

NPC 인버터를 이용한 3상 동기형 SVC의 해석 및 설계

임수생*, 이은웅*, 김성현**, 이동주*
 충남대*, 천안공업전문대**

Analysis and Design of a Three-Phase Synchronous Solid-state Var Compensator
 using Neutral-Point-Clamped Inverter

Lim Su-Saeng*, Lee Eun-Woong*, Kim Sung-Heon**, Lee Dong-Ju*
 Chung Nam Univ*, Cheon An Junior College**

Abstract - A synchronous solid-state var compensator(SSVC) system which employs a three-phase neutral-point-clamped (NPC) inverter is presented and analyzed for high voltage and high power applications. The proposed SSVC system can compensate for leading and lagging displacement factor. An optimal pulse-width-modulation (PWM) is used as a means of reducing the size of reactive components. A equivalent model is obtained using DQ-transform, and the characteristic of open-loop system are achieved from DC and AC analyzes. A α phase-shift control is suggested using a self-controlled dc bus.

I. 서론

전송라인을 안정화하기 위해서나 전기 아크로, 전기기기, 자연전류형 싸이리스터 드라이브 등과 같은 대용량 지상 공업용 부하를 보상하기 위해서, 고전압/대용량 무효전력 보상기의 요구가 최근 크게 증가하고 있다 [1]. 인버터의 스위칭 디바이스의 용량 제한으로, 고전압 대용량 분야에 기존의 전압형 인버터를 적용하는 것은 어렵다 [2]. 이런 단점을 극복하기 위해, NPC 인버터를 이용한 SSVC 시스템을 도입하였는데, 이는 NPC 인버터가 낮은 전압 스트레스와 낮은 고조파 성분을 갖기 때문이다 [3]. 그리고, 리액티브 소자의 사이즈를 줄이기 위하여, 최적의 PWM 스위칭 패턴을 사용하였다[1].

II. 시스템 개요

그림 1의 SSVC의 동작원리는 그림 3에서처럼, 리액터를 통해 주전원에 연결된 전압 소스를 고려함으로써 설명할 수 있다. 주전원과 SSVC사이의 피상전력에 대한 일반식은 아래와 같다.

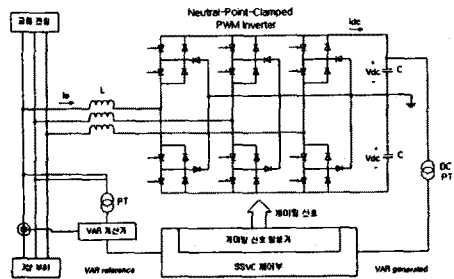
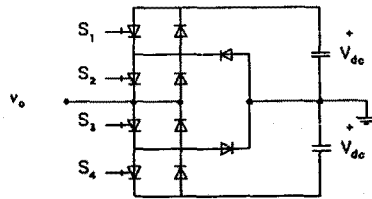


그림 1. NPC 인버터를 사용한 SSVC

$$S = \frac{V_{an} V_{ao1}}{X_l} \sin(\alpha) - j \left\{ \frac{V_{an} V_{ao1}}{X_l} \cos(\alpha) - \frac{V_{an}^2}{X_l} \right\} \quad (1)$$

여기서, 링크 리액터 X_l 에 비해 유효 저항 R_{eq} 는 매우 작다고 가정한다.



(a)

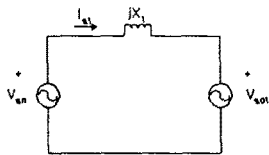
| | | | |
|-------|-----------|-----|-----------|
| v_o | $+V_{dc}$ | 0 | $-V_{dc}$ |
| S1 | On | Off | Off |
| S2 | On | On | Off |
| S3 | Off | On | On |
| S4 | Off | Off | On |

(b)

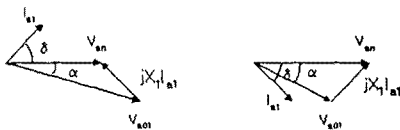
그림 2. NPC 인버터

(a) 1극의 구조 (b) 스위칭 테이블

그림 2의 NPC인버터는 스위칭 소자의 블로킹 전압이 DC 링크 전압의 $1/2$ 이고, 기존의 인버터에 비해 출력 전압은 고조파성분을 덜 함유한다.



(a)



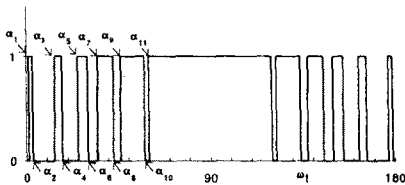
(b)

(c)

그림 3. SSSVC의 단상 등가회로

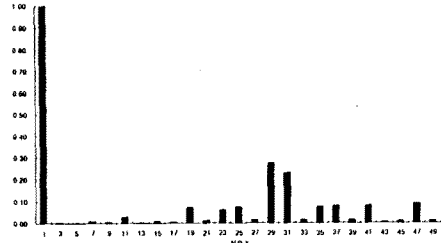
(a) 기본주파수에서 단상 등가회로 (b) 진상 역률 (c) 지상역률

그림 3의 SSSVC의 단상등가회로와 식 (1)로부터, $\alpha = 0^\circ$ 일 경우 I_{a1} 는 $V_{om} - V_{o01}$ 에 직접 비례하고 따라서 게이팅 신호 제어를 통해 인버터의 출력전압 V_{o01} 의 진폭을 조절함으로써 무효전력을 정격 진상(유전성)로부터 정격 지상(유도성)까지 제어할 수 있다. 또한, 양질의 고조파 특성을 얻고 리액티브 소자의 사이즈를 줄이기 위해, 선택 고조파제거(SHE) 기법을 사용하여 그림 4의 최적의 PWM패턴을 얻었다.



(a)

($\alpha_1=1.0, \alpha_2=3.1, \alpha_3=13.8, \alpha_4=17.5, \alpha_5=25.2, \alpha_6=30, \alpha_7=34.8, \alpha_8=42.5, \alpha_9=46.2, \alpha_{10}=57.9, \alpha_{11}=60$)



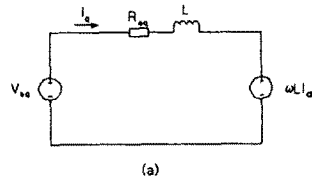
(b)

그림 4. 최적 PWM 스위칭 패턴

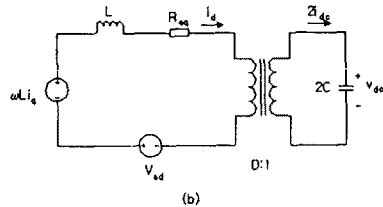
(a) 스위칭 패턴 (b) 고조파 스펙트럼

III. 해석

그림 1의 스위칭 선형 시변 시스템을 회로 DQ변환에 의해 그림 5와 같이 등가의 선형 시불변 시스템으로 변환할 수 있다 [3].



(a)



(b)

그림 5. SSSVC의 DQ변환 등가회로

3상 전원전압 $v_{s,abc}$ 와 DQ변환 행렬 K 는 식 (2)와 식 (3)과 같다.

$$v_{s,abc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ab} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_a) & \cos(\omega_b) & \cos(\omega_c) \\ \sin(\omega_a) & \sin(\omega_b) & \sin(\omega_c) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \omega_a &= \omega t + \alpha \\ \omega_b &= \omega t - 2\pi/3 + \alpha \\ \omega_c &= \omega t + 2\pi/3 + \alpha \end{aligned}$$

인버터의 스위칭에 의한 고조파 성분을 무시하면, 스위칭 함수 S는 식 (4)와 같다.

$$S = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = MI \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \alpha) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \end{bmatrix} \quad (4)$$

abc축의 변수 x_{abc} 는 DQ변환 행렬 K에 의해 dq축의 x_{dq0} 로 식 (5)와 같이 변환된다.

$$x_{dq0} = Kx_{abc} \quad (5)$$

DQ변환된 전원전압 $v_{s,dq0}$ 는 식 (6)과 같다.

$$v_{s,dq0} = V_{ab} [-\sin \alpha \cos \alpha \ 0]^T \quad (6)$$

그림 5에서 인덕터는 단락하고 커패시터는 개방함으로써, DC해석을 위한 정상상태 회로를 얻을 수 있다.

$$V_{dc} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3/2}MI} (\cos \alpha - \frac{\omega L}{R_{eq}} \sin \alpha) \quad (7)$$

$$I_q = -\frac{V_{ab}}{R_{eq}} \sin \alpha, \quad I_d = 0 \quad (8)$$

제어변수 α 에 약간의 교란을 인가함으로써 가정을 두고 AC해석을 한다.

- 1) 교란의 곱은 무시한다.
- 2) 상차각 α 는 매우 작다.

SSVC 시스템의 상태방정식은 식 (9), (10)과 같다.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Ba \quad (9)$$

$$Q = Cx \quad (10)$$

여기서,

$$x = [i_q \ i_d \ v_{dc}]^T \quad (11)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L} & -\omega & 0 \\ \omega & -\frac{R_{eq}}{L} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{MI}{L} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{MI}{2C} & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{V_{ab}}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C = [-V_{ab} \ 0 \ 0] \quad (13)$$

SSVC 시스템의 전달함수는 식 (14)와 같다.

$$\frac{Q(s)}{a(s)} = \frac{N(s)}{M(s)} \quad (14)$$

여기서,

$$N(s) = -\frac{V_{ab}^2}{L} \left[s^2 + \frac{R_{eq}}{L} s + \frac{3MI^2}{4LC} \right] \quad (15)$$

$$M(s) = s^3 + \frac{2R_{eq}}{L} s^2 + \left\{ \left[\frac{R_{eq}}{L} \right]^2 + \frac{3MI^2}{4LC} + \omega^2 \right\} s + \frac{3MI^2 R_{eq}}{4L^2 C} \quad (16)$$

V. 설계

링크 리액터 L과 직류 커패시터 C를 시스템의 정격 용량에 관계없이 설계하도록 설계데이터는 다음의 기준치에 대해 단위법으로 구해졌다.

$V_{base} = V_{ab}$: 교류전원의 선간전압의 정격치

$I_{base} = I_{a1}$: 인버터전류의 기본파의 정격치

$VA_{base} = \sqrt{3}V_{ab}I_{a1}$: SSVC시스템의 정격용량
스위칭 패턴의 γ 에 대해, THDi 스펙을 만족하는 인덕턴스는 다음과 같다.

$$THD_i = \gamma \left[1 + \frac{1}{\sqrt{3}X_{L(PU)}} \right] \quad (17)$$

여기서,

$$\gamma = \left\{ \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{m_k}{k} \right)^2 \right\}^{1/2} \quad (18)$$

그리고 m_k 는 MI로 정규화한 k차 고조파의 진폭이다.

스위칭 패턴의 β 와 직류 커패시터 전압의 맥동률 RF_v 가 주어지면, 커패시턴스와의 관계는 식 (18)과 같다.

$$RF_v = \beta \frac{X_{C(PU)}}{V_{dc(PU)}} \quad (19)$$

여기서,

$$\beta = \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{I_{dck}}{k} \right)^2 \right\}^{1/2} \quad (20)$$

5kVA SSVC prototype의 설계 데이터들은 식 (19)와 같다.

$$V_{ab} = 220V, \quad R_{eq} = 0.5, \quad L = 10.5mH, \quad (21)$$

$C = 83.3\mu F, \quad MI = 1.03, \quad \beta = 0.0295, \quad \gamma = 0.0145$
그림 6은 식 (19)의 설계 데이터를 가진 시스템의 개루프 응답을 나타낸 것이다.

VI. 상차각 α 제어

그림 7은 PI제어기로 구성된 페루프 시스템의 블록다이어그램을 나타낸 것이다. PI제어기

의 전달함수는 식 (20)이다.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (22)$$

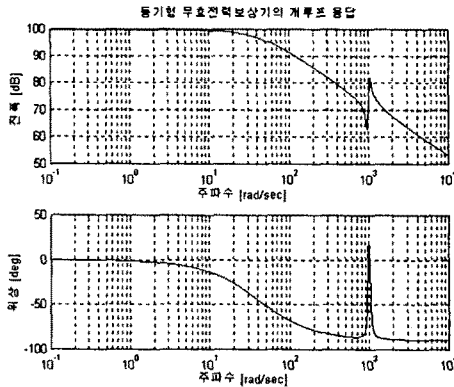


그림 6. SSSVC의 개루프 주파수응답

그리고, SSSVC 시스템의 폐루프 전달함수는 식 (21)이다.

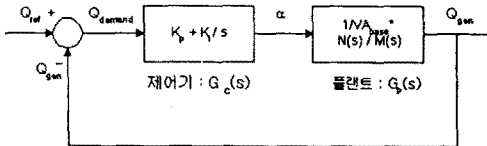


그림 7. SSSVC 폐루프 시스템의 블록다이아그램

$$\frac{Q_{gen}(s)}{Q_{ref}(s)} = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (23)$$

PI제어기의 적분상수 K_i 와 비례상수 K_p 는 아래와 같다.

$$K_i = 9.7363, \quad K_p = 0.2375 \quad (24)$$

그림 8은 부하역률의 스텝변화에 대한 폐루프 SSSVC 시스템의 과도응답을 나타낸 것으로 정상상태에 도달하는 데 1~2사이클이 걸림을 알 수 있다.

VII. 결론

본 논문에서, NPC인버터를 사용한 SSSVC를 제안하였다. 최적의 PWM 패턴과 상차각 α 제어기법을 사용하여, 리액티브 소자의 크기를 효과적으로 줄일 수 있고 SSSVC 시스템의

매우 빠른 응답을 얻을 수 있다.

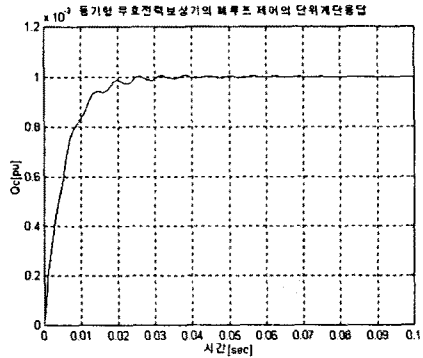


그림 9. SSSVC 시스템의 단위스텝 응답

참고문헌

- [1] Luis T. Moran, Phivos D. Ziogas, Geza Joos, " Analysis and Design of a Three-Phase Synchronous Solid-State Var Compensator", IEEE Trans on Ind. Appl., vol.25, no.4, pp. 598-608, Jul./Aug. 1989
- [2] Chun T. Rim, Nam S. Choi, Guk C. Cho, Gyu H. Cho, " A Complete DC and AC Analysis of Three-Phase Controlled Current PWM Rectifier Using Circuit D-Q Transformation", IEEE Trans. on P.E., vol.9, no.4, pp. 390-396, July 1994.
- [3] Akira Nabel, Isao Takahashi, Hirofumi Akagi, " A New Neutral-Pointed-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.1A-17, no.5, pp. 518-523, Sept./Oct. 1981.
- [4] Luis T. Moran, Phivos D. Ziogas, Geza Joos, " Analysis and Design of a Three-Phase Current Source Solid-State Var Compensator", IEEE Trans on Ind. Appl., vol.25, no.2, pp. 356-365, Mar./Apr. 1989
- [5] L Gyugyi, "Reactive Power generation and control by thyristor circuits", IEEE Trans, Ind, Appl., vol. IA-15, no.5, pp.521-532, Sept./Oct. 1979.