하면, Fig. 2.6과 같이 모델화 할 수 있다. 각 스위치 S_{2x} ～ S_{-2x} (x = u, v, w) 는 각각 분압점 2～-2 의 전위를 출력하는 것으로 반드시 어느 것 하나가 닫혀 있지만, 동시에 2개 이상 닫히는 경우는 없다. 실제 5 레벨 변환기의 각 스위치의 상태와 출력전압 파형과의 관계를 Table 2.3 에 나타내었다.

Table 2.3 Output voltage and switching patterns of 5 level inverter

출력전압	스위칭 소자의 상태							
vI_x	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{-1x}	S_{-2x}	S_{-3x}	S_{-4x}
$V_2 = V_{DC}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_1 = V_{DC}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$V_0 = 0$	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_{-1} = -V_{DC}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$V_{-2} = -V_{DC}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

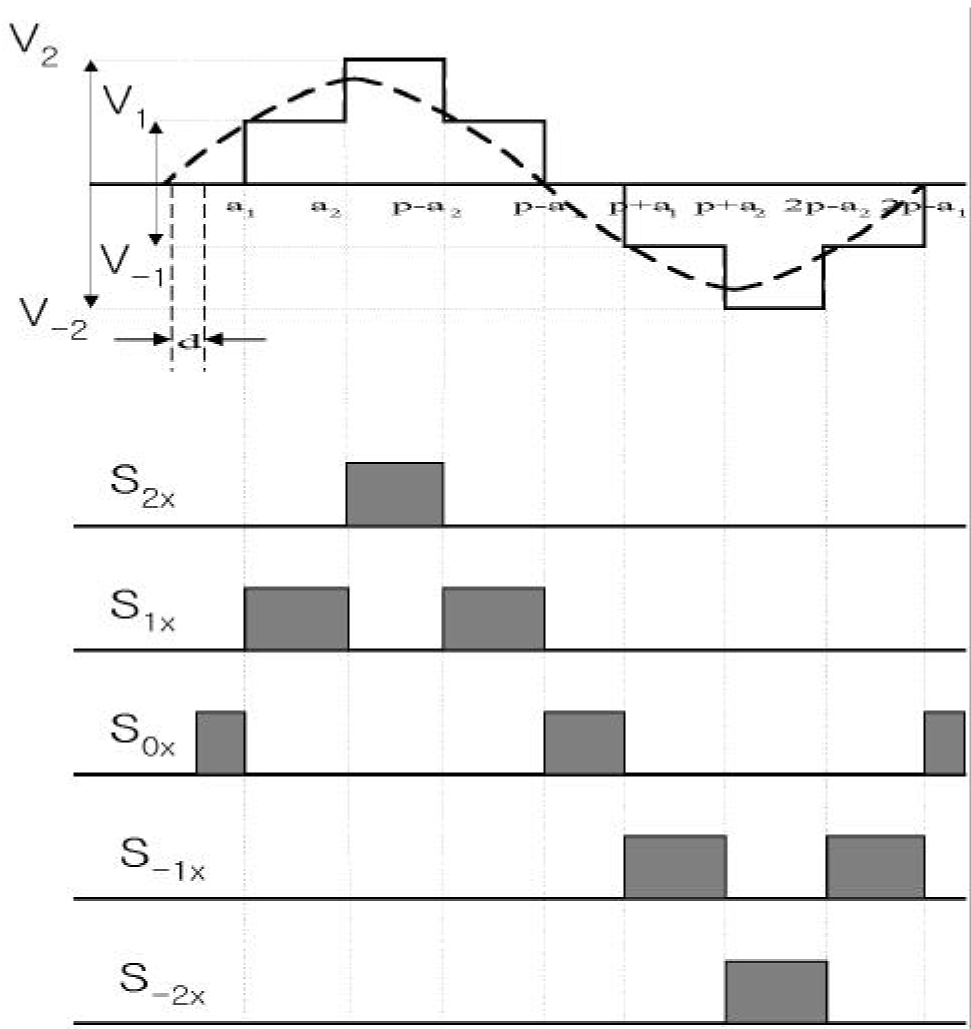


Fig. 2.5 Switching operation of 5 level inverter

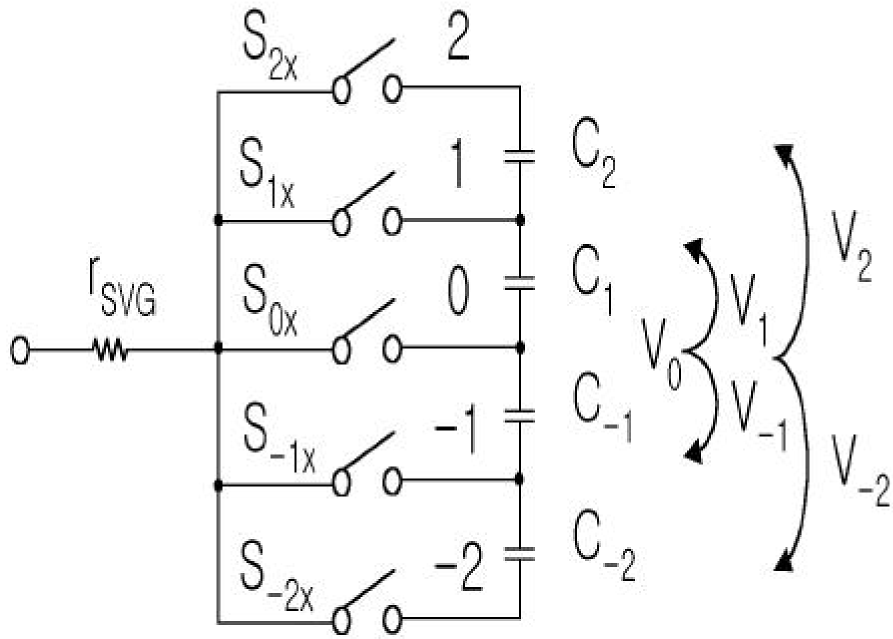


Fig. 2.6 Model of 5 level inverter

제 3 장 자려식 SVC의 제어방식

3.1 dq 좌표방식

Fig. 3.1는 자려식 SVC의 대표적인 dq 좌표방식의 제어블록도이다. 이 방식에서는 수전단 전압과 출력전류를 회전좌표계인 dq 좌표상에서 3상/2상 변환시켜서 제어하고 있다. 즉, 무효전류와 유효전류는 직교하고 있으므로 계통전압을 일정하게 유지하기 위해 무효전력제어계(d축 전류제어계)와 직류콘덴서전압을 일정하게 유지하는 유효전력제어계(q축 전력제어계)로 나누어 제어한다.

무효전력제어계에서는 수전단 전압의 진폭 V_{AMP} 와 기준전압 V^{*}_{AMP} 의 오차를 입력받아 PI제어에 의한 무효전류 지령값 i^{*}_{D} 를 만든다. 유효전력제어계에서는 직류콘덴서전압 V_{DC} 와 기준전압 V^{*}_{DC} 의 오차를 입력받아 PI제어에 의한 유효전류지령값 i^{*}_{Q} 를 만든다. 그리고 dq 좌표변환 시킨 자려식 SVC의 출력전류를 각 전류지령값에 추종시켜 전압지령값을 만든다. 이렇게 해서 얻어진 전압지령값을 2상/3상 변환시켜 변환기의 출력전압지령값 $\dot{v}^{*}_{SVG}$로 한다.

계통전압이 큰 폭으로 떨어지는 것과 같은 큰 외란시에 자려식 SVC의 출력전류가 반도체 스위칭소자의 연속운전 전류허용값을 초과하는 경우에는 직류콘덴서 전압일정제어계에서의 전류지령값 i^{*}_{Q} 를 우선하고, 무효전력제어계에서의 전류지령값 i^{*}_{D} 에 제한을 가해 출력전류가 허용값을 초과하지 않도록 하여 과전류보호에 의한 동작정지가 발생하지 않도록 함과 동시에, 계속 연속운전이 가능하도록 제어한다.

이 dq 좌표방식은 제어시스템이 복잡하고, 고정밀도, 고효률화의 문제가 있다. 또한, 기존의 제어회로 연산은 2축 좌표변환과 그 역변환을 필요로 하고,

3상전압전류에서 직접적인 연산방식에 비해 제어회로가 복잡하다.

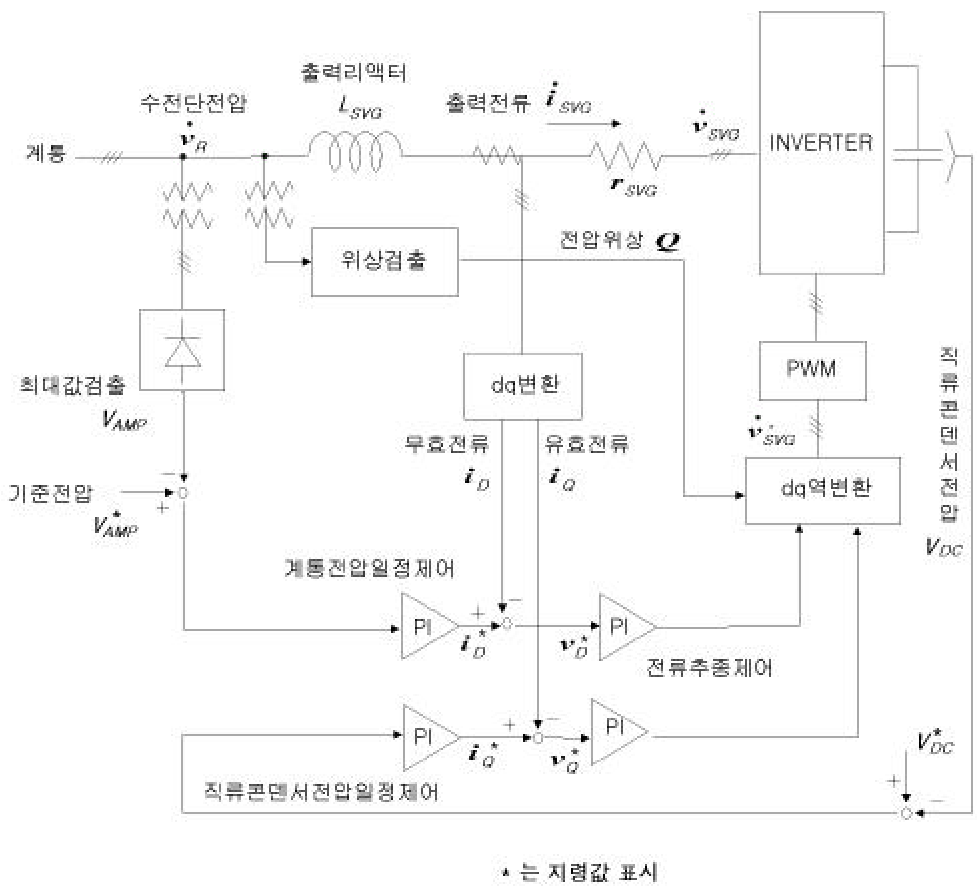


Fig. 3.1 Control block diagram of dq coordinates mode

3.2 VQ 벡터제어방식

전압형 인버터를 구성요소로 하는 자려식 SVC는, 계통사고시의 과전류억제를 위해 응답이 빠른 전류제어계가 필요하다. 본 방식은 계통의 교류전압과 교류전류에서 순시실전력과 순시허전력을 필요로 하고, 이것을 이용해서 VQ 벡터제어를 한다.

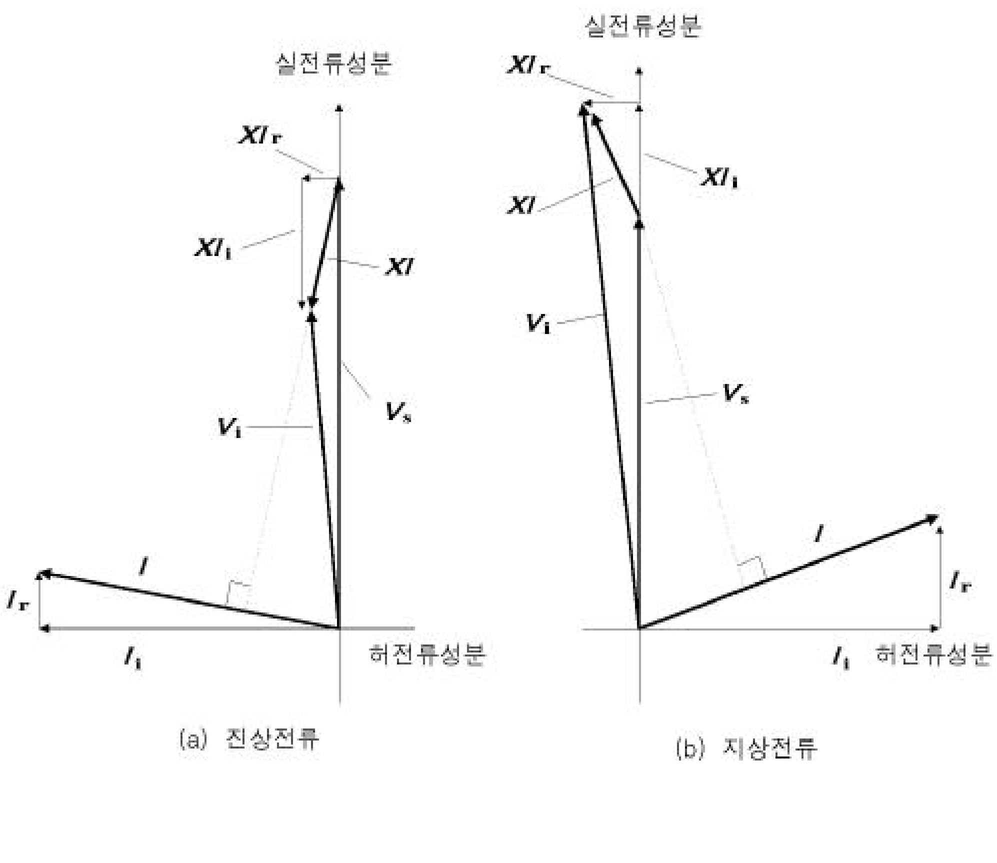


Fig. 3.2 Inverter voltage · current vector diagram

Fig.3.2에 인버터의 전압·전류 벡터도를 나타낸다. 단, 간단히 하기 위해 인버터의 저항분은 무시하고, 벡터도는 보기 쉽도록 하기 위해 전류벡터위상을 약간 비켜 그린다. $\dot{V}_s$, $\dot{V}_i$ 는 전원 및 인버터의 전압벡터, $\dot{I}$ 는 인버터의 전류벡터, $\dot{I}_r$ 은 전류벡터의 실전류성분, $\dot{I}_i$ 는 전류벡터의 허전류성분, X는 변압기의 임피던스이다. 전류를 인버터에서 교류계통의 방향으로 한다면 다음 관계식이 성립한다.

$$\dot{V}_i = \dot{V}_s + X\dot{I} \tag{3.1}$$

$$\dot{I} = \dot{I}_r + \dot{I}_i \tag{3.2}$$

$$\dot{X}\dot{I} = X\dot{I}_r + X\dot{I}_i \tag{3.3}$$

교류전압 V_u, V_v, V_w 및 교류전류 I_u, I_v, I_w 를 $\alpha\beta$ 변환한다면 다음과 같은 순시실전력 P, 순시허전력 Q가 얻어진다.

$$P = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \tag{3.4}$$

$$Q = V_\alpha I_\beta - V_\beta I_\alpha \tag{3.5}$$

P, Q에서 I_r, I_i 는 다음 식으로 주어진다,.

$$I_r = \frac{P}{V} \tag{3.6}$$

$$I_i = \frac{Q}{V} \tag{3.7}$$

여기서

$$V = \max(|V_u|, |V_v|, |V_w|, |V_{uv}|, |V_{vw}|, |V_{wu}|) \tag{3.8}$$

제어회로에서는 식 (3.1)의 관계가 성립하는 I_r, I_i 를 제어한다(VQ벡터제어방식). Fig. 3.3 에 제어블록도를 나타낸다.

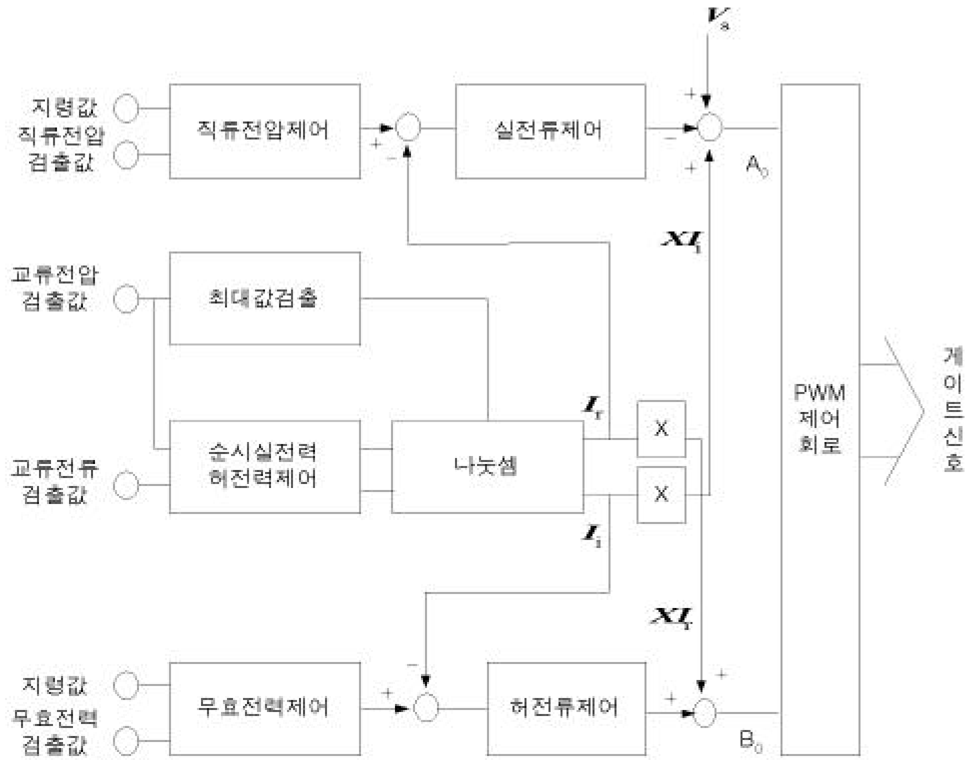


Fig. 3.3 Control block diagram of VQ vector control mode

실전류 및 허전류제어회로의 지령값은 각각 직류전압제어회로와 무효전력제어회로의 출력으로 구성되고 있지만, 예로서 허전류제어회로의 지령값은 계통전압일정제어회로의 출력으로 주어질 수 있으며, 이 경우는 계통전압이 일정하게 되도록 무효전력이 제어된다.

Fig. 3.2의 벡터도에서, I_r, I_i 에 변압기의 임피던스 X를 곱해서 임피던스 강하를 계산하고, $X I_r$ 은 허전류제어회로의 출력, $X I_i$ 는 실전류제어회로의 출력에 전원전압 V_s 와 같이 그림에 나타낸 것처럼 더해진다. 또, 실전류제어회로와 허전류제어회로의 출력 A_0, B_0 는 PWM 제어회로에서 식(3.9), (3.10)

에 의해 합성된 진폭지령 k와 위상지령 θ가 만들어진다. 이 지령을 기본으로 하여 변조파와 반송파(삼각파)가 제어되어지고, 2개의 파형크기 비교에 의해 3상브릿지 결선되어진 게이트펄스신호가 만들어진다. 인버터에서는 이 펄스신호에 의해서 전압 V_i 가 얻어진다.

$$k = \sqrt{A_0^2 + B_0^2} \propto V_i \qquad (3.9)$$

$$\theta = \tan^{-1}(A_0 / B_0) \qquad (3.10)$$

$$A_0 = V_s + X I_i \qquad (3.11)$$

$$B_0 = X I_r \qquad (3.12)$$

이 방식과 dq 좌표방식을 비교한다면 다음과 같이 된다. 먼저 수전단 전압을 다음 식과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} V_u &= V \sin \omega t \\ V_v &= V \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_v &= V \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad (3.13)$$

이것을 $\alpha\beta$ 변환한다면 다음과 같이 된다.

$$V_\alpha = \frac{3}{2} V \sin \omega t$$
$$V_\beta = \frac{3}{2} V \cos \omega t \qquad (3.14)$$

식(3.4), (3.5)을 행렬로 나타내면 다음 식과 같다.

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \qquad (3.15)$$

식(3.15)에 식(3.14)을 대입하면 다음과 같은 관계가 얻어진다.

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} \equiv \frac{3}{2} V \begin{pmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \qquad (3.16)$$

식(3.16)을 식(3.8)의 V로 나누면 I_α, I_β 에서 I_r, I_i 를 구하는 관계식을 얻을 수 있다. 이 관계식은 I_α, I_β 에서 I_d, I_q 을 구하는 관계식과 일치한다.

따라서 VQ 벡터제어방식은 순시실전력과 순시허전력에서 직류량으로 변환하는 dq 좌표변환 행렬을 구해 제어하고 있는 것으로 된다.

이처럼 VQ 벡터방식은 계통의 전압위상을 사용한 dq 좌표변환 할 필요가 없으므로 제어회로가 간단하게 되는 잇점이 있다.

3.3 순시전력 지령값제어

3.3.1 벡터도

Fig. 3.4는 제안하는 자려식 SVC의 제어방식을 이용한 시뮬레이션회로이다. 자려식 SVC를 모델로 해서, 교류측은 출력리액터와 변환기가 소비하는 손실분에 상당하는 등가저항 r_{SVG} 와 가변전압원 $\dot{v}_{SVG}$ 를 이용해서 나타내고, 직류측은 콘덴서에 유입하는 전류를 스위칭함수를 이용하여 나타낸 가변전류원으로 모델링을 했다. L_{SVG} , C는 각각 자려식 SVC의 출력리액터, 직류콘덴서이다.

계통측은 무한대모선전압 $\dot{v}_s$ 로 나타내고, L, r 은 송전선의 인덕턴스와 저항분, R은 부하저항을 나타낸다. 또, 자려식 SVC의 설치 점의 수전단 전압을 $\dot{v}_R$ 로 한다.

제안하는 방식을 이용한 회로에서는, 변환기의 손실분 뿐만 아니라 출력리액터 L_{SVG} 의 손실분도 변환기내부에 포함하여 사용한다. Fig. 3.4의 점A에 있어서 전압이 변환기의 출력전압인 것으로 정의하고, $\dot{v}_{SVG}$ 는 변환기를 모델링 한 가변전압원의 출력전압을 의미한다. 또, 출력리액터 L_{SVG} 의 저항분은 일정하지만, 변환기의 스위칭손실이나 스너버손실은 그 동작상태에 따라 변한다. 본 논문에서는 양자를 통합하여 손실저항 r_{SVG} 로 정의한다.

또, 가변전압원의 출력전압 $\dot{v}_{SVG}$ 는 제어계에 의해 만들어지는 출력전압지령값 $\dot{v}^*_{SVG}$ 와 같은 것으로 한다. 이때 스위칭함수는 다음과 같이 나타낸다.

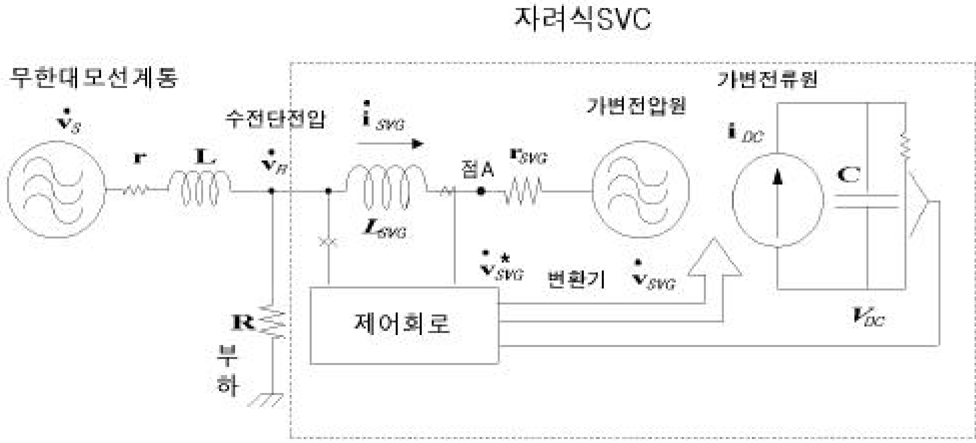


Fig. 3.4 Simulation circuit

$$s_u = \frac{2\ \dot{v}^*_{SVGu}}{V^*_{DC}}, \quad s_v = \frac{2\ \dot{v}^*_{SVGv}}{V^*_{DC}}, \quad s_w = \frac{2\ \dot{v}^*_{SVGw}}{V^*_{DC}} \qquad (3.17)$$

이것을 이용해서 직류측의 전류원 i_{DC} **는**

$$i_{DC} = s_u\, i_u + s_v\, i_v + s_w\, i_w \qquad (3.18)$$

로 나타낸다. **여기서** V_{DC} **는 직류콘덴서의 기준전압**, i_u , i_v , i_w **는 자려식** SVC**의** u, v, w**상의 출력전류이다**.

Fig. 3.5**에 이 시뮬레이션회로에 있어서 자려식** SVC**의 각 동작상태에 따른 공간좌표상의 전압과 전류의 관계를 나타낸다**. **수전단전압** $\dot{v}_R$ **에 대해서 자려식** SVC**의 변환기를 모델링한 가변전압원의 출력전압벡터** $\dot{v}_{SVG}$ **로 정한다면 리액터동작일 때는 지상의**, **콘덴서동작일 때는 진상의 출력전류** $\dot{i}_{SVG}$ **가 흐른다**.

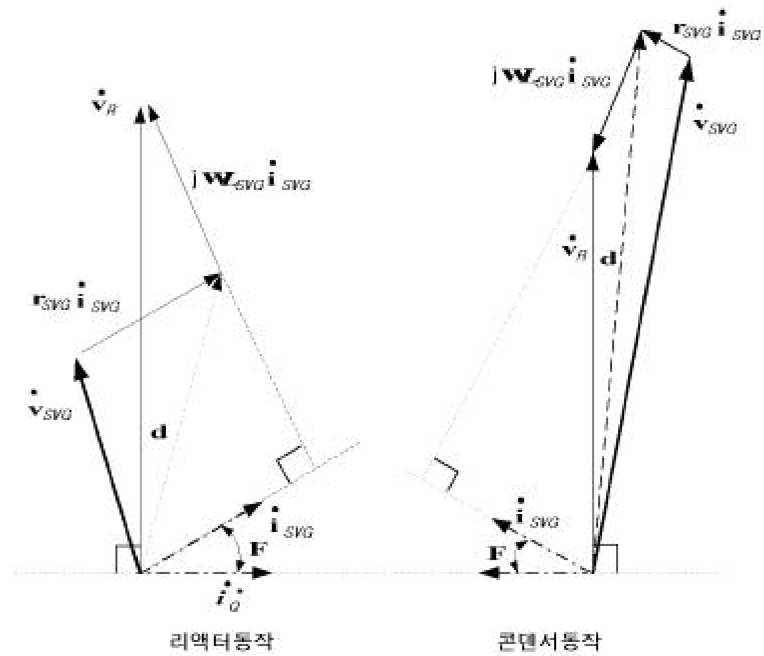


Fig. 3.5 Schematic diagram of vector

이 때 출력리액터 L_{SVG} 에는 $j\omega L_{SVG}\ \dot{i}_{SVG}$ 로 나타내어지는 전압이 걸리고, 손실저항 r_{SVG} 에는 $r_{SVG}\ \dot{i}_{SVG}$ 로 나타내어지는 전압이 걸린다.

자려식 SVC는 직류측에 독립전원을 가지지 않고, 출력리액터의 손실과 변환기의 스위칭손실 등에 의해 발생하는 직류콘덴서 전압강하를 보상하기 위해서 변환기출력전압의 위상을 조정하며, 계통에서 직류측으로 유효전력을 공급할 필요가 있다. 여기서 변환기 출력전압(즉, Fig. 3.4의 점A에 있어서 전압)의 위상을 수전단 전압 $\dot{v}_R$ 보다 지연시킴으로서 손실저항 r_{SVG} 에서 소비되는 유효전력을 계통측에서 공급하게 된다.

3.3.2 전압지령값의 작성

제안하는 자려식 SVC의 제어방식은 수전단 전압 $\dot{v}_R$ 을 일정하게 유지하는 것을 목적으로 하고, Fig. 3.5에 나타낸 벡터도를 기본으로 해서 무효분전압지령값, 유효분전압지령값을 만든다. 즉, 자려식 SVC의 출력리액터의 전압강하분 $j\omega L_{SVG}\ \dot{i}_{SVG}$ 에 대해서 무효분전압지령값 $\dot{v}^*_{L\alpha\beta}$ 를, 손실분의 전압강하분 $r_{SVG}\ \dot{i}_{SVG}$ 에 대해서 유효분전압지령값 $R^*\ i^*_{P\alpha\beta}$ 를 Fig. 3.6과 같이 전압벡터를 만든다.

따라서 Fig. 3.4에 있어서 가변전압원의 전압지령값 $\dot{v}^*_{SVG\alpha\beta}$ 는 다음 식과 같이 수전단전압 $\dot{v}_{R\alpha\beta}$ 에 무효분전압지령값 $\dot{v}^*_{L\alpha\beta}$ 와 유효분전압지령값 $R^*\ i^*_{P\alpha\beta}$ 를 더해서 얻는다.

$$\dot{v}^*_{SVG\alpha\beta} = \dot{v}^*_{L\alpha\beta} + R^*\ i^*_{P\alpha\beta} + \dot{v}_{R\alpha\beta} \qquad (3.19)$$

여기서 $\dot{f}_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{pmatrix}$ (f는 v^*_{SVG} , i^*_Q)를 의미하고 다음과 같이 기술한다.

무효분전압지령값의 작성에 관해서는 출력리액터 L_{SVG}의 무효전력을 변동시키는 것과 자려식 SVC가 출력하는 무효전력이 변화하여 계통전압이 변동하므로 자려식의 출력리액터 L_{SVG} 의 순시전력의 개념을 도입한다.

또, 유효분전압지령값 작성에 관하여서는 변환기 및 출력리액터의 손실분 r_{SVG}가 존재하는 것에 의해 직류콘덴서전압 V_{DC} 가 변동하므로 손실저항 r_{SVG} 의 등가저항 R^* (이후, 보상저항이라고 한다)의 개념을 도입하여 직류콘덴서전압을 일정하게 제어한다.

순시전력지령값을 작성하기 위하여 출력리액터 L_{SVG} 에 걸리는 전압 $\dot{v_L}$의 위상이 필요하지만, 실제로는 검출이 어렵다. 여기서 제안하는 방식에서는 수전단 전압 $\dot{v_R}$ 의 전압위상을 이용해 순시전력을 만들어 무효전력제어를 한다. Fig. 3.7에 수전단전압 $\dot{v_R}$ 의 위상을 기준으로 한 경우 정상상태에 있어서 벡터도를 나타낸다.

이상과 같이 설명한 무효전력제어계와 직류콘덴서 전압일정제어계를 Fig. 3.8과 같이 구성한다. 그리고 각 제어계에 대한 자세한 설명은 다음절에서 설명한다.

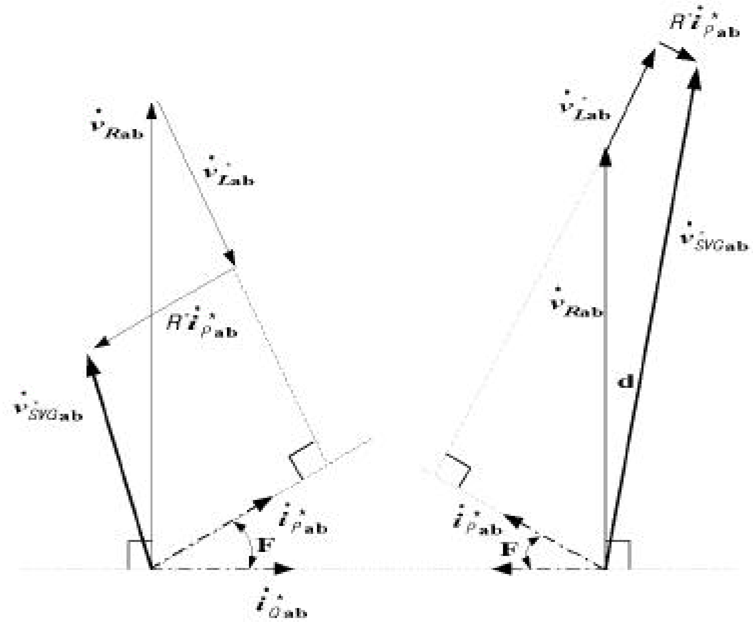


Fig. 3.6 Make out of voltage order value

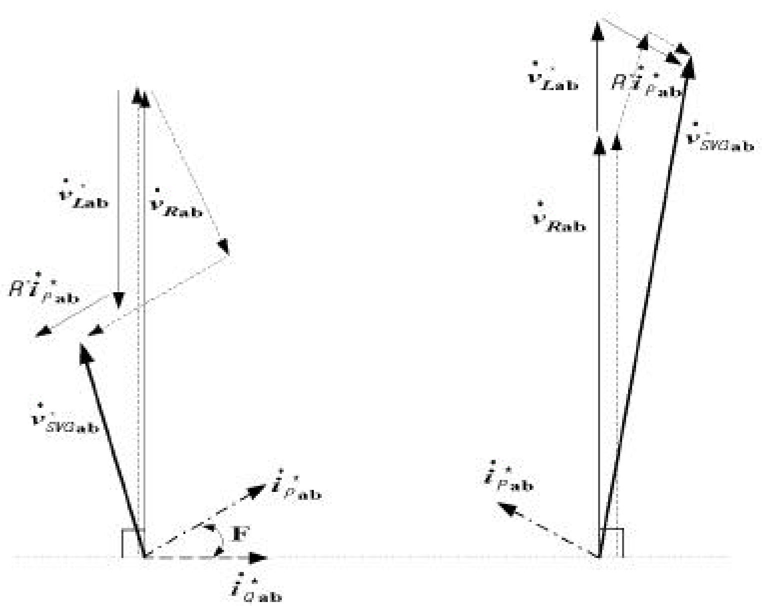


Fig. 3.7 Vector(phase reference of receiving end vlotage $\dot{v}_R$)

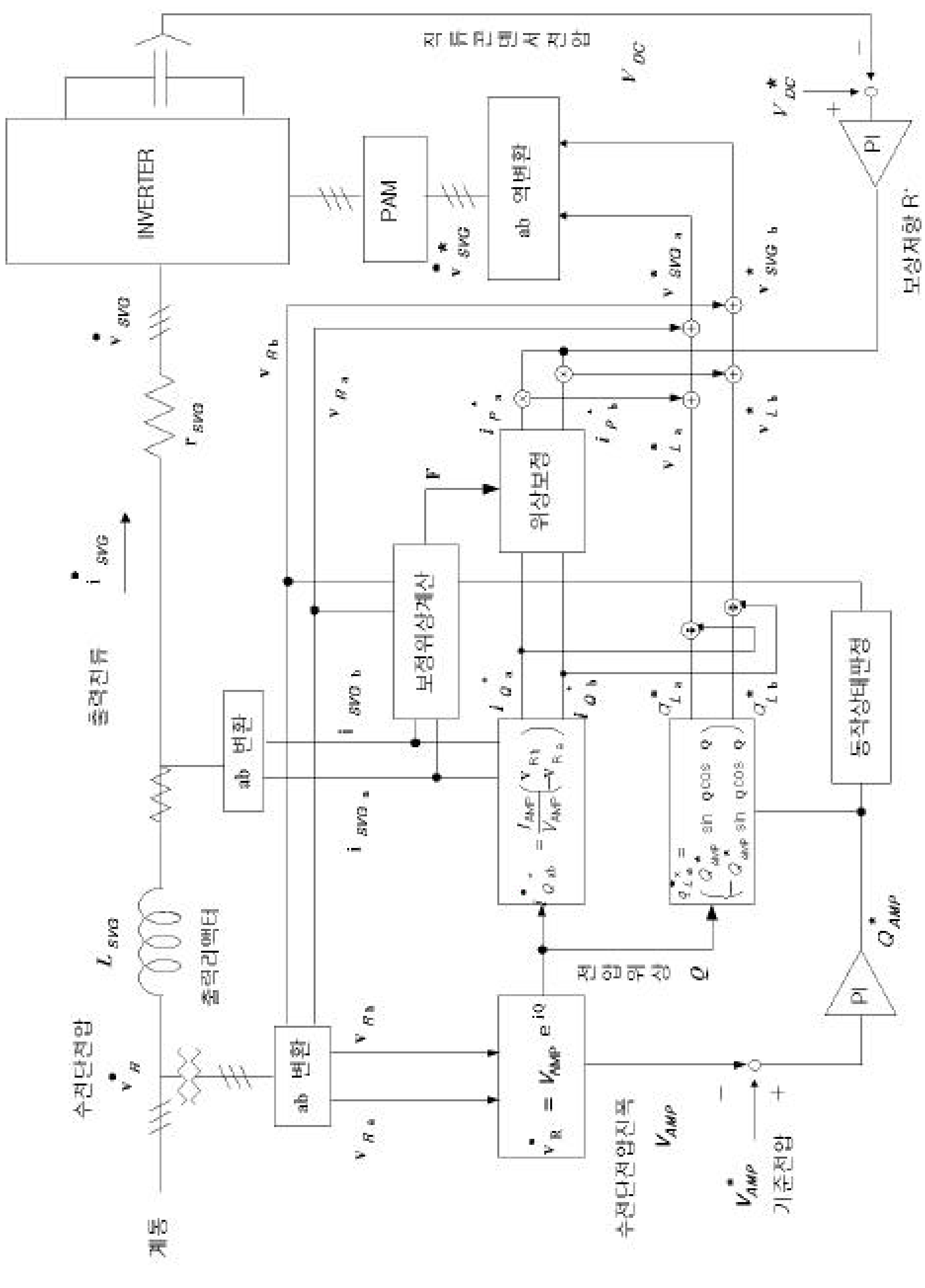


Fig. 3.8 Control block diagram of proposition mode

3.3.3 무효전력제어

무효분전압지령값은 출력리액터의 순시전력을 지령값으로 해서 만든다.

(a) $\alpha\beta$ 좌표평면상에서 출력리액터에 걸리는 전압 $\dot{v}_{L\alpha\beta}$ 를

$$\dot{v}_{L\alpha\beta} = \begin{pmatrix} V_L \cos\theta' \\ V_L \sin\theta' \end{pmatrix} \tag{3.20}$$

단, $V_L = \sqrt{v^2_{L\alpha} + v^2_{L\beta}}$, θ'은 출력리액터 L_{SVG} 에 걸리는 전압의 위상으로 하고 자려식 SVC의 출력전류 $\dot{i}_{SVG}$ 는

$$\dot{i}_{SVG} = \begin{pmatrix} i_{SVG\alpha} \\ i_{SVG\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{AMP} \sin\theta' \\ -I_{AMP} \cos\theta' \end{pmatrix} \tag{3.21}$$

단, $I_{AMP} = \sqrt{i^2_{SVG\alpha} + i^2_{SVG\beta}}$ 로 표현된다. 따라서 출력리액터 L_{SVG} 의 순시전력 $\dot{q}_{L\alpha\beta}$ 는

$$\dot{q}_{L\alpha\beta} \equiv \begin{pmatrix} v_{L\alpha} i_{SVG\alpha} \\ v_{L\beta} i_{SVG\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q_{AMP} \sin\theta' \cos\theta' \\ -Q_{AMP} \sin\theta' \cos\theta' \end{pmatrix} \tag{3.22}$$

단, $Q_{AMP} = V_L I_{AMP}$ 로 나타낸다.

앞 절에서 설명한 것처럼 자려식 SVC의 출력리액터 L_{SVG} 에 걸리는 전압 $\dot{v}_L$ 의 위상검출은 어렵기 때문에, 제안하는 방식에서는 수전단 전압 $\dot{v}_R$

의 전압위상각 θ 를 이용해서 순시전력을 만든다. 따라서 순시전력지령값의 진폭 Q^*_{AMP} 는 수전단전압의 진폭 V_{AMP} 와 기준전압 V^*_{AMP} 의 차를 구해 PI제어로 만들고, 출력리액터 L_{SVG} 의 전압위상 θ'을 대신하여 수전단전압 $\dot{v}_R$의 전압위상 θ 를 이용한다. 순시전력지령값 $\dot{q}^*_{L\alpha\beta}$ 는 진폭 Q^*_{AMP} 와 수전단 전압 $\dot{v}_R$ 의 전압위상각 θ 에 의해 식(3.23)에서 구한다.

$$\dot{q}^*_{L\alpha\beta} = \begin{pmatrix} Q^*_{AMP}\sin\theta\cos\theta \\ -Q^*_{AMP}\sin\theta\cos\theta \end{pmatrix} \tag{3.23}$$

Fig. 3.8에서 순시전력지령값의 진폭 Q^*_{AMP} 는 자려식 SVC동작상태에서 극성이 변한다. 즉, 리액터동작에서 Q^*_{AMP} 는 부의 방향, 콘덴서동작에서 Q^*_{AMP} 는 정의 방향으로 된다.

(b) $\alpha\beta$좌표평면상에 있어서 자려식 SVC의 출력전류 $\dot{i}_{SVG\alpha\beta}$ 는 손실저항 r_{SVG} 가 존재하지 않는 경우, 수전단전압 $\dot{v}_{R\alpha\beta}$ 와 직교하고 있다. 리액터동작에서는 수전단전압 $\dot{v}_R$ 에 대해서 출력전류 $\dot{i}_{SVG\alpha\beta}$ 의 위상은 90° 늦어지고, 콘덴서동작에서는 90° 빨라진다. 여기서 리액터동작일 때를 기준으로 한다면 무효전력지령값 $\dot{i}^*_{Q\alpha\beta}$ 는 출력전류 $\dot{i}_{SVG\alpha\beta}$ 의 진폭 I_{AMP} 를 이용해서

$$\dot{i}^*_{Q\alpha\beta} = \frac{I_{AMP}}{V_{AMP}}\begin{pmatrix} V_{AMP}\sin\theta \\ -V_{AMP}\cos\theta \end{pmatrix} \tag{3.24}$$

로 한다. 콘덴서동작일 때를 기준으로 한다면 식(3.24)에 있어서 무효분전류지

령값 $\dot{i}^*_{Q\alpha\beta}$ **의 α상과 β상의 부호가 바뀌게 된다**.

(c) **출력리액터** L_{SVG} **의 순시전력지령값** $\dot{q}^*_{L\alpha\beta}$ **를 무효분전류지령값** $\dot{i}^*_{Q\alpha\beta}$ **로 나누고 무효분전압지령값** $\dot{v}^*_{L\alpha\beta}$ **를 만든다**

3.4 분압점 변동의 해석과 제어

3.4.1 분압점 전위의 변동

5레벨 변환기의 분압점 전위변동에 대해 해석하기 위해서는 Fig. 2.6과 같은 모델링을 이용해 해석한다. Fig. 2.6는 1상(U상)만 나타내고 있으며, 계통측에서 3상 평형의 정상상태에 있다고 하면, 다른 상태도 같다고 가정할 수 있다.

이 그림에 있어서 r_{SVG} 는 변환기의 운전시에 손실을 나타내는 등가저항이라고 생각한다.

r_{SVG} 의 값은 변환기의 스위칭상태에 의존하지만, 여기서는 정상상태의 동작을 생각하기 때문에 1주기의 평균이라고 본다면 일정값으로 볼 수 있다.

이 모델에 있어서는 5레벨 변환기에 유입하는 1상분(U상)의 전류를 식(3.25)로 나타낸다.

$$i_{SVGu} = I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sum_{n \neq 1} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \qquad (3.25)$$

제 1항은 기본파에 의한 성분을, 제 2항은 n차 고조파에 의한 성분을 나타낸다.

식(3.25)에 의해 1주기 사이의 각 분압점 n에 유입하는 전하량 $\triangle Q_n$ 는 각각 전류를 스위치의 도통시간으로 적분해서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\triangle Q_2 = 3\int_{\frac{\alpha_2}{\omega}}^{\frac{\pi-\alpha_2}{\omega}} [I_1 \sin(\omega t+\phi_1) + \sum_{n\neq 1} I_n \sin(n\omega t+\phi_n)]dt$$

$$= \frac{6I_1}{\omega}\cos\phi_1 \cos\alpha_2 + \sum_{n=odd}\frac{6I_1}{n\omega}\cos\phi_n \cos(n\alpha_2) - \sum_{n=even}\frac{6I_1}{n\omega}\sin\phi_n \sin(n\alpha_2) \quad (3.26)$$

$$\triangle Q_1 = 3\int_{\frac{\alpha_1}{\omega}}^{\frac{\alpha_2}{\omega}} [I_1 \sin(\omega t+\phi_1) + \sum_{n\neq 1} I_n \sin(n\omega t+\phi_n)]dt + 3\int_{\frac{\pi-\alpha_2}{\omega}}^{\frac{\pi-\alpha_1}{\omega}} [I_1 \sin(\omega t+\phi_1) + \sum_{n\neq 1} I_n \sin(n\omega t+\phi_n)]dt$$

$$= \frac{6I_1}{\omega}\cos\phi_1(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2) + \sum_{n=odd}\frac{6I_n}{n\omega}\cos\phi_n\{\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2)\} - \sum_{n=even}\frac{6I_n}{n\omega}\sin\phi_n\{\sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2)\} \quad (3.27)$$

$$\triangle Q_{-1} = 3\int_{\frac{\pi+\alpha_1}{\omega}}^{\frac{\pi+\alpha_2}{\omega}} [I_1 \sin(\omega t+\phi_1) + \sum_{n\neq 1} I_n \sin(n\omega t+\phi_n)]dt + 3\int_{\frac{2\pi-\alpha_2}{\omega}}^{\frac{2\pi-\alpha_1}{\omega}} [I_1 \sin(\omega t+\phi_1) + \sum_{n\neq 1} I_n \sin(n\omega t+\phi_n)]dt$$

$$= -\frac{6I_1}{\omega}\cos\phi_1(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2) - \sum_{n=odd}\frac{6I_n}{n\omega}\cos\phi_n\{\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2)\} - \sum_{n=even}\frac{6I_n}{n\omega}\sin\phi_n\{\sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2)\} \quad (3.28)$$

$$\triangle Q_{-2} = 3\int_{\frac{\pi+\alpha_2}{\omega}}^{\frac{2\pi-\alpha_2}{\omega}} [I_1 \sin(\omega t+\phi_1) + \sum_{n\neq 1} I_n \sin(n\omega t+\phi_n)]dt$$

$$= -\frac{6I_1}{\omega}\cos\phi_1\cos\alpha_2 - \sum_{n=odd}\frac{6I_n}{n\omega}\cos\phi_n\cos(n\alpha_2) \tag{3.29}$$

$$-\sum_{n=even}\frac{6I_n}{n\omega}\sin\phi_n\sin(n\alpha_2)$$

$$\triangle Q_0 = -(\triangle Q_2 + \triangle Q_1 + \triangle Q_{-1} + \triangle Q_{-2})$$

$$= \sum_{n=even}\frac{12I_n}{n\omega}\sin\phi_n\sin(n\alpha_1) \tag{3.30}$$

$\triangle Q_i$ $(i=-2\sim 2)$**를 이용한다면 직류측 전압콘덴서에 유입하는 전하량** $\triangle Q_{Ci}$ (i=-2, -1, 1, -2)**는 다음과 같이 나타낼 수 있다**.

$$\triangle Q_{C2} = \triangle Q_2 \tag{3.31}$$

$$\triangle Q_{C1} = \triangle Q_1 + \triangle Q_{C2}$$

$$= \triangle Q_1 + \triangle Q_2 \tag{3.32}$$

$$\triangle Q_{C-2} = -\triangle Q_{-2} \tag{3.33}$$

$$\triangle Q_{C-1} = -\triangle Q_{-1} + \triangle Q_{C-2}$$

$$= -\triangle Q_{-1} - \triangle Q_{-2} \tag{3.34}$$

각 콘덴서 용량 C_i $(i=-2\sim 2)$**는 모두 같은** $C_i = C$ **이기 때문에, 각 콘덴서전압의** 1**주기단위의 변동량** $\triangle V_{C_i}$ $(i=-2,\ -1,\ 1,\ 2)$**는 다음 식으로 표**

현할 수 있다.

$$\triangle V_{C_i} = \frac{\triangle Q_{C_i}}{C} \tag{3.35}$$

식 (3.35)와 식(3.31) ~ (3.34)에서, 분압점 V_0를 기준으로 한 1주기 단위의 각 분압점 전위의 변동률 $\triangle V_i$ $(i = -2, -1, 1, 2)$를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\triangle V_2 &= \triangle V_{C1} + \triangle V_{C2} \\ &= \frac{1}{C}(\triangle Q_1 + 2\triangle Q_2)\end{aligned} \tag{3.36}$$

$$\begin{aligned}\triangle V_1 &= \triangle V_{C1} \\ &= \frac{1}{C}(\triangle Q_1 + \triangle Q_2)\end{aligned} \tag{3.37}$$

$$\begin{aligned}\triangle V_{-1} &= -\triangle V_{C-1} \\ &= \frac{1}{C}(\triangle Q_{-1} + \triangle Q_{-2})\end{aligned} \tag{3.38}$$

$$\begin{aligned}\triangle V_{-2} &= -(\triangle V_{C-1} + \triangle V_{C-2}) \\ &= \frac{1}{C}(\triangle Q_{-1} + 2\triangle Q_{-2})\end{aligned} \tag{3.37}$$

식 (3.36) ~ (3.39)에 $\triangle Q_2 \sim \triangle Q_{-2}$ 를 대입한다면, 1주기단위의 각 분압점 전위 변동 $\triangle V_i$ $(i = -2, -1, 1, 2)$는 아래와 같다.

$$\triangle V_2 = \frac{6I_1}{\omega C}\cos\phi_1(\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) + \sum_{n=odd}\frac{6I_n}{n\omega C}\cos\phi_n\{\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2)\} - \sum_{n=even}\frac{6I_n}{n\omega C}\sin\phi_n\{\sin(n\alpha_1) + \sin(n\alpha_2)\} \quad (3.40)$$

$$\triangle V_1 = \frac{6I_1}{\omega C}\cos\phi_1\cos\alpha_1 + \sum_{n=odd}\frac{6I_n}{n\omega C}\cos\phi_n\cos(n\alpha_1) - \sum_{n=even}\frac{6I_n}{n\omega C}\sin\phi_n\sin(n\alpha_1) \quad (3.41)$$

$$\triangle V_{-1} = -\frac{6I_1}{\omega C}\cos\phi_1\cos\alpha_1 - \sum_{n=odd}\frac{6I_n}{n\omega C}\cos\phi_n\cos(n\alpha_1) - \sum_{n=even}\frac{6I_n}{n\omega C}\sin\phi_n\sin(n\alpha_1) \quad (3.42)$$

$$\triangle V_{-2} = -\frac{6I_1}{\omega C}\cos\phi_1(\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) - \sum_{n=odd}\frac{6I_n}{n\omega C}\cos\phi_n\{\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2)\} - \sum_{n=even}\frac{6I_1}{n\omega C}\sin\phi_n\{\sin(n\alpha_1) + \sin(n\alpha_2)\} \quad (3.43)$$

식 (3.40) ~ (3.43)에서, 기본파 전류가 흐를 때에는 각 분압점 전위는 분압점 V_0 를 중심으로 해서 정·부대칭으로 변동하고, 또 기본파 역률이 0 인 경우 ($\phi_1 = \pm\frac{\pi}{2}$) 에는 분압점 전위는 기본파 전류에 의해 변동하지 않는다.

한편, Fig. 3.9와 같이 기수차 고조파 전류가 흐르는 경우, 각 분압점 전위는 분압점 V_0 를 중심으로 해서 정·부 대칭으로, 우수차 고조파 전류가 흐르는 경우에는 정·부 비대칭으로 변동한다. 그리고 기수차, 우수차 고조파에도 그 위상에 의해 변동의 크기, 방향(정·부)이 변화한다. 따라서, Fig. 3.10

에서 SVC와 같은 이상적인 역률 0 로 변환기 운전을 행하는 경우에 있어서 기본파 전류만을 생각한다면 직류측에 전원을 이용하지 않고 분압점 전위를 유지할 수 있는 가능성이 있다.

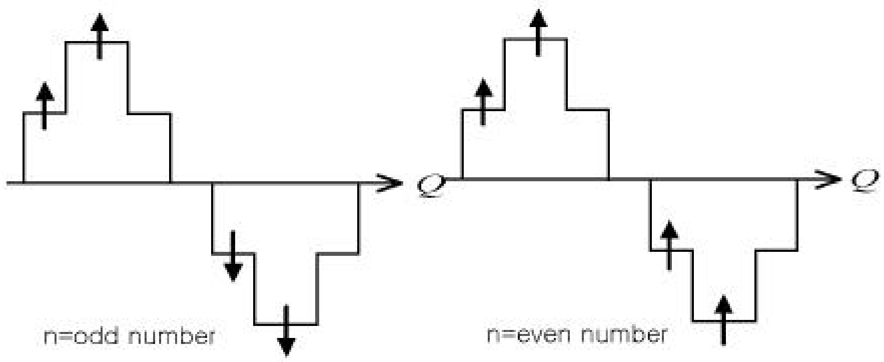


Fig. 3.9 Voltage variations of 5 level inverter output waveform

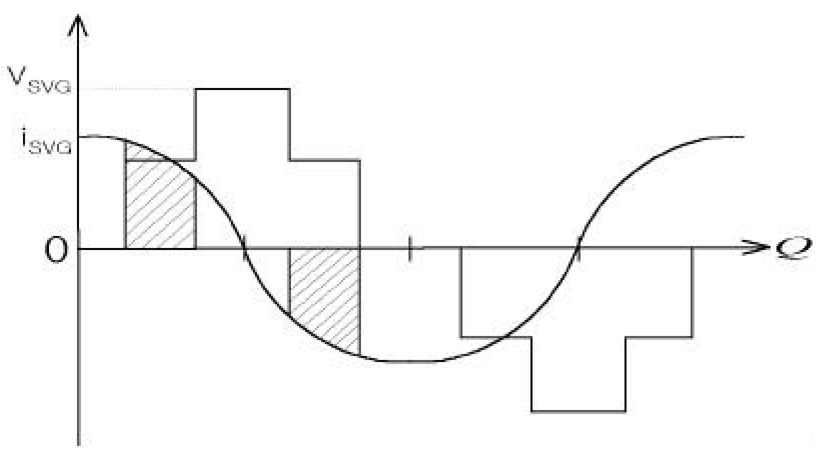


Fig. 3.10 Relation between voltage and current (p · f = 0)

3.4.2 비대칭 스위칭법에 의한 해석과 제어

3.4.2.1 비대칭 스위칭법의 원리

Fig. 3.11은 진상운전(이하 C동작)의 경우에 출력전압파형 패턴으로서 기본출력패턴을 이용했을 때 직류측콘덴서 C_1, C_2 에 유입하는 1상분의 전류를 나타낸다. 한 주기동안 각 콘덴서에 유입하는 전하와 유출하는 전하가 같기 때문에 콘덴서 전압 V_{C1}, V_{C2} 의 변화는 없다.

Fig. 3.12에서는 분압점 전위 V_1, V_2 를 출력하는 구간에서 $\triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2$ (조작위상각)만큼 조정하여 출력전압스위칭패턴을 비대칭화 시킨 경우의 콘덴서 C_1, C_2 에 유입하는 1상분의 전류를 나타내고 있다. 분압점 전위를 출력하는 구간에서 $\triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2$ 만큼 조정하는 것에 의해 1주기간에 콘덴서에 유입하는 전하와 출력하는 전하에 불균형이 생김으로서 콘덴서전압 V_{C1}, V_{C2}가 변동한다. 조작위상각 $\triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2$에 대해서 분압점 전위 V_1, V_2을 출력하는 구간에서 앞선 방향을 정방향이라고 한다면, C동작에서 조작위상각 $\triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2$와 콘덴서 전압변동 $\triangle V_{C1}, \triangle V_{C2}$의 관계는 Table 3.1과 같이 된다. 따라서 콘덴서전압의 지령값과의 오차를 검출해서, 조작위상각 $\triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2$를 조작하는 것에 의해 콘덴서전압 V_{C1}, V_{C2}을 제어하는 것이 가능하다.

이상은 콘덴서 동작에 관한 경우이지만, 지상운전(이하 L동작)의 경우에는 보상전류가 콘덴서동작에 대해 역으로 되어 조작위상각 $\triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2$에 대해서 콘덴서 전압변동 $\triangle V_{C1}, \triangle V_{C2}$은 Table 3.1에 대하여 역으로 동작한다. 따라서 자려식 SVC의 원리에 의해 계통전압 v_s와 변환기 출력전압기본파성분 v_{SVG} 진폭의 대소에 의해서 동작상태가 결정되기 때문에 계통전압진폭 V_S와 직류측 콘덴서 전압 V_{C1}, V_{C2}에 의한 변환기 출력전압기본파진폭 V_{SVG}을 비교함으로

서 콘덴서모드동작, 리액터모드 동작을 결정할 수 있다. 그러나 본 제어법은 무부하동작과 같은 보상무효전력이 작은 상태에서는 보상전류의 기본파 성분이 작기 때문에 고조파 영향으로 인한 일정 콘덴서 전압제어를 할 수가 없게 된다.

Table 3.1 Relation between control angle and voltage variation of capacitors

조작위상각의 극성	콘덴서 전압변동
$\Delta\alpha_1 > 0$	$\Delta V_{C1} > 0$
$\Delta\alpha_1 < 0$	$\Delta V_{C1} < 0$
$\Delta\alpha_2 > 0$	$\Delta V_{C2} > 0$
$\Delta\alpha_2 < 0$	$\Delta V_{C2} < 0$

따라서, 다음절에서 출력전압 비대칭스위칭법에 의한 분압점 전위 변동을 해석하고, 고조파 성분의 영향을 고려한 4개의 콘덴서전압을 일정하게 제어한다.

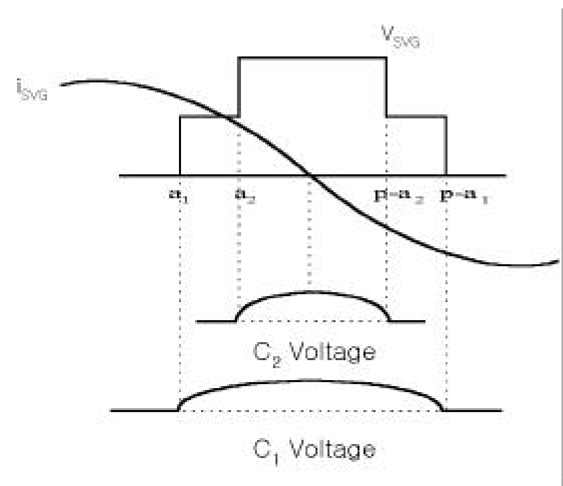


Fig. 3.11 Basic pattern

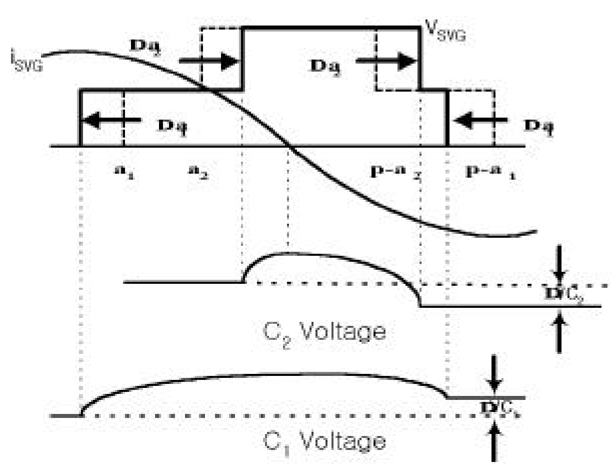


Fig. 3.12 Asymmetrical pattern

3.4.2.2 비대칭 스위칭법에 의한 분압점 변동해석

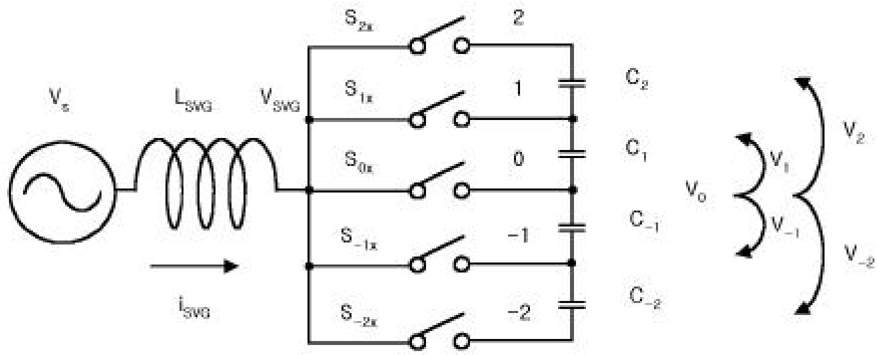


Fig. 3.13 SVC model using 5 level inverter

Fig. 3.13과 같은 시스템에서 변환기출력전압의 위상을 기준으로 하고, 3상 시스템의 1상분을 나타내기 위해 변환기 출력전압의 3배수차 성분을 무시하면 계통전압과 변환기의 출력전압은 각각 식 (3.44) (3.45)와 같이 된다.

$$v_s = V_s \sin(\omega t + \delta) \tag{3.44}$$

$$\begin{aligned} v_{SVG} = & \sum_{n=1,6m\pm1} \frac{4}{n\pi} \times [\, V_{C1} \cos(n\alpha_1) \sin(n\omega t - n\triangle\alpha_1) \\ & + V_{C2} \cos(n\alpha_2) \sin(n\omega t - n\triangle\alpha_2) \,] \end{aligned} \tag{3.45}$$

이 때의 SVC에서 흐르는 보상전류 i_{SVG}는 식(3.46)에 식(3.44), (3.45)에서 정의한 계통전압, 변환기 출력전압을 대입시켜 구한다.

$$L_{SVG} \frac{d}{dt} i_{SVG} = v_s - v_{SVG} \tag{3.46}$$

분압점 전위 V_1, V_2는 콘덴서 전압 V_{c1}, V_{c2}를 이용해 $V_1 = V_{c1}$, $V_2 = V_{c1} + V_{c2}$로 표현되기 때문에, 임의의 1상에서 1주기의 분압점 전위변동 $\triangle V_1$, $\triangle V_2$는 각각 식 (3.47), (3.48)에 의해 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\triangle V_1 &= \triangle V_{C1} \\ &= \frac{1}{C}\int_{\frac{\alpha_1 - \triangle\alpha_1}{\omega}}^{\frac{\pi - \alpha_1 - \triangle\alpha_1}{\omega}} i_{SVG}\,dt\end{aligned} \tag{3.47}$$

$$\begin{aligned}\triangle V_2 &= \triangle V_{C2} + \triangle V_{C1} \\ &= \frac{1}{C}\int_{\frac{\alpha_2 - \triangle\alpha_2}{\omega}}^{\frac{\pi - \alpha_2 - \triangle\alpha_2}{\omega}} i_{SVG}\,dt + \frac{1}{C}\int_{\frac{\alpha_1 - \triangle\alpha_1}{\omega}}^{\frac{\pi - \alpha_1 - \triangle\alpha_1}{\omega}} i_{SVG}\,dt\end{aligned} \tag{3.48}$$

일정한 직류전압 V_{DC} (=2 V_2)를 유지하기 위해서 계통전압과 변환기출력 전압의 위상차인 δ를 소거하기 위해, $\triangle V_2 = 0$을 조건으로 하여 1주기동안의 분압점 전위변동 $\triangle V_1$은 식(3.49)와 같은 함수의 형태로 정리할 수 있다.

$$\triangle V_1 = \triangle V_{1f}(V_s, V_1, \triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2) + \sum_{n=6m\pm 1} \triangle V_{1n}(n, V_1, \triangle\alpha_1, \triangle\alpha_2) \tag{3.49}$$

위 식(3.49)를 이용하여 고조파성분을 포함시켜 해석하기 위한 조건으로 $\triangle\alpha_2 = -\triangle\alpha_1$인 상태라고 가정하면, 기본파성분, n차 고조파성분(n=6m ± 1)에 의해 분압점 전위변동 $\triangle V_1$의 기본파성분과 고조파성분 $\triangle V_{1f}$, $\triangle V_{1n}$는 각각 식(3.50), (3.51)과 같이 표현된다.

$$\triangle V_{1f} = (V_{SVG1}\cos\triangle\alpha_1 - V_s)\times\frac{4\cos\alpha_1\cos\alpha_2\sin\triangle\alpha_1}{\omega^2 L_{SVGg}C(\cos\alpha_1+\cos\alpha_2)} \qquad (3.50)$$

$$\triangle V_{1n} = V_{SVG1}\cos(n\triangle\alpha_1)\times\frac{4\cos n\alpha_1\cos n\alpha_2\sin\triangle n\alpha_1}{n^3\omega^2 L_{SVG}C(\cos\alpha_1+\cos\alpha_2)} \qquad (3.51)$$

이때 조작위상각 $\triangle\alpha_1$을 ±1.8°, ±3.6°, ±5.0° 로 각각 일정한 조건으로 주었을 때, 분압점 전위 V_1에 대한 기본파성분 및 고조파성분을 포함시킨 1주기의 분압점 전위변동 $\triangle V_1$을 Fig. 3.14에 나타내었다. 단, Fig. 3.14는 무부하 동작으로 하는 직류전압 지령값의 경우를 나타내고, 종축은 분압점 전위변동 $\triangle V_1$, 횡축은 분압점 전위 V_2 (= 0.5 V^*_{DC})로 하고 있다.

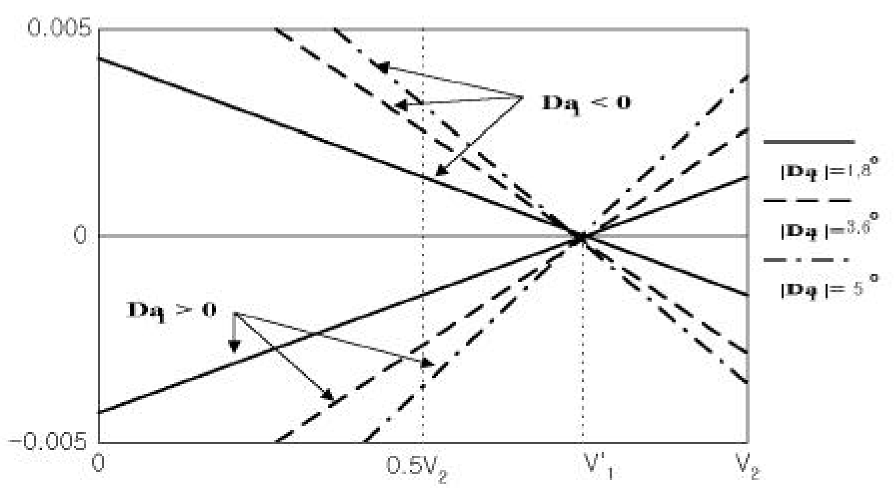


Fig. 3.14 Relation between control angle and voltage $\triangle V_1$ at resistive mode

Fig. 3.14에서 $|\triangle\alpha_1| < 5°$ 의 범위에서 분압점 전위변동 $\triangle V_1$이 0이 되는 분압점 전위 V_1은 조작위상각의 크기 $|\triangle\alpha_1|$에 관계하지 않음을 알 수 있다. 즉, 분압점 전위변동 $\triangle V_1$의 부호는 $|\triangle\alpha_1|$에 의존하지 않고 분압점 전위

V_1과 조작위상각 $\triangle\alpha_1$의 부호에 의해 결정된다. $|\triangle\alpha_1|$는 단지 분압점 전위 변동의 기울기만 결정할 뿐이다.

각 콘덴서의 전압 일정제어를 하기 위해서 먼저, 직류전압 V_{DC}를 일정히 유지하고 있다고 가정한다. 즉, 분압점 전위 V_2를 일정히 유지하고 있는 조건이다. Fig. 3.13과 Fig. 3.14에서 V_1을 높이면 $(\triangle V_1>0)$ 콘덴서 전압변동은 $V_{c1}>0$, $V_{c2}<0$로 되고, V_1을 낮춘다면 $(\triangle V_1<0)$ 콘덴서 전압변동이 $V_{c1}<0$, $V_{c2}>0$로 되기 때문에 Table 3.1의 조작위상각의 극성과 콘덴서 전압변동과의 관계에서 알 수 있듯이 $\triangle\alpha_1$과 $\triangle\alpha_2$의 극성은 항상 역으로 된다. 이 성질을 이용하여 Table 3.2와 같은 조건을 얻는다.

Table 3.2 Relation between control angle and voltage

분압점 전위	콘덴서 동작	리액터동작
$V_1> 0.5V_2$	$\triangle\alpha_1<0$	$\triangle\alpha_1>0$
	$\triangle\alpha_2>0$	$\triangle\alpha_2<0$
$V_1< 0.5V_2$	$\triangle\alpha_1>0$	$\triangle\alpha_1<0$
	$\triangle\alpha_2<0$	$\triangle\alpha_2>0$

Table 3.2와 같은 조건표를 이용하여 SVC를 운전하였을 때, 보상무효전력이 커지면 콘덴서 전압 $V_1=0.5V_2$로 수렴하지만, 무부하와 같은 무효전력보상이 적은 영역에서는 $V_1=0.5V_2$로 수렴되지 않는다. 따라서 무부하영역과 같은 무효전력보상이 적은 영역에서 분압점 전위변동을 고찰한다면 식 (3.50)에서 $V_{SVG1}\cos\triangle\alpha_1 = V_s$와 같은 조건으로 되었다고 가정했을 때, $\triangle V_{1f} = 0$으로 되어 기본파 성분이 없어지고, 고조파 성분 $\triangle V_{1n}$은 $(6n\pm1)$차의 영향을 받는 함수이므로 고조파의 성분만 남아 그 영향으로 분압점 전위 V_1은 $0.5V_2$

로 되지 않는다. 보상하는 무효전력이 커질수록 즉, 콘덴서 동작이나 리액터 동작과 같은 모드의 동작이 커질수록 V_s와 V_{SVG}의 출력 전압차가 커져 고조파보다 기본파성분 영향을 많이 받게 되어 분압점 전위 변동률이 0으로 되는 분압점 전위 V_1'는 $0.5V_2$로 점점 접근하게 된다. 따라서 기본파 성분의 영향을 가장 많이 받아 분압점 전위 변동률이 거의 없는 점 V_1'을 경계기준으로 하여 조작위상각 $\triangle\alpha$를 정하고, $0.5V_2$로 경계기준을 정하여 Table 3.2와 같이 조작위상각 $\triangle\alpha$을 정하지 않는다. 이때, $\triangle\alpha$의 극성을 바꾸는 경계기준의 조건은 분압점 전위가 $V_1 = V_1'$로 되는 조건으로 하여 식 (3.52)와 같은 조건을 주어 식 (3.49)에 대입시켜 풀어서 구한다.

$$\triangle V_1|_{\triangle\alpha_1 = \triangle\alpha} = \triangle V_1|_{\triangle\alpha_1 = -\triangle\alpha} \tag{3.52}$$

식 (3.52)을 경계조건으로 해서, 기본파성분, 고조파성분에 의한 분압점 전위변동 $\triangle V_{1f}$, $\triangle V_{1n}$의 식 (3.50), (3.51)에 포함할 수 있는 변환기의 출력전압 기본파 진폭 V_{SVG1}에 대해서 식 (3.53)의 조건을 얻는다.

$$V_{SVG1} = V_s \frac{1}{\sum_{n=1,6m\pm1} \frac{\cos(n\alpha_1)\cos(n\alpha_2)}{n^2\cos\alpha_1\cos\alpha_2}} \tag{3.53}$$

본 실험에 이용하고 있는 위상각은 $\alpha_1 = 5°$, $\alpha_2 = 31°$ 이므로 식 (3.53)에 대입하여 경계조건을 구하면 $V_{SVG1} = 1.05V_S$로 된다. 이 경계조건을 이용하여 기본파성분 뿐만 아니라 고조파성분도 고려한 분압점 전위 $V_1 = 0.5V_2$로 제어하기 위한 조작위상각의 조건은 Table 3.3과 같이 된다.

Table 3.3 Relation between control angle and harmonic voltage

분압점 전위	$V_{SVG1} \geq 1.05 \ V_s$	$V_{SVG1} < 1.05 \ V_s$
$V_1 > 0.5 V_2$	$\triangle \alpha_1 < 0$	$\triangle \alpha_1 > 0$
	$\triangle \alpha_2 > 0$	$\triangle \alpha_2 < 0$
$V_1 < 0.5 V_2$	$\triangle \alpha_1 > 0$	$\triangle \alpha_1 < 0$
	$\triangle \alpha_2 < 0$	$\triangle \alpha_2 > 0$

Fig. 3.15는 계통전압과 변환기출력전압의 위상각 δ를 조작하는 직류전압 V_{DC}제어계, 비대칭제어법에 의해 조작위상각 $\triangle \alpha_1$, $\triangle \alpha_2$를 조작하는 직류콘덴서 전압제어계를 나타낸다.

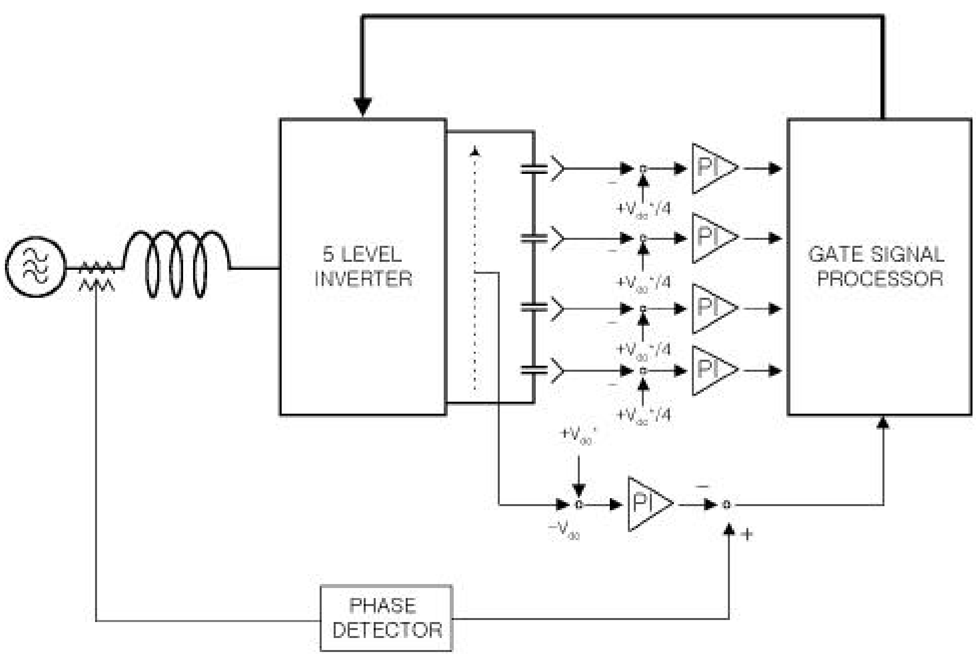


Fig. 3.15 Schematic diagram of control system

제 4 장 시뮬레이션 및 실험결과고찰

4.1 무효전력제어의 특성

본 절에서는 자려식 SVC의 무효전력제어계에 있어서 제안한 순시전력지령값제어방식에 관해 시뮬레이션 및 실험결과에 대해 고찰한다

시뮬레이션의 조건은 Fig. 3.4와 같이 자려식 SVC 인 5레벨 변환기를 무한대 모선계통과 같이 직렬로 연계시키고 계통전압에 동기하여 교류전압을 발생한다. 이때 무한대 모선전압을 일정값으로 하고 수전단의 전압은 200[V]인 초기조건으로 한다. 그리고 송전선의 임피던스와 저항분을 각각 L=10[mH], r=1.0[Ω], 부하저항을 R=50[Ω]으로 하고 수전단 전압의 변동을 무효전력의 부하로 이용한다. 이때 수전단 전압의 전압변동시간은 100[ms]로 하며 부하가 투입되었을 때의 시뮬레이션 결과에 대해 설명한다.

Fig. 4.1은 저항모드 동작일 때 무효전력의 보상을 나타낸 결과로 수전단의 전압이 200[V]로 주어졌을 때 보상무효전력이 0 [Var]이다.

Fig. 4.2와 Fig. 4.3은 콘덴서모드 동작시 부하의 변동인 수전단 전압이 각각 200[V]에서 195[V], 200[V]에서 185[V]로 강하되었을 때 보상무효전력을 나타낸다.

Fig. 4.4는 리액터모드 동작시 부하변동인 수전단 전압이 200[V]에서 205[V]로 되었을 때 보상무효전력을 나타낸다.

이상의 시뮬레이션의 결과에서 제안된 순시전력지령값제어방식에 의해 수전단의 전압변동으로 인해 발생하는 무효전력의 보상이 잘 되어지고 있음을 알 수 있다.

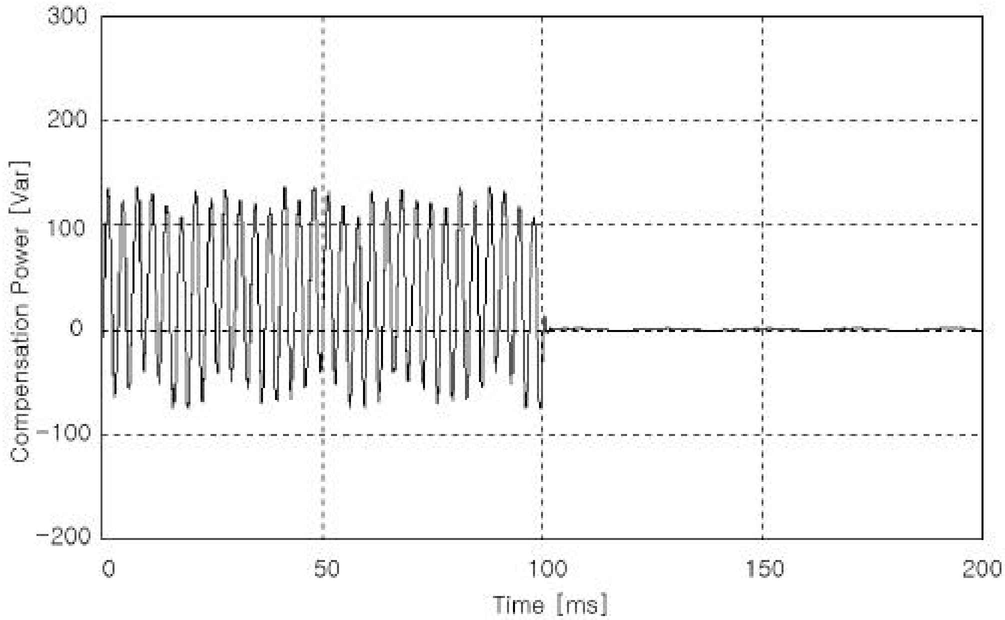


Fig. 4.1 Compensation power at resistor mode

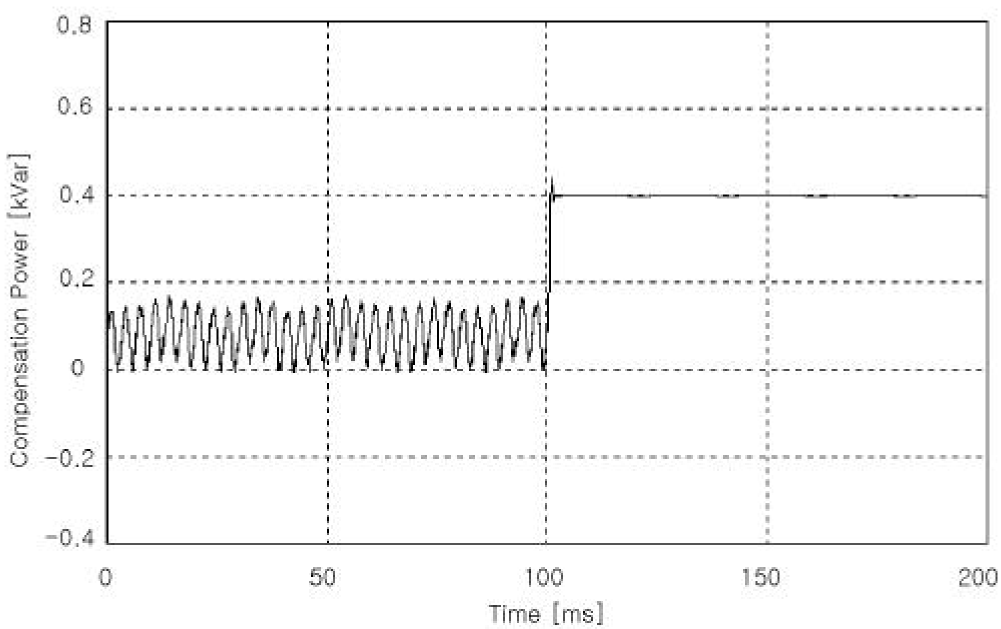


Fig. 4.2 Compensation power at condenser mode [200V→195V]

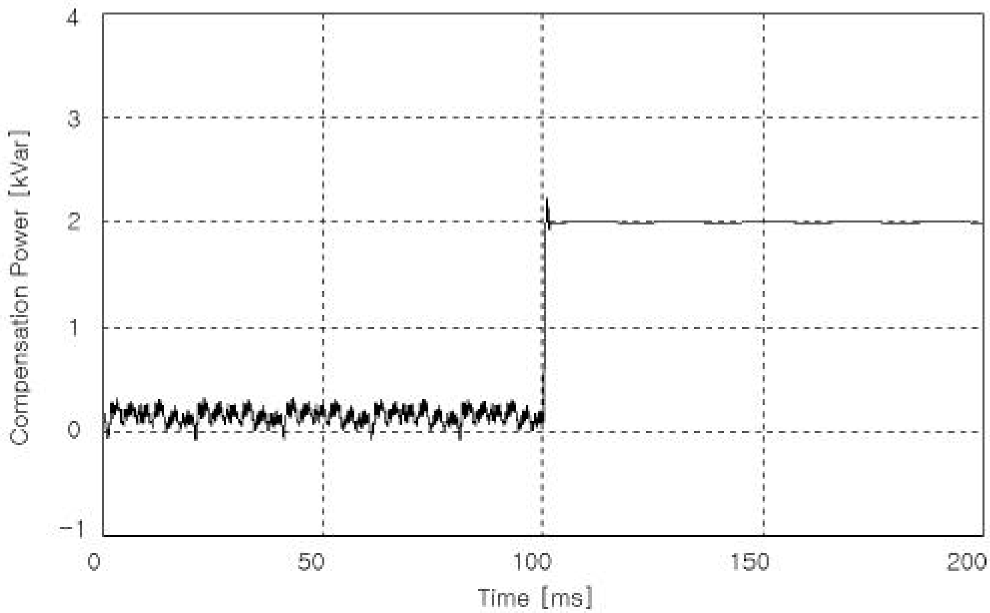


Fig. 4.3 Compensation power at condenser mode [200V→185V]

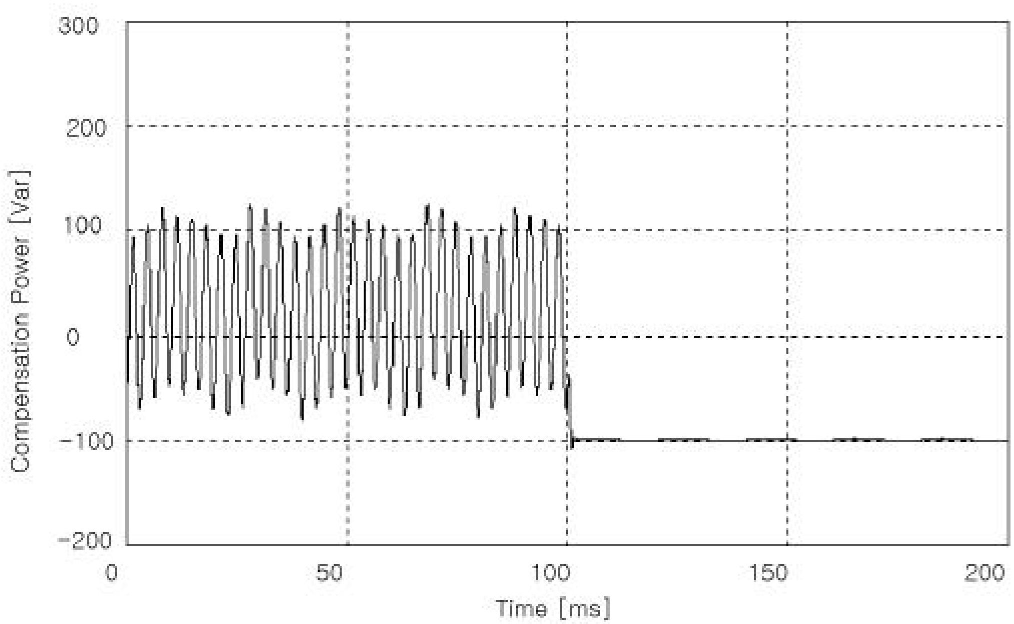


Fig. 4.4 Compensation power at reactor mode [200V→205V]

Fig. 4.5는 실험장치에서 기본파성분과 고조파성분을 포함한 조건에서 기본파성분에 대한 무효전력 측정결과를 나타낸다.

본 연구에서 제안한 PAM스위칭동작에 의한 출력전압비대칭제어법을 이용하여 SVC의 무효전력 출력을 발생시킨 것이다. SVC의 무효전력 출력은 DC 콘덴서전압의 크기에 따라 무효전력을 소비와 발생을 할 수 있다는 것을 나타내고 있다.

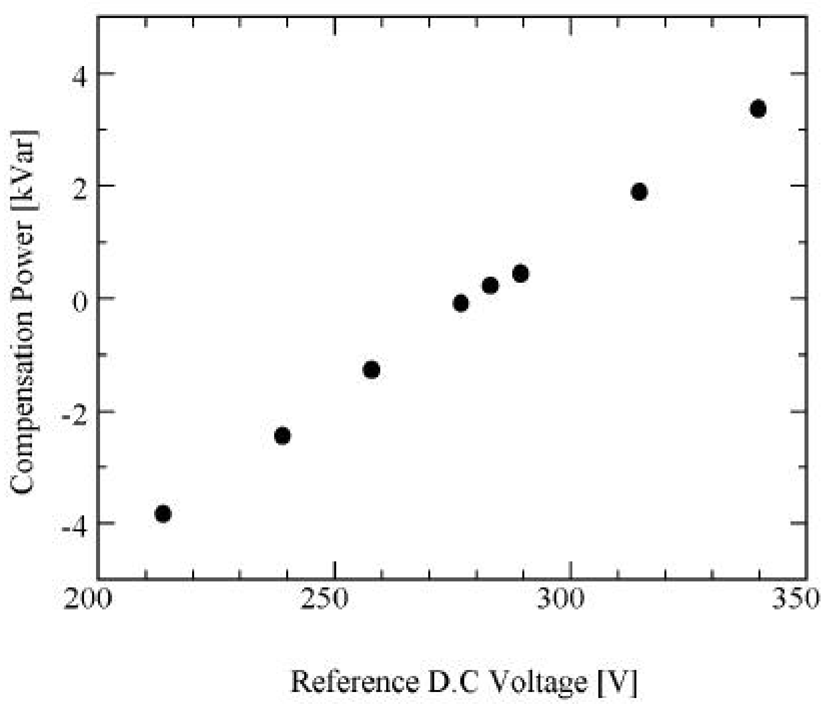


Fig. 4.5 Variation of compensation power

4.2 순시전력 지령값 검토

무효분전압지령값 $\dot{v}^*_{L\alpha\beta}$은 식(3.23)에서 나타내는 순시전력지령값 $\dot{q}^*_{L\alpha\beta}$를 식(3.24)에 나타내는 무효분전류지령값 $i^*_{Q\alpha\beta}$로서 나누면 얻어진다.

$$\begin{pmatrix} v^*_{L\alpha} \\ v^*_{L\alpha} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{q^*_{L\alpha}}{i^*_{Q\alpha}} \\ \dfrac{q^*_{L\beta}}{i^*_{Q\beta}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{Q^*_{AMP}\sin\theta\cos\theta}{I_{AMP}\sin\theta} \\ \dfrac{-Q^*_{AMP}\sin\theta\cos\theta}{-I_{AMP}\cos\theta} \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \dfrac{Q^*_{AMP}}{I_{AMP}}\cos\theta \\ \dfrac{Q^*_{AMP}}{I_{AMP}}\sin\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V^*_L\cos\theta \\ V^*_L\sin\theta \end{pmatrix} \qquad (4\text{-}1)$$

단 $V^*_L = \dfrac{Q^*_{AMP}}{I_{AMP}}$, $I_{AMP} = \sqrt{i^2_{SVG\alpha} + i^2_{SVG\beta}}$

Fig.3.7에 의해 리액터동작에서는 무효분전압지령값 $\dot{v}^*_{L\alpha\beta}$의 위상은 무효분전류지령값 $i^*_{Q\alpha\beta}$보다 90° 앞선다. 결국 식(4-1)에 있어서 V^*_L이 부(負)로 된다.

따라서 출력전류의 진폭 I_{AMP}는 정(正)이므로 리액터동작일 때 순시전력지령값의 진폭 Q^*_{AMP}는 부(負)로 된다. 또한 콘덴서동작일 때는 무효분전압지령값 $\dot{v}^*_{L\alpha\beta}$의 위상은 무효분전류지령값 $i^*_{Q\alpha\beta}$보다 90° 뒤지고, V^*_L은 정(正)으로 된다.

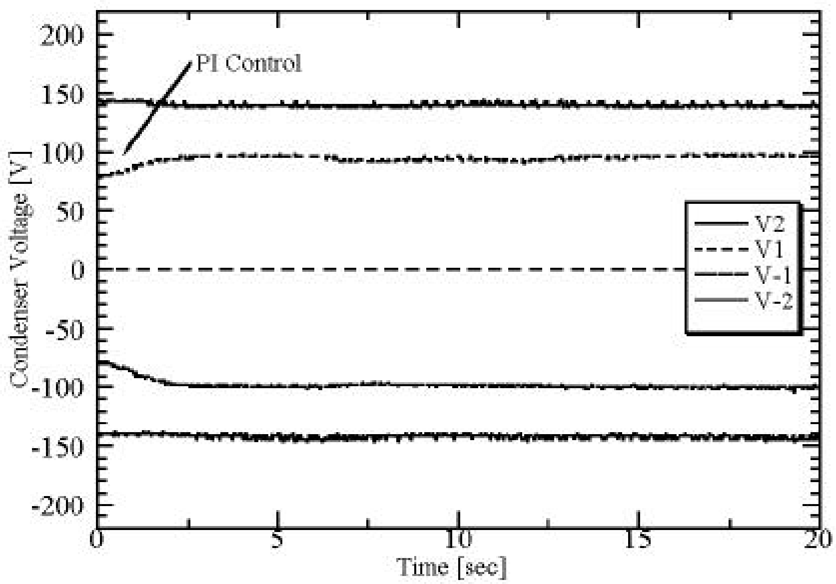
그러므로 콘덴서동작일 때의 순시전력지령값의 진폭 Q^*_{AMP}는 정(正)으로 된다. 이와 같이 순시전력지령값의 진폭 Q^*_{AMP}는 자려식SVC의 동작상태에 의해 극성이 변환다.

4.3 콘덴서분압점 전위의 균등화 고찰

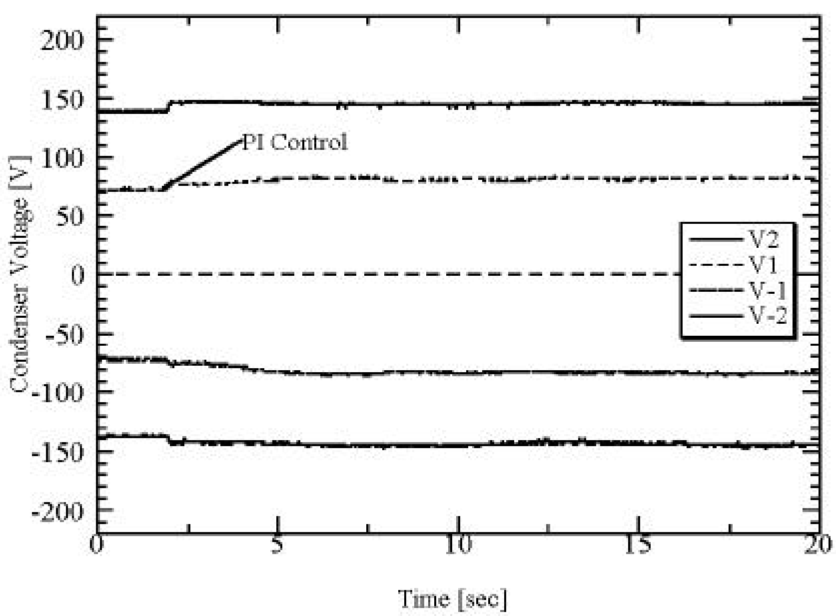
실험장치를 이용해 기본파 성분만 고려한 조작위상각의 조건과 기본파 성분뿐만 아니라 고조파 성분도 고려한 조건을 출력전압 비대칭제어로 하였을 때의 직류측 분압점 전위변동을 측정하였다. 기본파 성분만을 고려한 조건에 대해서는 게인 G를 결정하는 조건 $1.05\,V_S$를 $1.0\,V_S$로 하여 실현하였다.

Fig. 4.6에서, 기본파 성분만을 고려한 조건은 지령값과 다른 전위로 일정하게 되어 오차가 발생하지만, Fig. 4.7에서는 고조파 성분도 같이 고려한 경우는 $V_1 = 0.5\,V_2$의 상태로 일정하게 되었다. 기본파 성분만을 고려한 조건에서는 $V_{inv1} = V_S$에서 $V_{inv1} = 1.05\,V_S$의 구간으로 이동함으로 분압점 전위 V_1을 0.5 V_2에 유지할 수 없지만, 고조파 성분을 포함해서 생각함으로서 분압점 전위 V_1을 0.5 V_2로 유지할 수 있었다.

Fig. 4.8은 콘덴서 동작모드에서 5레벨의 전압출력과 이 때 흐르는 전류파형을 나타낸다. (a),(b)는 기본파성분만을 고려한 상태이고, (c),(d)는 고조파성분을 포함한 상태이다. 따라서 콘덴서 동작모드가 커질수록 전류는 많이 흐르고 정현파에 가까워지며, 저항 동작모드와 같이 보상해야할 무효전력이 적은 곳에서는 전류는 적게 흐르지만, 기본파 성분만을 고려한 상태에서는 파형이 많이 찌그러지고 있고, 고조파성분을 포함한 상태에서는 필터링이 되고있음을 알 수 있다.

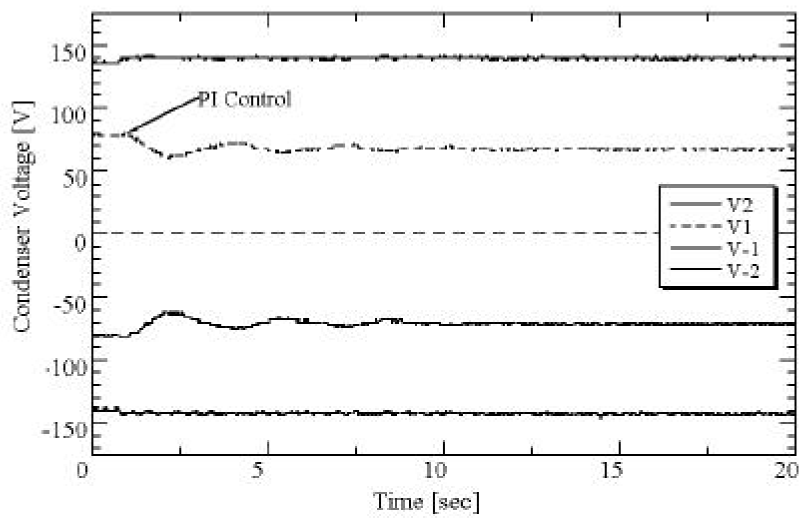


(a) C Mode 10 %

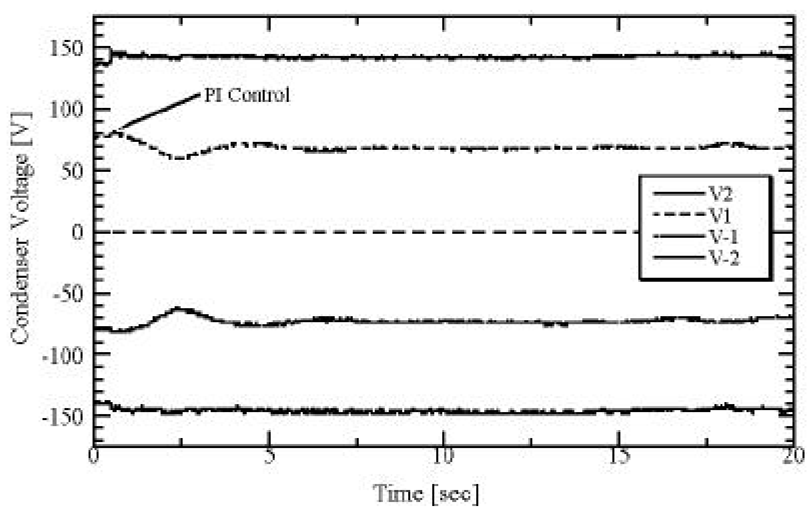


(b) C Mode 20%

Fig. 4.6 Experimental results without consideration of harmonic components

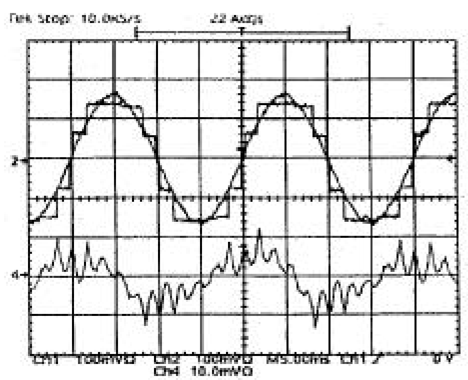


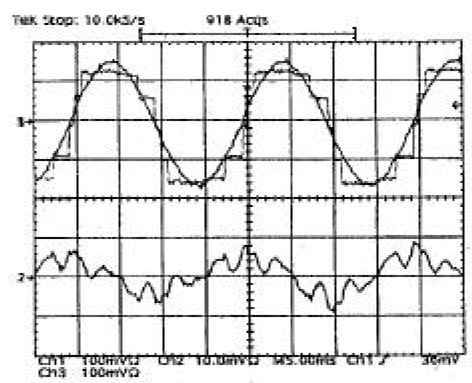
(a) C Mode 10%



(b) C Mode 20%

Fig. 4.7 Experimental results with consideration of harmonic components



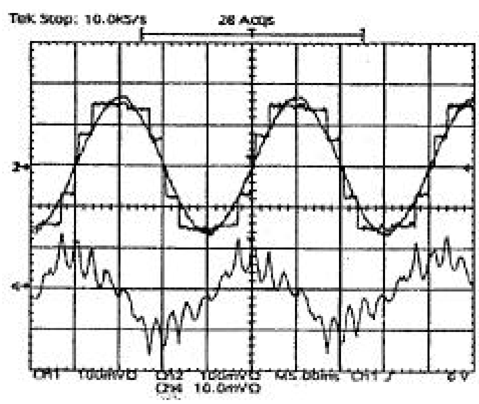


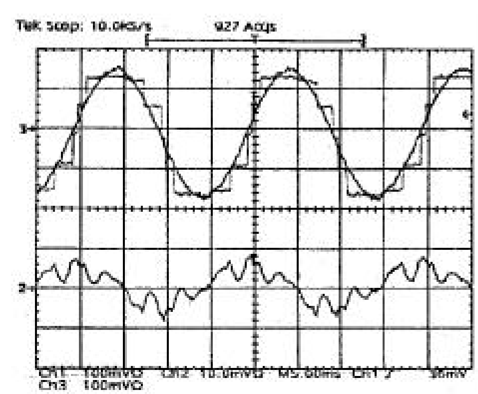
100V/div, 2A/div

100V/div, 2A/div

(a) C Mode 10%

(c) C Mode 10%





100V/div, 5A/div

(b) C Mode 20%

100V/div, 5A/div

(d) C Mode 20%

상단 : 5**레벨전압파형**, **하단** : **전류파형**

Fig. 4.8 5 level voltage, current wave of C Mode
(a),(b) Without consideration of harmonic components
(c),(d) With consideration of harmonic components

4.4 손실저항 검토

본 연구의 실험장치에서 손실저항 r_{SVG}은 미지이며, 또한 변환기의 스위칭이나 계통의 상태에 따라서 동작이 변한다. 이를 고려하여 직류콘덴서전압일정제어계의 PI게인을 일정하게 한 상태에서 손실저항 r_{SVG}를 변화시켰을 때의 보상저항 R^*, 수전단전압 진폭 V_{AMP}의 응답을 각각 Fig.4.9, Fig.4.10에 나타낸다. 출력리액터 L_{SVG}는 L_{SVG}=21[%]로 한다.

Fig.4.9에서 수전단전압 $\dot{v}_R$의 위상 θ보다 90° 뒤진 무효분전류지령값 $i^*_{Q\alpha\beta}$를 이용해도, 콘덴서동작일 때는 직류콘덴서전압일정제어계의 PI제어에서 구한 보상저항 R^*의 극성 변화에 대응하고 있다.

그러나 리액터동작일 때와 콘덴서동작일 때는 보상저항 R^*의 절대값의 크기가 차이가 있다. 손실저항 r_{SVG}=8.0[%]일 때, 보상저항은 리액터동작에서는 R^*=-7.3[%], 콘덴서동작에서는 R^*=8.6[%]이다. 이와 같이 보상저항 R^*과 손실저항 r_{SVG}값과의 차이는 제안방식에서 r_{SVG}의 등가저항, 즉 보상저항 R^*을 이용해 손실저항 r_{SVG}에 의한 전압강하분 $r_{SVG}\ \dot{i}_{SVG}$를 보상하고 유효분전압지령값 $R^*\ \dot{i}^*_{P\alpha\beta}$를 작성하기 때문이다. 이 때 자려식SVC의 출력전류 $\dot{i}_{SVG}$와 유효분전류지령값 $\dot{i}^*_{P\alpha\beta}$에는 $|i_{SVG}| = |i^*_{P\alpha\beta}|$의 관계가 있다.

만일 순시전력지령값 $\dot{q}^*_{L\alpha\beta}$를 출력리액터 L_{SVG}에 걸리는 전압의 위상 θ'를 이용해 작성하면 무효분전압지령값은 Fig.3.6과 같이 되고, 보상저항 R^*의 크기는 손실저항 r_{SVG}의 크기와 동등한 것으로 생각된다.

제안방식에서는 순시전력지령값 $\dot{q}^*_{L\alpha\beta}$을 수전단전압 $\dot{v}_R$의 위상 θ를 이용해 작성하고 있기 때문에 무효분전압지령값 $\dot{v}^*_{L\alpha\beta}$와 출력리액터에 걸리는 전

압 $\dot{v}_L$은 일치하지 않지만, Fig.4.11과 같이 리액터동작에서는 손실저항 r_{SVG}의 전압강하분 r_{SVG} $\dot{i}_{SVG}$의 크기에 대해서 유효분전압지령값 R^* $\dot{i}^*{}_{P\alpha\beta}$의 크기가 작지만, 콘덴서동작일 때는 손실저항 r_{SVG}의 전압강하분 r_{SVG} $\dot{i}_{SVG}$ 크기에 대해서 유효분전압지령값 R^* $\dot{i}^*{}_{P\alpha\beta}$의 크기가 크다. 또한, 이 때 무효분전압지령값 $\dot{v}^*{}_{L\alpha\beta}$의 크기는 출력리액터 L_{SVG}에 걸리는 전압의 크기와 같다.

결국 순시전력지령값을 출력리액터 L_{SVG}의 전압위상 θ'가 아닌 수전단의 전압위상 θ를 이용해도 직류콘덴서전압일정제어계의 PI제어에서 작성한 보상저항 R^*이 자려식SVC의 각 동작상태에 따라서 크기를 조정함으로서 손실저항 r_{SVG}의 값에 의하지 않고, Fig.4.10과 같이 수전단전압을 제어할 수 있다.

이상으로 실험장치에서 출력리액터나 변환기에서 소비되는 손실분의 크기가 미지의 경우라도 제안방식에서는 수전단전압이 제어가능하다는 것을 나타내었다.

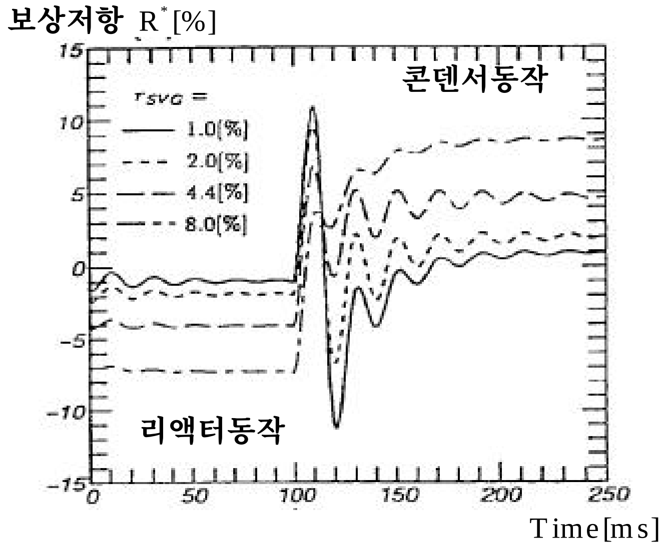


Fig. 4.9 Compensation resistance R^*

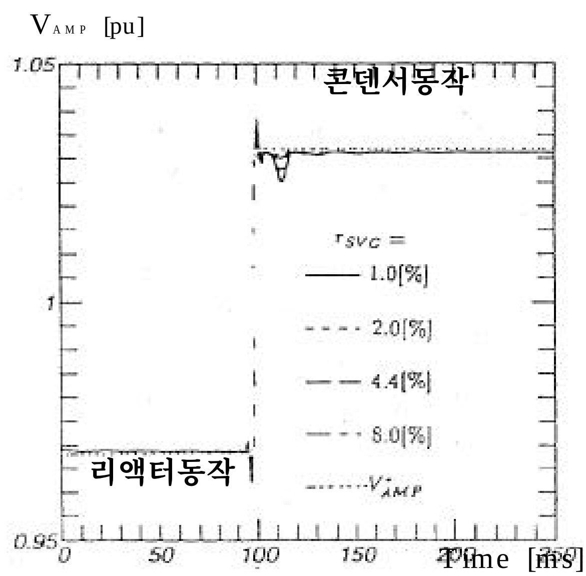


Fig.4.10 Response of V_{AMP}

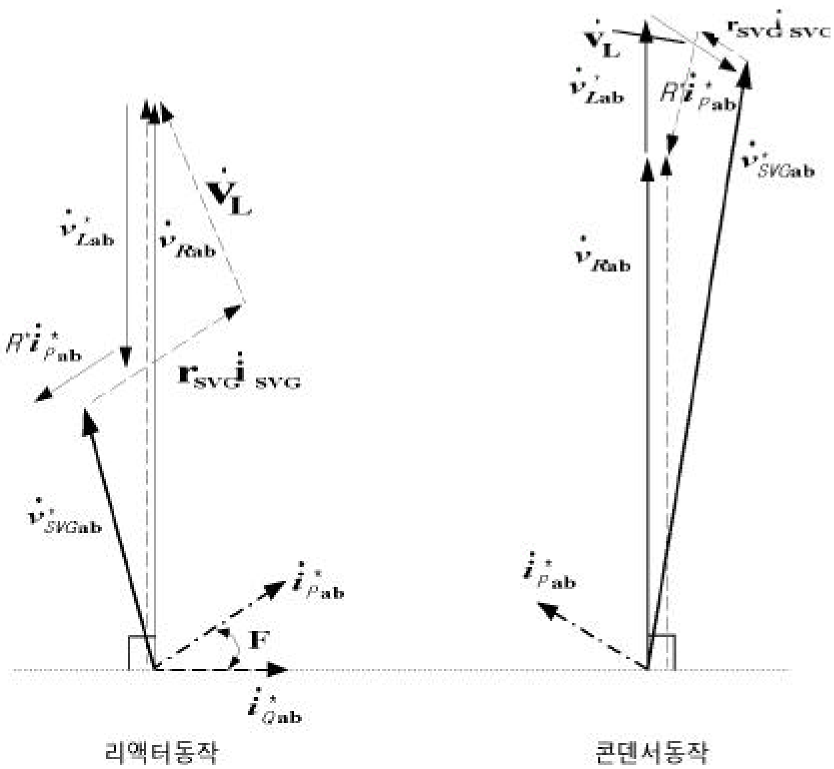


Fig. 4.11 Size of compensation resistance R^*

4.5 실험장치

본 연구에서 고려한 5레벨 변환기를 이용한 자려식SVC 실험장치는 주회로, 제어회로로 구성되어 있으며, 실험장치의 제원은 Table 4.1에 나타내었다.

제어회로는 교류전압검출부, 직류전압검출부, DSP(Digital Signal Processor), PC(Personal Computer), 과전류검출부, 게이트 펄스신호발생부 및 게이트 드라이브회로로 구성하였다.

Table 4.1 Specification of experimental equipments

정격전압	200 [V]
정격용량	3.5 [kVA]
리 액 터	8.37 [mH]
콘 덴 서	2200 [μF]
IGBT 모듈	2MB1150F-120 (1200V 50A)
다이오드	2F150G-100D (1000V 50A)

4.5.1 주회로

Fig 4.8에 5레벨 변환기의 주회로 구성을 나타내었다. 스위칭 디바이스에는 정격 50[A] 1200[V] 의 IGBT를, 클램프다이오드에는 정격 50[A] 1000[V]의 다이오드를 이용하였으며, 또한 분압용 콘덴서는 용량 2200[μF]의 전해 콘덴서를 사용하였다. 각 IGBT에는 병렬로 1.0[μF] 의 스너버 콘덴서를 설치하였다.

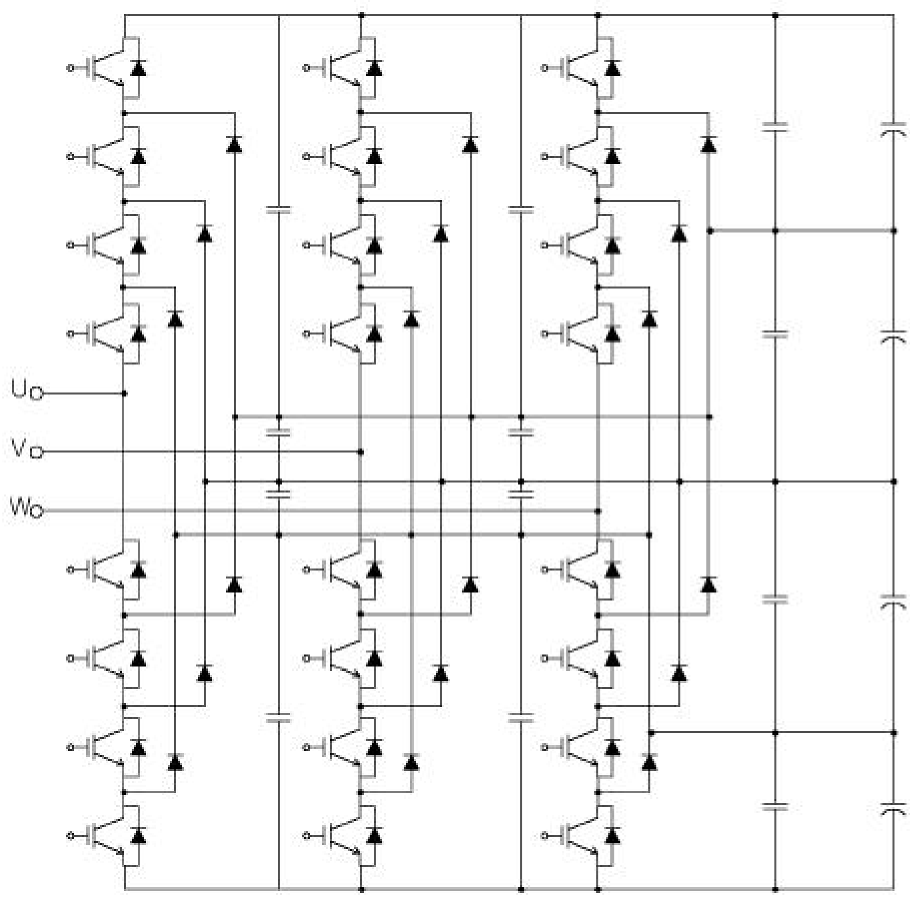


Fig. 4.12. Main circuit of 5 level inverter

4.5.2 콘덴서 분압점 균등화 제어회로

본 절에서는 자려식SVC 구동에 필요한 제어회로-교류전압검출부, 직류전압검출부, DSP(Digital Signal Processor), PC(Personal Computer), 과전류검출부, 게이트 펄스신호발생부 및 게이트 드라이브회로에 관하여 기술하며, Fig. 4.13는 전체 구성도이다.

(1) 교류전압 검출부 : 3상 가변전압조정기 출력전압인 계통전압의 각상을 전압비 200 : 6의 변압기로 강압한다. 이 변압기는 계통측과 제어회로의 절연도 겸하고 있다. 강압된 신호는 차단 주파수 878.7[Hz]의 저역통과 필터에서 정형되어 반전증폭기에 의해 진폭을 조정한 후 DSP의 AD변환기에 입력시킨다. DSP의 아날로그 입력의 제한은 ±5 [V]이므로 반전 증폭기에서는 선간전압의 실효값 220 [V] 계통전압을 DSP의 아날로그입력으로 하여 진폭 5 [V]의 상전압 신호가 되도록 게인을 조정한다. 또한, 필터의 위상지연은 약 5.6°이기 때문에 소프트웨어로 위상보정을 한다.

(2) 직류전압 검출부 : 5레벨 변환기의 직류측 전체전압을, 분압비 50 : 1이 되도록 저항 분압을 한다. 분압된 신호는 입력 임피던스 20[$k\Omega$], 게인 1의 절연증폭기에 입력한다. 절연증폭기의 출력은 반전증폭기에서 진폭을 조정한 후에 DSP의 AD변환기로 입력한다. 반전증폭기에서는 직류측 전체전압 400[V]를 DSP의 아날로그 입력으로 하여 5 [V]의 직류신호가 되도록 게인을 조정하고 있다.

(3) DSP, PC : 앞의 검출부에서 계통 교류전압신호, 직류전압신호는 DSP에서 디지털 값으로 변환되고, C언어로 작성된 프로그램에 입력된다. 직류측 전체전압을 일정하게 유지하기 위하여 계통전압과 변환기 출력전압의 위상차와 프로그램 중에 설정된 변조율에서 출력하도록 하여 게이트 패턴을 만들어 DSP에서 12[ch]의 디지털 신호를 출력한다. 제어를 하는 주회로의 IGBT의 수

는 24개이지만, Table 2.3에 나타낸 바와 같이 2개 1조가 되어 항상 반전동작을 하기 위해서 출력신호는 12[ch]로 한다. DSP의 제어주기는 전원주기의 위상각에 있어서 1.8° 일 때 0.1[ms]이다.

(4) 과전류 검출부 : 가변전압조정기에서 리액터를 통해 5레벨 변환기로 유입하는 전류가 과전류로 된 경우, 또는 변환기 주회로에 사용되고 있는 IGBT에 흐르는 전류가 과전류로 된 경우에 대해서 후술의 게이트 펄스신호 발생부에서 출력하는 과전류 검출 신호를 발생시킨다.

변환기에 유입하는 전류는 전류 검출기에서 검출한다. 이것을 전파 정류한 3상분을 합친 신호가 설정한 과전류 레벨을 초과한다면 과전류 검출신호를 출력한다. 한편, IGBT의 과전류 검출은 후술의 IGBT 드라이버 IC가 실시하고, 과전류가 검출된다면 각 IGBT마다 과전류 검출신호를 출력한다. 이러한 신호는 총 25개이고, 이 과전류 검출 신호를 wired-and 접속하여 게이트 펄스신호 발생부에 출력한다.

(5) 게이트펄스발생부 : DSP에서 디지털출력은 12[ch]이며, 이 신호에서 24[ch]의 게이트 펄스신호를 발생하고, 과전류검출 신호를 받아서 전체 IGBT 게이트를 차단한다. 데드타임을 투입하기 위해서 PLD (Programable Logic Device)를 각 상에 1개씩 사용한다. 데드타임은 6.25[μs]이다. PLD에서 게이트 펄스신호는 랫치신호를 받아서 타이밍에 맞추어 출력되고, 버퍼를 통해서 게이트 드라이브회로에 입력한다.

(6) 게이트 드라이브회로 : IGBT를 구동하는 게이트 드라이브 회로에는 전용의 하이브리드 IC를 사용한다. 이 IC에는 TTL레벨의 H입력에 의해 +15[V], L입력에 의해 -5[V]를 출력하는 것으로서 IGBT를 직접 구동한다. 또한 에미터-콜렉터 사이에 흐르는 과전류를 검출한 경우에는 과전류 검출 신호를 출력한다.

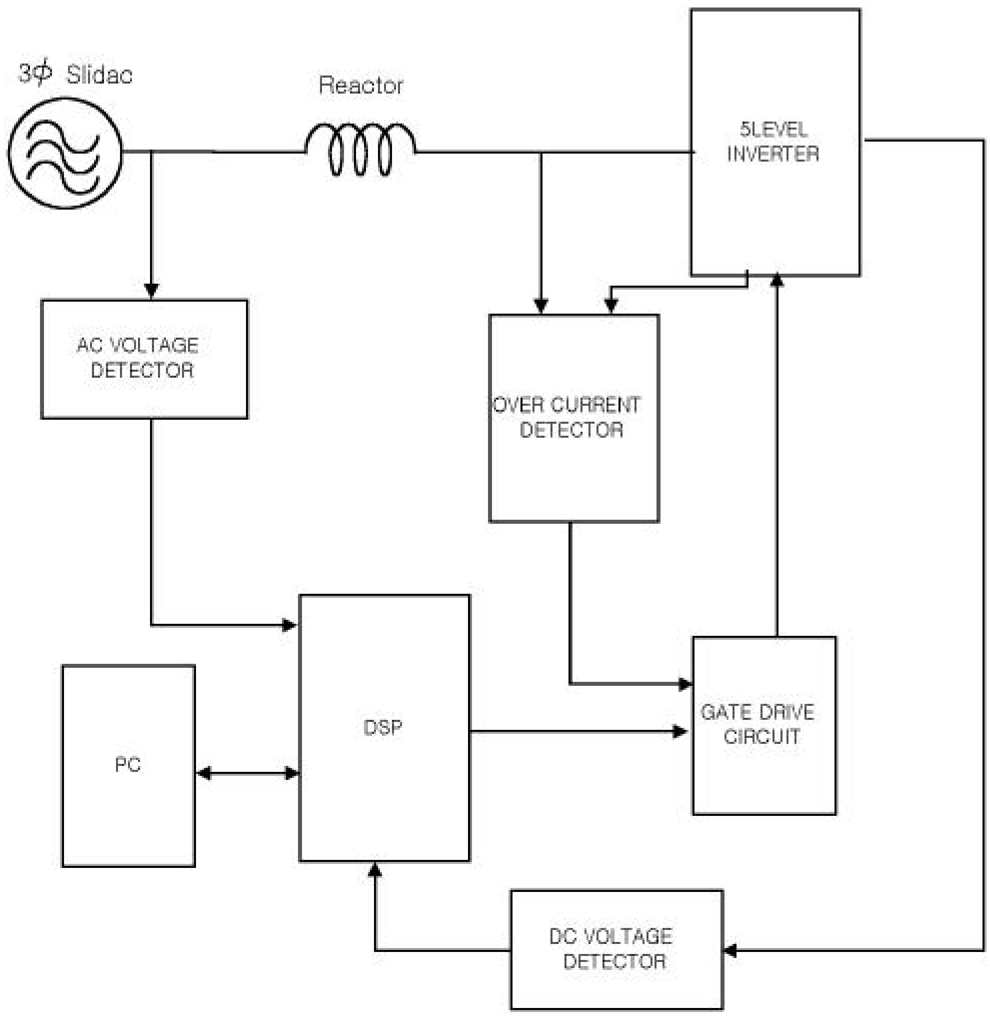


Fig. 4.13 Configuration of SVC using 5 level inverter

4.5.3 게이트펄스지령값 작성

제어프로그램내에서 게이트펄스지령값을 작성하고, 그 작성법을 Fig. 4.14에 나타낸다. 단, 검출한 계통전압을 근거로 하여 작성되는 상전압지령값 v_{inv}의 정의 반주기만을 나타내고 있지만, 부의 반주기에 대해서는 정의 반주기와 대칭으로 동작한다.

Fig. 4.14에 있어서 게이트펄스지령값 작성에 필요한 신호 V_{COMPi} ($i=1, 2$)을 얻기 위해서는 점호각 α_1, α_2 을 이용해 다음 식과 같이 조정을 한다.

$$V_{COMPi} = \sin \alpha_i \tag{4.2}$$

교류전압 검출부로부터 프로그램에 입력시킨 계통전압의 순시값을 진폭에 의해서 규격화하고 위상각 δ만큼 지연시킨 것을 출력해야 할 모든 파형의 지령값 v^*_{inv} 으로 한다.

식 (4.2)에서 얻어진 V_{COMPi}와 v^*_{inv}를 비교하여 $V_{COMP1} \geq v^*_{inv}$이면 분압점 V_0 를, $V_{COMP1} \leq v^*_{inv} \leq V_{COMP2}$이면 분압점 V_1 를, $V_{COMP2} \leq v^*_{inv}$ 이면 분압점 V_2를 출력하도록 게이트 펄스신호발생부에 대해서 지령을 출력한다.

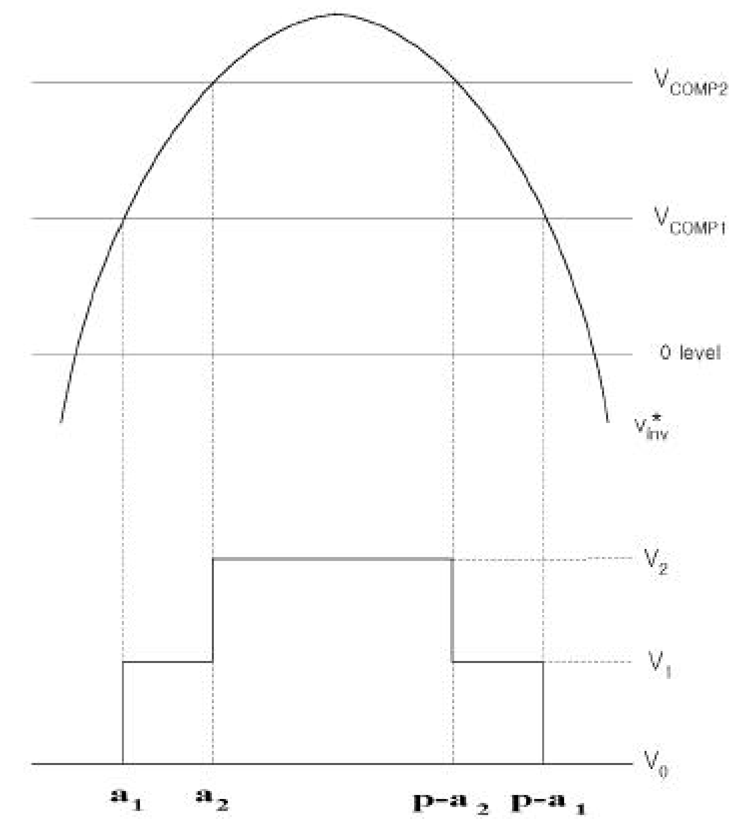


Fig. 4.14 Signal relation between order value and gate pulse

제 5 장 결 론

오늘날 다양한 특성을 지니는 부하의 증가는 전력계통 운용의 효율화 및 전력품질 향상을 위하여 신뢰성뿐만 아니라 양질의 전력을 요구하고 있으며 기존의 장치만을 가지고는 이를 충족시킬 수 없기 때문에 전력전자 기술을 기반으로 한 FACTS의 등장으로 전력계통시스템에 새로운 시대가 열렸다.

따라서 본 연구에서는 자려식 SVC의 분압점 전위 변동 메카니즘 해석을 통하여 출력전압의 비대칭제어법을 제안하였다. 그리고 5레벨 변환기를 이용한 자려식 SVC에 순시전력의 개념을 도입하여 고속의 무효전력 보상을 검증하였다. 이에 대한 성능평가를 위하여 직류콘덴서의 분압점 전위를 일정히 분압하면서 순시무효전력보상을 하는 실험으로부터 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 직류콘덴서전압일정제어에 있어서 손실저항 r_{SVG}의 값에 따른 보상저항 R^*을 작성할 수 있었다.

2. 변환기의 출력전압이 항상 전압지령값에 추종하는 경우에는 정확한 출력리액터의 인덕턴스나 출력리액터 및 변환기의 손실분을 알 수 없는 상태에서도 제안방식에 의해 수전단 전압을 제어할 수 있었다.

3. SVC 분압점 전위변동 해석을 통하여, 저항모드 동작영역과 같은 보상전류의 기본파 성분이 작은 영역에서는 고조파 성분에 의한 분압점 전위 변동을 고려할 필요가 있음을 확인하였다.

4. 기본파 성분뿐만 아니라 고조파 성분도 고려함으로서 보상 무효전력의 크기에 관계하지 않고 직류측 분압점 전위를 $V_1 = 0.5 V_2$로 일정하게 유지하면서 무효전력을 출력할 수 있음을 실험으로 확인하였다.

5. 저항모드 동작영역과 같은 보상무효전력이 작은 곳에서의 분압점 전위 일정제어는 제안한 출력전압 비대칭 패턴을 이용하여 정밀한 무효전력보상이 가능하였다.

앞으로의 과제는 본 논문에서 제안한 자려식SVC의 제어방식에서 무효전력제어계와 직류콘덴서전압일정제어계가 간섭하고 있으므로, 이 간섭에 의해 발생하는 직류콘덴서전압의 정상편차가 변환기의 출력전압제어에 미치는 영향에 대해서 검토하고, 비간섭화의 필요성, 혹은 허용 가능한 정상편차에 관한 연구가 계속되어야 할 것이다.

참고문헌

[1] **色川**, : **系統安定化技術"停止形無效電力補償裝置"へのパワ—エレクトロニクスの適用**, **オ一ム**, p.52, (**昭** 62-1)

[2] **岡崎・小西・加護谷** : "**最近の無效電力補償システム**", **富士時報** 166 p.638, **平成** 5**年** 10**月**

[3] **柳谷・楠本・山添** : "**高壓大容量變換裝置**", **富士時報** 161 p.351, **昭和** 63**年** 5**月**

[4] **松野・長澤・大峴・大西・石黑・竹田** : "**自勵式インパ-タを用いた停止形無效電力補償裝置による系統安定度の向上**", **電學論** B, Vol. 112, p.57, **平成** 4**年** 1**月**

[5] **常盤**, **他** : "**電力系統用自勵式**SVC**の開發**", **電學論** B, Vol. 113, p168 1993

[6] L. Gyugyi : "Power Electronics in electric utilities : Static Var Compensator." Proceeding of IEEE, Vol. 76, No. 4, April 1998.

[7] L. Gyugyi・N. G. Hingorani・P. R. Nannery・ N. Tai : "Advanced Static Var Compensator using gate turn-off thyristors for utility application," Proc. cigre, pp.23-28, 1990

[8] C. Schauder・ L. Gyugyi・T. W. Cease・A. Edris, : "Development of a 100MVA Static Condenser for voltage control of transmission system," IEEE, PES Summer meeting, pp.120-129, 1994

[9] L. Gyugyi. : Dynamic compensation of ac transmission lines by solid-state synchronous voltages sources." IEEE, PES Summer meeting pp.320-329, 1993

[10] **市川** : "**大容量自勵式變燠器を用いた停止形無效電力補償裝置(自勵式**SVC)", **電學論** B, Vol. 112, p.461, **平成** 4**年** 6**月**

[11] **전기학회지** : "**유연송전기술 계통운용기술개발**", Vol. 47, No. 3 pp.5-42

[12] N.Choi et.al., "Modeling and Analysis of a Static Var Compensator Using Multilevel Voltage Source Inverter", IEEE/IAS Ann. Mtg. Conf. Rec., Vol.2, pp.901-908, 1993.

[13] L. Gyugyi et al. : "Principles and applications of static thyristor controlled shunt compensators" IEEE Trans. Power App. and Sys., Vol. 97, No. 5 pp.1935-1945, Sept/Oct. 1978

[14] L. T. Moran et al. : "Analysis and design of a three-phase synchronous solid-state var compensator" IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-25, No. 4, pp.598-608, July/Aug. 1989

[15] Guk C. Choi et al. : "Analysis and controller design of a static var compensator using three-level GTO inverter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, No. 1, pp.57-65, Jan. 1996

[16] **大垣他**, "NPC **インバ-タの中性点電位變動のメカニズムと抑制法**", **電氣學會半導體電力變換研究會資料**, SPC-93-66, pp.61-70, **平成5年**

[17] **小笠原・澤田・安部・赤木** : "**中性點クランプ電壓形**PWM**インパ-タを用いたベクトル制御システム**" **電學論** D, Vol. 111, pp.930-935, 1991

[18] **佐川・福田・大古瀬** : "3**レベルインパ-タの中性點電位變動を抑制する**PWM**制御法**" **平成 5年電氣學會産業應用部門全國大會**, pp.351-356

[19] A. Nabae et.al., " A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-17, No.5, pp.518-523, 1981.

[20] Yiqiang Chen et.al., "Regulating and Equalizing DC Capacitance voltages in Multilevel STACOM", Conference Record of the 1996 IEEE/PES Summer Meeting, 96 SM 455-6 PWRD, 1996

[21] F.Z.peng et.al., "Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation ", Conf. Rec. IEEE/IAS Ann. Mtg., Vol.3, pp.2541-2547, 1995.

[22] Eguchi, Imura : “Self-commutated inverter for fuel cell power plant”, IEEE, IAS, p.527, 1986

[23] Edane, Yamamoto, Eguchi : “DDC controller for inverter in fuel cell dispersed generation plant”, PCC-Yokohama, p.635, 1993

[24] C. W. Edward, et al, : “Advanced Static Var Generator employing GTO Thyristors”, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 3, No. 4, pp.1622-1627, Oct. 1988

[25] S. Mori, et al. : “Development of A Large Static Var Generator using Self-Commutated Inverters for Improving Power System Stability”, IEEE PES Winter Meeting, Paper No. 92-WM165-1PWRS, Jan. 26-30, 1992

[26] 김종윤 “자려식SVC용 5레벨 인버터의 콘덴서전압제어에 관한 연구” 한국해양대, 공학석사논문, 1998. 8

[27] J. S. Lai et.al. : “Multilevel Converters-A new Breed of Power Converter”, Conf. Rec. IEEE/IAS Ann. Mtg. , Vol. 3, pp.2348-2356, 1995

[28] R. W. Menzies et.al. , : “Five Level GTO Inverters for Large Induction Motor Drives”, Conf. Rec. IEEE/IAS Ann. Mtg. ,

[29] C. Hochgraf et.al. , : “Comparison of Multilevel Inverters for Static Var Compensation”, Conf. Rec. IEEE/IAS Ann. Mtg. , pp.921-928, 1994

[30] 林泉 : 電力系統, 昭晃堂 1976

[31] 宮入壓太 : 最新電氣機器學, 丸善 1967

[32] 關根康次 : 電力系統過渡解析論, オ-ム社 1984

[33] 坂野鑛一・佐藤佳彦 : “停止形無效電力補償裝置(SVC)の發電端設置例, 日立評論 Vol. 76, No. 12 p.51 1994

[34] Leuven EMTP Center : "Alternative Transients Program Rule Book" 1987

[35] Branch of System Engineering banneuille Power Administration : "Electra-Magnetic Transients Program(EMTP) Theory Book", 1994

[36] L. Dube, I. Bonfanti : "MODELS : A new Simulation Tool in the EMTP", ETEP Vol. 2, No. 1, Jan/Feb 1992

[37] Juan A. Martinez : "Educational Use of EMTP MODELS for the Study of Rotating Machine Transients", 93 WM 126-3 PWRS 1993

[38] L. Dube : "Users Guide to MODELS in ATP", 1996

[39] **長谷川, 他** : "**系統安定化用大容量自勵式無效電力補償裝置の開發**", **電學論** D, Vol. 111, pp.845 1991

[40] **藤田, 他** : "**母線電壓の周波數偏差に着目した超傳導エネルギ-貯藏裝置による多機系統の動態安定度向上制御**", **電學論** B, Vol. 114, p137, 1994

[41] **荒木恭一** : **受**変**電・發電設備の設計と運轉(上)(下)**, **電氣書院** 1976

[42] Mohan, Undeland, Robbins : "Power Electronics : Converters, Applications and Design", 1989

[43] **横田・市川・深尾** : "**自勵式SVCに用いる5レベル變焕器の分壓点電位制御の特異点**" **電氣學會半導體電力變換研究會資料**, SPC-99-53, 1999.

[44] **原田・道岡・市川・深尾** : "**自勵式SVCに用いる5レベル變焕器の出力電壓非對稱制御法　直流側分壓点電位の制御**　" **電氣學會半導體電力變換研究會資料**, SPC-98-17, 1999.

[45] Kalbermatten**・横田・市川・深尾** : "5**レベル變焕器を用いた無效電力補償裝置の低スイッチング損失PWM制御法**", **電氣學會半導體電力變換研究會資料**, SPC-99-32, 1999.

[46] **近藤・原田・市川・深尾** : "**自勵式SVCの出力リアクトルの瞬時電力を指令値とする制御方式による系統電壓の安定化**" **電氣學會半導體電力變換研究會資料**, SPC-97-31, 1997

[47] **赤木・金澤・藤田・難波江** : “**瞬時無效電力の一般化理論とその應用**” **電學論** B, Vol. 103, No. 7, p41-48 1983

[48] **深尾** : “**有效電力と無效電力**” **電學誌** Vol. 101, p43-47 1981.

[49] **井出 他** : “ **コンデンサ分壓多レベルインバ-タを用いた**SVG” **電氣學會半導體電力變換研究會資料**, SPC-93-71, pp107-116

[50] Ichikawa F. et al. : “Operating experiment of a 50MVA self-commutated SVC at the Shin-shinano substation”, Proceeding of the IPEC YOKOHAMA, pp.587-602, 1995

APPENDIX

Photo 1) Photograph of experimental apparatus

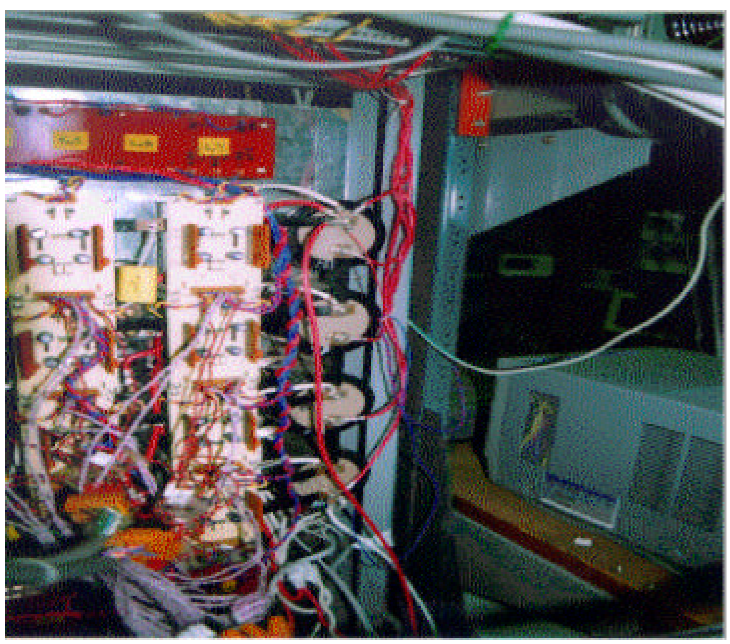


Photo 2) Photograph of gate driver