

펄스다중화 보조브리지회로를 이용한 새로운 구조의 36-펄스 전압원 컨버터

한병문, 백승택, 전영수
명지대학교

New Configuration of 36-pulse Voltage Source Converter
Using Pulse-Interleaving Auxiliary Bridge Circuit

B.M. Han, S.T. Baek, Y.S. Jon
Myongji University

Abstract -This paper proposes a new configuration of 36-pulse voltage source converter which consists of two 6-pulse bridges and a pulse-interleaving auxiliary circuit. The system topology of proposed converter was derived to increase the pulse number of converter output voltage without increasing the number of 6-pulse bridges. The gate pulse generation was analyzed using the theoretical approach of multi-pulse switching converter. The operational feasibility of proposed system was verified by computer simulations with PSCAD/EMTDC software and experimental works with 3kVA hardware prototype. The proposed converter can be widely used for the uninterruptible power supply, the power quality compensator, and the distributed power generation, such as solar and fuel cell power system.

1. 서 론

전력변환기에는 하나의 6-펄스 브리지를 구성하고 있는 각 반도체 스위치를 PWM(pulse width modulation) 방식으로 동작하는 PWM 컨버터, 그리고 2개 이상의 6-펄스 브리지에 출력교류 전주기당 한번의 스위칭을 하고 각 브리지의 출력을 변압기로 다중화하여 최종 출력을 형성하는 다중펄스컨버터가 있다. PWM 컨버터의 경우 통상 단일 브리지를 사용하므로 시스템이 간단하나 구성하고 있는 반도체스위치를 교류한주기당 다수의 스위칭을 요하여 이로부터 야기되는 스위칭손실이 크기 때문에 대용량에 적용이 어렵다. 반면에 다중펄스 컨버터는 교류한주기당 한번의 스위칭으로 스위칭손실은 적으나 출력파형의 고조파레벨을 낮추기 위해서는 다수의 브리지를 결합해야하므로 외형이 크고 비용이 높다.

전압원컨버터에서 출력파형의 펄스수를 증가하기 위해 초창기부터 여러 가지 방식이 제안되어 있었다[1,2]. 가장 원시적인 방식은 컨버터브리지 수와 교류출력 단에 결합되는 변압기의 수를 증가하여 펄스를 다중화 하는 것이다. 그런데 이 방식의 경우 출력파형의 고조파레벨은 낮추는 만큼 브리지와 변압기의 수가 증가하여 외형이 크고 가격이 높은 단점을 갖는다. 이러한 단점을 보완하고자 다중결합 보조변압기로 출력파형을 개선하고 브리지와 변압기 수를 증가하지 않는 방법이 제안되어 사용되어 왔다[3]. 그러나 이 경우 보조변압기의 절선구조가 복잡하여 제작이 어렵고 비용이 높은 단점을 갖는다.

다중결합 보조변압기를 사용하는 전압원 컨버터의 단점을 해결하기 위한 획기적인 방법으로 직류 단에 보조 브리지회로를 삽입하여 직류 단 일정전압에 다중펄스 형태의 전압을 중첩하여 출력파형을 형성하는 방법이 몇몇 연구자에 의해 제안되었다[1,2,3]. 그런데 이 방식의 경우 보조브리지회로에 사용되는 변압기에 증감 탭이 있는 변압기를 사용하는데 탭-변압기의 경우 외형이 크고 제작상 변압비가 정확하지 않아 출력파형의 대칭성이 결여되

어 고조파 발생이 우려된다.

본 연구에서는 통상의 단상변압기를 사용하는 보조브리지회로를 장착한 새로운 36-펄스 컨버터를 제안하고 동작과 성능의 타당성을 검증하기 위해 PSCAD/EMTDC 소프트웨어에 의한 시뮬레이션을 실시하였고 2kVA 하드웨어 시제품을 제작하여 실험을 실시하고자 한다.

2. 상간변압기를 이용한 이중접속 방식

상간변압기를 이용한 이중접속 방식 36펄스 인버터는 두 대의 3상 인버터 INVp와 INVq가 Y-Y, Y-Δ 위상변압기에 연결되어 그림 1과 같이 기본적으로 12스텝 인버터로 구성된다. 3상 인버터는 180° 도통방식으로 구동되며 서로 30°의 위상차를 갖도록 되어져 있다. 이 방식은 보조회로로서 상간변압기와 4개의 스위칭 소자를 이용하여 주입전압을 발생시켜 출력전압의 파형을 36펄스로 개선 할 수 있는 이중접속 방식의 인버터이다. 상간변압기는 중간 탭이 있는 변압기를 사용하였다. 입력측 전원 Vd에 연결된 보조회로의 전위 'A'와 'B' 사이에 주입전압을 발생시키며 주입 전압 V_{AB}는 보조회로에 이용된 스위치의 게이트 신호로 표현할 수 있다.

$$V_{AB} = (G_{S1} - G_{S3})V_d \tag{1}$$

이와 같이 보조회로에 의해서 발생한 전압 V_{AB}는 상간변압기의 턴수 비 1:k 로 인버터 입력측에 전압을 유기시키게 되는데 전위 'p'와 전위 'o' 그리고 전위 'q'와 전위 'o' 사이의 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{po} = k * V_{AB} \tag{2}$$

$$V_{qo} = -k * V_{AB} \tag{3}$$

각 3상 인버터의 입력전압은

$$V_{dp} = V_d + V_{po} \tag{4}$$

$$V_{dq} = V_d + V_{qo} \tag{5}$$

이고, 각 인버터의 출력전압은 다음과 같이 인버터의 입력전압과 인버터의 게이트 신호로 나타낼 수 있으며 이로부터 출력전압 V_{ab}를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{ab} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} [\sqrt{3}(G_X - G_Y)(1 + k(G_{S1} - G_{S3})) + (G_U - G_V + G_W)(1 - k(G_{S1} - G_{S3}))] \tag{6}$$

k=0.654 일 때 출력전압의 THD = 3.99%로 최소가 된다.[3]

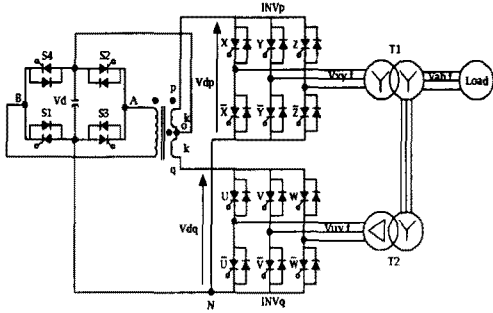


그림 1. 상간변압기를 이용한 이중접속 방식 36-펄스 인버터

3. 단상 변압기 보조브리지회로 방식

상간 변압기를 이용한 이중접속 방식은 중간에 탭-변압기를 사용하기 때문에 외형이 크고 제작 상 변압비가 정확하지 않아 출력파형의 대칭성이 결여되어 고조파 발생이 우려된다. 그렇기 때문에 본 논문에서는 단상변압기에 의한 펄스다중화 보조브리지회로를 갖는 방식의 36-펄스 전압원 컨버터를 제안하고자 한다. 운전원리의 이해를 돕기 위해서 컨버터 시스템이 완벽하다고 가정하였을 때 DC 캐패시터의 전압은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$V_{Cd} = V_{Cr} = V_C \quad (7)$$

그림 2에서 Y로 연결된 컨버터와 Δ로 연결된 컨버터의 전압은 DC 캐패시터 전압 (V_C)와 보조브리지회로의 주입 전압 (v_j)로 나타낼 수 있다.

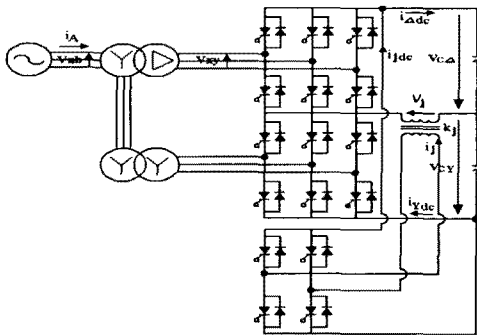


그림 2. 펄스 다중화 보조브리지회로를 이용한 36-펄스 전압원 컨버터

$$v_Y = V_{Cr} - v_j = V_C - v_j \quad (8)$$

$$v_{\Delta} = V_{Cd} + v_j = V_C + v_j \quad (9)$$

그러므로 주입전압 (v_j)에 의해서 두 대의 컨버터 출력 AC 전압을 동시에 조절할 수 있다. 주입전압 (v_j)는 보조브리지회로의 스위칭 패턴에 의해서 주입변압기의 비율이 결정된다. 주입전압 (v_j)는 영전압, ($k_j(V_{Cd} + V_{Cr})$), ($-k_j(V_{Cd} + V_{Cr})$) 인 3-레벨로 된다. 기본적으로 Y-Y와 Y-Δ 변압기로 연결된 두 대의 컨버터 시스템은 상전압의 30° 위상차에 의해서 12-펄스를 발생하게 되며 보조브리지회로는 30° 마다 변

화되기 때문에 주입 전압 (v_j)는 기본 주파수에 6배에 해당하는 펄스를 발생하게 되며 컨버터 시스템의 변압기 1차측에 36-펄스의 전압을 형성하게 된다. 그림 2와 같은 2-레벨 풀브리지의 경우 스위칭 각을 30° 겹쳐서 3-레벨을 형성하기 때문에 DC 활용이 $\frac{V_{dc}}{2}$ 인 반면 반브리지의 경우 직접 보조브리지의 스위칭 각 γ 를 조절하여 3-레벨을 형성하기 때문에 DC 활용을 V_{dc} 로 할 수 있다. 이는 결국 보조브리지회로의 주입변압기의 변압 비율인데 2-레벨 풀브리지인 경우 $k_j = 0.3273$ 일 때 출력 상전압의 THD=5.09%로 최소가 되고 반브리지의 경우 $k_j = 0.654$ 일 때 출력전압의 THD = 3.99%로 최소가 된다.[8]

그림 2는 보조브리지회로가 2-레벨 풀브리지 형태이며 그림 9에서는 보조브리지회로가 3-레벨 반브리지의 경우로 시뮬레이션을 하였다.

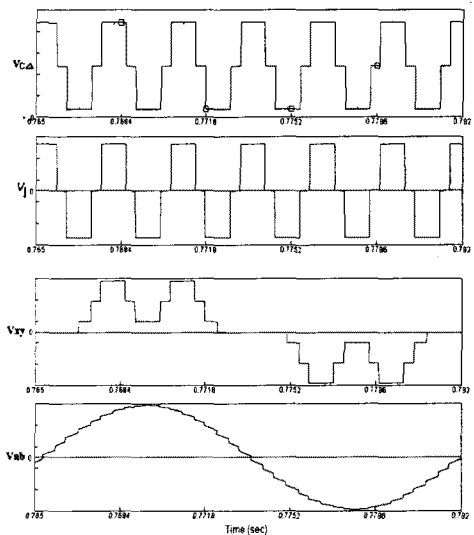


그림 3. 펄스다중화 보조브리지회로 전압원 컨버터의 각파형

4. STATCOM의 동작원리 및 역할보상원리

4.1 STATCOM의 동작원리

인버터식 무효전력보상기인 STATCOM과 교류계통 사이에 교환되는 무효전력의 양은 인버터 출력전압의 크기에 따라 정해진다. 그림 4는 무효전력보상기가 교류계통에 연결된 것을 가상하여 보상기에서 들여다 본 태브 단상등가회로를 나타낸 것이다. 인버터와 교류계통 사이의 유·무효전력 교환은 인버터출력전압, 교류단자전압, 양단의 위상각에 의해 제어 가능하다. 만일 인버터 출력전압 V_i 와 교류단자전압 V_T 가 동일한 위상각을 갖고 $V_i < V_T$ 이면, 교류계통은 보상기에 무효전력을 공급하고, $V_i > V_T$ 이면 교류계통은 보상기로부터 무효전력을 공급받는다. 그리고 $V_i = V_T$ 이면 무효전력의 출력은 0이 된다. 또한 인버터출력전압이 교류단자전압보다 진상이면 보상기는 유효전력을 교류계통에 공급하고 이때 직류 캐패시터에 저장된 에너지가 계통으로 방출하게 되며, 인버터출력전압이 교류단자전압에 대해 지상이면 교류계통으로부터 유효전력을 흡수하여 직류캐패시터에 에너지를 저장한다.

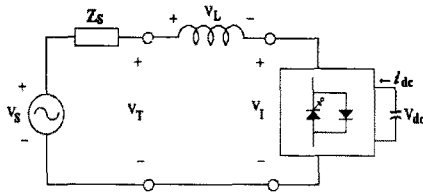


그림 4. STATCOM의 단상등가회로

인버터식 무효전력보상기가 진상영역에서 지상으로, 또는 지상에서 진상으로 상태 전환을 할 때 직류 캐패시터의 전압을 가변 시켜야 하는데 이를 위해서도 위상차 조절은 보상기의 동작시 연속적으로 이루어진다. 결과적으로 인버터출력전압과 교류단자전압의 크기와 위상차에 의해 무효전력의 연속적인 동적보상이 가능하다.

그림 5는 보상기의 동작을 설명하기 위해 벡터선도로 인버터출력전압 V_I , 교류단자전압 V_T , 리액턴스전압 V_L , 그리고 선로전류 I 를 위상각 α 에 대한 크기와 위상 관계를 나타낸 것이다. 그림 5(a)와 5(b)는 V_I 와 V_T 가 동상으로 크기에 따라 유도성과 용량성 무효전력을 생성하는 것을 보이고 있다. 그림 5(c)와 5(d)는 V_I 와 V_T 가 위상각 $\pm\alpha$ 를 갖고 유효전력을 교류계통으로부터 흡수 또는 공급하는 것을 보이고 있다.

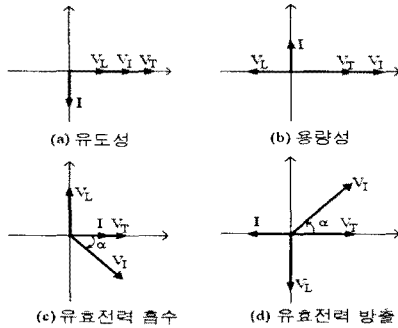


그림 5. STATCOM의 벡터선도

위와 같은 방식으로 전원전압에 대한 인버터의 출력전압의 위상각 $\pm\alpha$ 를 변화함에 따라 전원측과 인버터 측의 전력흐름을 조절하여 직류캐패시터의 전압의 크기를 가변할 수 있게 되고 인버터 출력전압의 크기를 제어할 수 있게 된다.[4]

4.2 STATCOM의 역률보상원리

역률개선의 기능을 설명하기 위하여 간단한 계통도를 다음의 그림 6에 나타내었으며, 부하단 지점의 역률을 개선하기 위하여 보상기가 병렬로 부가되어 있다.

부하전류 I_L 은 다음식 (10)과 같고 실수부 I_R 과 허수부 I_X 의 성분으로 표현되는데, 이에 대한 벡터도가 그림 7에 나타나고 있으며 부하의 R(G),X(B)의 성분에 의하여 ϕ_L 이 결정된다.

$$I_L = V(G_L + jB_L) = VG_L + jVB_L = I_R + jI_X \quad (10)$$

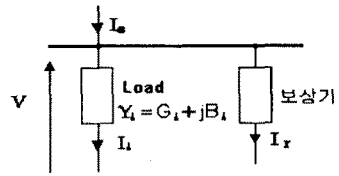


그림 6. 역률보상기능을 설명하기 위한 간단한 계통도

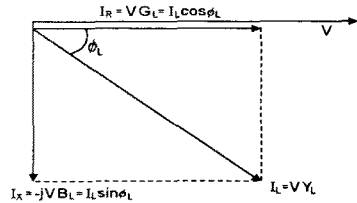


그림 7. 임의의 부하에서 전압 및 전류 벡터도

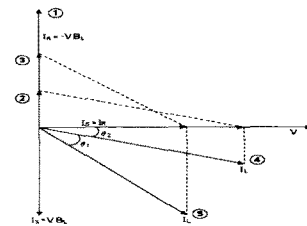


그림 8. 역률개선 기능의 벡터도

그림 8은 역률개선 기능의 벡터도로써 선로전류 I_s 와 부하단전압 V 의 위상이 동상이 되도록 제어됨을 알 수 있다. 부하는 유도성부하로써 지상전류가 흐르도록 가정하였고 따라서 보상기의 전류는 용량성 진상전류가 되어야 효과적인 역률제어가 가능함을 알 수 있다. 어떠한 부하상태에서 부하전류 I_L 의 크기와 방향이 ⑤와 같이 정해졌다고 하면 이 때의 보상기전류 I_r 벡터의 크기와 방향은 ③과 같을 때에 전압 V 와 전류 I_s 의 동상을 유지할 수 있게 된다.

또한 이 상태에서 I_r 을 ①②와 같이 크기를 조절하면 선로전류 I_s 를 진/지상으로 변화가 가능함을 알 수 있다. 결국 보상기전류 I_r 의 크기를 제어함으로써 역률제어가 가능하며, 여기서는 부하단이 지상전류를 야기할 경우만의 예를 설명하고 있지만 용량성 부하일 경우도 보상기를 유도성으로 동작시킴으로써 역시 역률제어가 가능함을 알 수 있다.[4~8]

5. 펄스다중화 보조브리지회로를 이용한 36 펄스 전압원 컨버터의 역률 보상 시뮬레이션

펄스다중화 보조브리지회로를 이용한 36-펄스 전압원 컨버터의 역률보상시 동작특성 및 제어기의 성능해석을 위하여 EMTDC/PSCAD를 이용하여 모델링 하였다. 시뮬레이션 모형은 3상 220V, 2KVA로 구성하였으며 시뮬레이션에 사용된 회로정수는 표 1에 나타나 있다.

그림 9의 펄스다중화 보조브리지회로를 이용한 36-펄스 전압원 컨버터 시스템은 STATCOM 동작에서 역률을 개선하기 위해 STATCOM 지상 부하역률에 대해 부하전류의 무효분 i_q 와 크기는 같고 부호가 반대인 무효분전류 $-i_q$ 를 공급하여야 한다. 따라서, $-i_q$ 는 i_q^* 가 된다. 역시 i_q^* 와 STATCOM 주입 전류의 무효분 i_q 가 비교된 후 그 차는 PI 전류제어기를 거쳐 36-펄스 전압원 컨버터의 점화각 α^* 를 형성한다. 따라서 부하전류의 무효분을 STATCOM의 무효전류로 보상함으로써 모선단의 역률을 1로 할 수 있다. 그림 11과 12는 이러한 회로 정수와 제어에 의한 EMTDC/PSCAD 시뮬레이션 결과 파형을 나타내었다.

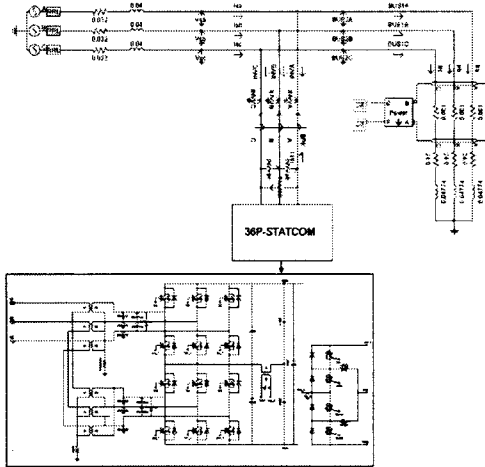


그림 9. EMTDC/PSCAD 시뮬레이션 모형

표 1. 시뮬레이션 회로정수

모선 전압	220[V]
모선 주파수	60[Hz]
선로인덕턴스	40[mH]
부하역률	0.8
부하 (R, L)	20[Ω], 47.74[mH]

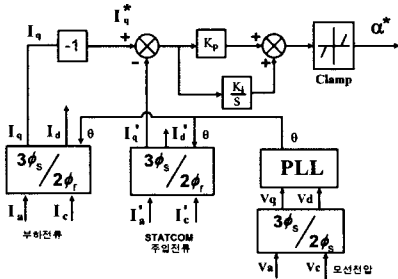


그림 10. STATCOM 제어 블록도

그림 11에서 역률이 0.8인 지상부하의 전원전압과 전원전류 파형이 36-펄스 컨버터인 STATCOM 투입시에 빠르게 응답하여 역률이 1이 되는 것을 확인할 수 있다. 그림 12에서는 본 논문에서 제안하는 시스템에 의해서 36-펄스를 형성하여 역률을 보상하는 각부의 파형을 보여주고 있다.

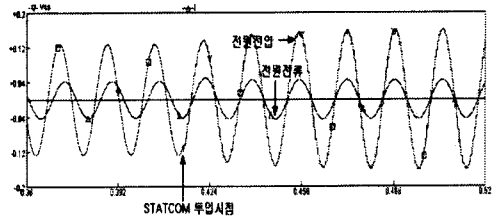


그림 11. 펄스다중화 보조브리지회로를 이용한 36-펄스 전압원 컨버터의 역률보상파형(전원전류*10배)

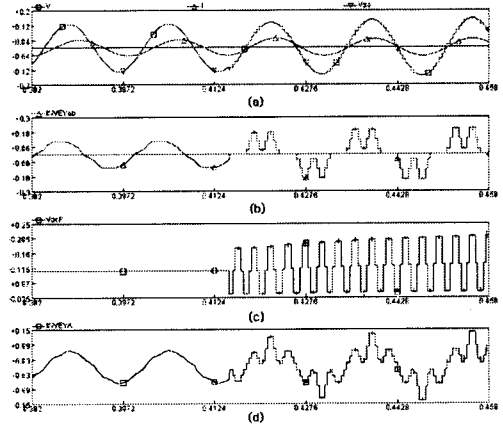


그림 12. 펄스다중화 보조브리지회로를 이용한 36-펄스 전압원 컨버터의 제어기 투입시 각부 파형

- (a) 전원전압, 전원전류 역률 보상 파형
- (b) 변압기 2차측(컨버터단) 출력 선간전압 파형
- (c) 직류캐패시터 VdcP 출력 전압 파형
- (d) 변압기 2차측(컨버터단) 출력 상전압 파형

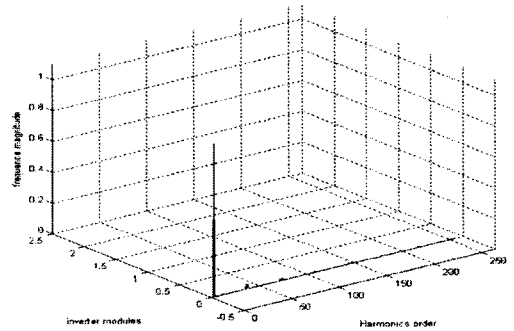


그림 13. MATLAB에 의한 FFT 분석

그림 13은 시뮬레이션의 데이터를 이용하여 펄스 다중화 보조브리지회로를 이용한 36-펄스 전압원 컨버터의 출력 전원전압 파형 FFT를 MATLAB으로 분석한 것이다. 고조파의 함유율이 기본파와 비교하여 현저히 낮음을 확인할 수 있다.

6. 결론

본 논문에서는 2대의 6-펄스 컨버터브리지와 변압기가 펄스다중화 보조브리지회로와 결합된 새로운 구조의 36-

필스 전력변환기를 제안하였다.

제안하는 시스템의 동작과 성능을 검증할 목적으로 PSCAD/EMTDC 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 실시하였다. 또한 하드웨어 구현 타당성을 검증할 목적으로 2kVA 용량의 하드웨어 프로토타입을 제작하여 실험을 실시할 예정이다. 시뮬레이션 결과 제안하는 컨버터는 대체에너지 전원장치와 전력품질 보상장치로 활용이 가능함을 알 수 있었다.

제안하는 전력변환기는 외형이 적고 비용이 낮아 대체 에너지에서 생산된 전력을 공급하는 전원장치, 그리고 정보통신기와 자동화기의 가용신뢰도 향상에 이용되는 전력품질 보상장치에 적극 활용 가능할 것으로 보인다.

감사의 글

본 연구는 과학기술부 및 한국과학재단의 ERC 프로그램을 통한 지원으로 이루어졌으며 이에 감사를 드립니다.

[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 trans. Power Syst, Vol. 8, No. 1, pp. 371~377, Feb. 1993.
- [2] C. Schauder, et. al., "Development of a ± 100 Mvar static condenser for voltage control of transmission systems", IEEE Trans. Power Deliv., Vol. 10, No. 3, pp. 1486~1493, July. 1995.
- [3] 김태훈, 배영상, 최세완, 이왕하 "이중접속방식의 멀티스텝 인버터를 이용한 대용량 STATCOM의 개발" 전력전자 학회 논문지, 제9권, 제1호, pp.36-41, 2004.
- [4] 박지용, 박덕희, 한병문, "STATCOM의 전압안정도개선 및 역률 보상 특성 분석" 전기학회 논문지, 제48A권, 제12호, pp.1507~1513, 1999.
- [5] N. G. Hingorani, "Flexible AC Transmission", IEEE SPECTRUM April, 1993, pp. 40-45.
- [6] C. W. Edward, et al, "Advanced Static Var Generator employing GTO Thyristors", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 3, NO. 4, Oct. 1988, pp. 1622-1627.
- [7] 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-IPWRS, Jan. 26-30, 1992.
- [8] Yonghe H. Liu, et, al., "A New High-Pulse Voltage-Sourced Converter for HVdc Transmission", IEEE Trans. on Power Deliv. Vol. 18, No. 4 Oct, 2003, pp. 1388~1393.