싸이리스터 PWM 컨버터를 이용한 초전도자기에너지저장장치의 전력변환기

論 文
50A-6-6

Power Conditioning System for SMES Using Thyristor PWM Converter

*韓 炳 文
(Byung-Moon Han)

Abstract - This paper proposes a new power conditioning system for the SMES composed of a thyristor PWM converter with a resonant commutation circuit. The operation of the proposed system and the dynamic interaction between SMES and the power system is analyzed by a theoretical approach with equivalent circuits and verified by computer simulations with EMTP, considering a typical 154kV power system. The proposed system can provide a solution for the power factor regulation and harmonic level reduction in the ac terminal with low-cost system configuration.

Key Words : SMES(superconducting magnetic energy storage), thyristor PWM converter, resonant commutation circuit, EMTP(electro-magnetic transients program)

1. 서 론

초전도자기에너지저장장치는 초전도코일, 냉각장치, 전력변환기로 구성되어 있는데 전력변환기는 전력용 스위칭소자의 개발과 더불어 그 동안 많은 연구가 진행되어 왔다. 초창기에는 위상제어 싸이리스터 컨버터가 전력변환기로 제안되었으나 코일전류의 레벨이 낮을 경우 교류 측에서 무효전력을 소모하는 단점을 갖는다.[1] 80년대 후반에는 대용량 GTO가 개발되면서 이를 이용한 전류원 컨버터가 전력변환기로 제안되었는데, 이들 컨버터는 다중펄스 모드 또는 PWM 모드로 동작한다.[2] 그러나 이들 컨버터의 경우 하드스위칭에 따른 스위칭손실이 너무 커 대용량의 경우 경제성 문제가 대두되었다. 그 후 GTO를 이용한 대용량 전압원 컨버터가 개발되면서 여기에 2상한초퍼를 결합한 전력변환기가 제안되었는데 이 변환기의 경우 전력계통의 요구를 완벽하게 충족하는 장점은 가지나 2중 스위칭에 따른 손실이 크고 컨버터의 비용이 높은 단점을 갖는다.[3,4] 최근 전력품질을 보상할 목적으로 Micro-SMES에 관한 연구가 활발히 진행되고 있는데 전력변환기로는 IGBT를 이용한 2상한초퍼와 전압원인버터를 결합하여 사용하고 있다. 이 경우 전력변환기의 스위칭손실에 따른 효율저하가 경제성 논란의 관건이다.[5,6]

본 논문에서는 1MWh급 SMES용 전력변환기의 새로운 시스템 구성과 기본모듈로 싸이리스터브리지 직류단에 커뮤테이션 공진회로를 부착하여 PWM 모드로 동작하는 전류원인버터를 제안한다. 제안하는 전류원인버터의 동작을 분석 및 검증할 목적으로 EMTP에 의한 시뮬레이션을 실시한다. 또한 1MWh급 SMES가 154kV 전력계통과 연계되어 동작할 때의 동적 특성을 분석하고 그 결과를 기술한다.

2. SMES 요구도 분석

1MWh급 SMES는 전력계통에서 단기 부하평준화와 계통안정화에 사용 가능하여 고온초전도체 개발이후 많은 연구가 관심있게 진행되고 있다.

SMES는 잉여 전력을 직류로 변환하여 초전도 코일에 저장하였다가 수요 발생 시 이를 다시 교류로 변환하여 공급한다. 따라서 SMES용 전력변환기는 초전도코일과 교류계통을 연계하는 역할을 갖고 특성상 다음 기능이 요구된다.

- ㅇ 대전류 동작을 위한 소자와 브리지의 병렬결합이 용이해야 함.
- ㅇ 전력변환이 양방향성이어야 하고 전환이 신속해야 함.
- ㅇ 무효전력의 소모가 적고 전력변환에 의한 손실이 적어야 함.
- ㅇ 교류단에서 유·무효전력의 독립제어가 가능해야 함.

본 연구에서는 1MWh 저장용량을 갖고 10MW의 전력을 저장 또는 방출 가능한 SMES 시스템을 기준으로 코일의 전류용량 및 유기전압을 도출하고 전력변환기의 개념설계를 실시한다. 코일의 인덕턴스는 12H로 하고 최대전류는 25kA 이고 최소전류는 5kA로 설정하였다. 따라서 코일의 유기전압은 400V에서 2000V까지 변한다.

코일의 전기적 특성을 효과적으로 설명하기 위해 코일의 충전상태와 부하분담을 단위화하여 표현한 충전계수와 부하계수를 다음과 같이 정의한다.

* 正 會 員 : 明知大 電氣學科 副敎授 · 工博
接受日字 : 2001年 4月 10日
最終完了 : 2001年 5月 25日

$$C_f = \frac{E}{E_{max}} = \left(\frac{I_d}{I_{max}}\right)^2 \quad (1)$$

$$L_f = \frac{I_d \cdot V_d}{P_{max}} \quad (2)$$

여기서, E : 저장에너지
Emax : 최대저장에너지
Id : 코일전류
Imax : 코일최대전류
Vd : 코일전압
Pmax : 코일최대출력

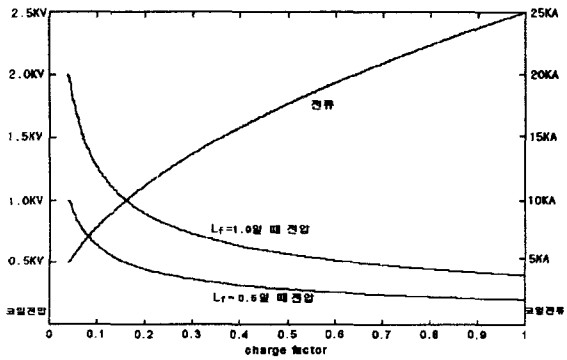


그림 1. 충전계수에 따른 초전도 코일의 전류와 전압
Fig 1. Coil current and voltage w.r.t. charge factor

그림 1은 초전도코일의 전류와 전압이 충전계수에 따라 어떻게 변하는 가를 부하계수 50%와 100%에대해 도시한 것이다.

한편 전력변환기는 코일전류 25kA와 유기전압 2000V 상태에서 동작하여야 한다. 코일의 유기전압은 싸이리스터 단일소자의 내압으로 충분하나 코일의 최대전류는 단일소자의 정격을 10배 가량 초과한다.

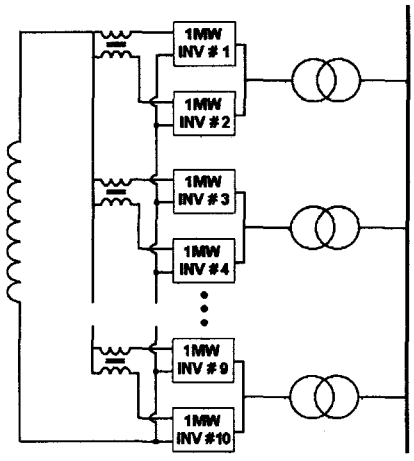


그림 2. 10MW 용량 SMES 구성도
Fig 2. 10MW SMES configuration

따라서 본 논문에서는 그림 2에 보인 바와 같이 1MW 용량 인버터모듈 10기를 병렬로 연결하여 구성한다. 각 인버터 모듈은 공진형 싸이리스터 PWM 컨버터로 구성하는 것을 제안한다. 인버터모듈이 PWM으로 동작하면 변조계수와 점호각을 독립적으로 제어하여 역률보상이 가능하다.

그러나 본 연구에서는 저 변조계수 시 발생하는 교류전류의 고조파 증가를 방지하기 위해 2개의 인버터모듈이 1쌍을 이루어 상, 하단모듈의 변조계수는 고정하고 상이한 점호각으로 동작시켜 역률을 보상한다. 이때 각 모듈은 코일전류의 균등분담을 위해 직류단에 자기결합 리액터를 통해 연결한다.

3. 싸이리스터 PWM 인버터

그림 3은 편의상 인버터모듈 하나의 기본구성을 나타낸 것인데 싸이리스터 브리지의 직류단에 커뮤테이션을 위한 공진회로가 병렬로 부착된 구조를 갖고 있다. 싸이리스터 브리지는 위상제어 정류기와 동일한 구조이고 커뮤테이션회로는 LC공진회로와 이에 병렬로 연결된 싸이리스터 T7과 직렬로 연결된 T8으로 구성되어 있다[6].

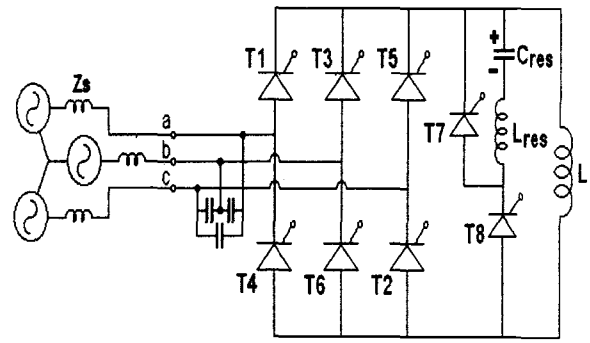


그림 3. 싸이리스터 PWM 인버터
Fig 3. Thristor PWM inverter

제안하는 인버터는 위상제어정류기용 싸이리스터를 사용할 경우 교류 반주기당 3~5 펄스의 PWM 스위칭이 가능하다. 또한 자기소호형 스위치를 사용하는 인버터에 비해 스위칭손실이 적고 소자의 직렬동작이 용이하여 교류운용전압에 적절한 시스템구현이 가능하다.

그림 4는 주 스위치에 공급될 PWM 펄스를 생성하는 원리를 나타낸 것이다. 반송파로는 $0 \sim \pi/3$와 $2\pi/3 \sim \pi$에는 삼각파가 대칭으로 존재하고 $\pi/3$와 $2\pi/3$ 사이에는 공백인 형태가 사용되고 기준신호로는 $\pi/3$ 간격을 갖는 대칭형 사다리꼴 파형이 사용된다. 펄스는 $\pi/3$ 간격으로 기준신호를 반송파와 비교하여 기준신호가 큰 곳에서 생성되는데, 이 때 펄스 폭은 모듈레이션 계수를 변경하므로 조절된다. 모듈레이션 계수는 기준신호 진폭과 반송파 진폭의 비를 의미하며 전류원의 경우 이 계수가 영이라도 출력전류는 영이 아닌 낮은 값을 갖는다. 일반적으로 모듈레이션 계수가 증가하면 직류 전류의 크기가 증가하고 교류 전류의 고조파 수준이 감소한다.

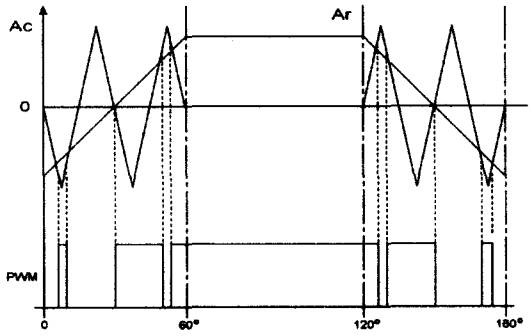


그림 4. 전류원인버터의 PWM방식
Fig. 4. PWM pattern of current source inverter

4. 인버터동작 분석

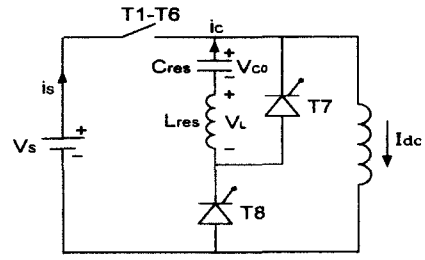
그림 5는 제안하는 인버터의 커뮤테이션 동작을 모드별로 나타낸 것이다. 그림 5(a)는 회로의 초기상태를 나타낸 것으로 먼저 공진회로의 캐패시터는 초기전압 Vco로 충전되어 있는 것으로 하고 인버터브리지의 싸이리스터 T1과 T6가 오프상태인 것으로 가정한다. 또한 입력교류전압 Vs의 주기는 PWM 동작을 위한 커뮤테이션 주기에 비해 대단히 길기 때문에 편의상 직류전원 Vs로 가정하였다.

그림 5(b)는 첫 번째 동작모드로 인버터스위치 T1과 T6가 닫히면서 에너지저장용 리액터에 전류가 흐르는 것을 나타낸다. 이 모드에서 공진캐패시터는 예상되는 링크전압보다 훨씬 더 높은 정방향 전압으로 충전되어 있다. 그림 5(c)의 모드 2는 싸이리스터 T8이 온이 되면서 시작된다. 공진캐패시터에 저장된 에너지는 T8, L_{res}, C_{res}, 그리고 I_{dc} 전류원으로 구성되는 바이패스 회로에 의해 공진전류 $i_c(t)$를 증가시킨다. $i_c(t)$가 I_{dc}에 도달하면 인버터 스위치 T1과 T6는 손실없이 자연적으로 전류가 오프되어 그림 5(d)에 보인 모드 3으로 동작한다.

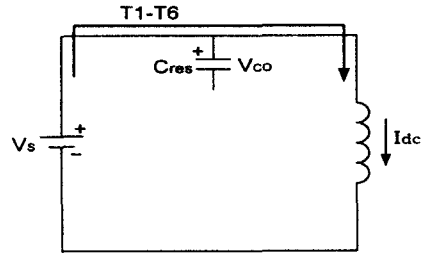
모드 3에서 에너지저장리액터는 공진캐패시터를 역방향으로 충전시키는 동작을 한다. 에너지저장리액터의 자기에너지는 공진캐패시터로 옮겨져 캐패시터의 전압은 서서히 상승한다. 인버터브리지의 다른 쌍의 스위치들이 턴온이 되면 그림 5(e)와 같이 2개의 전류루프가 존재하는데 공진캐패시터가 완전히 충전되었을 때 인버터로부터 전류 I_{dc}가 에너지저장리액터로 흘러 싸이리스터 T8은 그림 5(f)와 같이 오프되고 캐패시터는 충전상태를 유지한다. 이 시점에서 공진캐패시터의 전압은 극성이 그림 5(b)와 반대인 것을 제외하고는 동일한 상태이다. 그림 5(g)는 이 캐패시터전압을 모드 1의 상태로 반전시키기 위한 동작모드로 T7을 턴온시켜 공진특성을 이용한다

각 동작모드의 전류와 전압의 관계를 구하기 위해서는 회로방정식의 유도가 필요한데 먼저 모드 2의 동작동안 회로방정식은 다음과 같다.

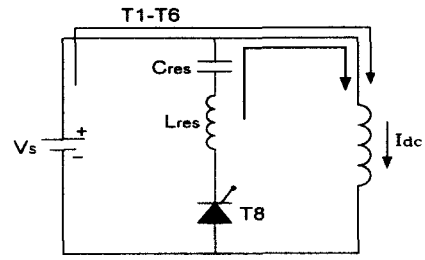
$$V_s = v_c(t) + v_L(t) = \frac{1}{C_{res}} \int i_c(t)dt + L_{res}\frac{di_c(t)}{dt} \quad (3)$$



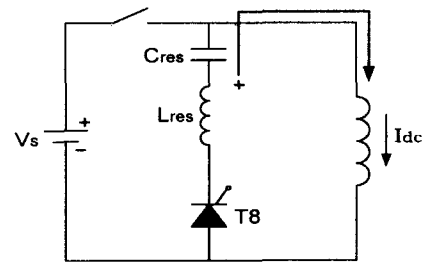
(a) 초기상태



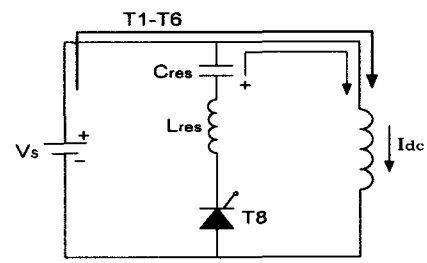
(b) 모드 1



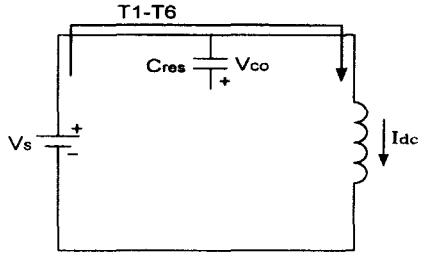
(c) 모드 2



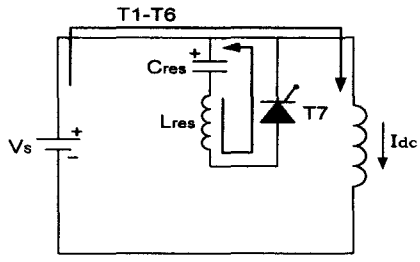
(d) 모드 3



(e) 모드 4



(f) 모드 5



(g) 모드 6

그림 5. 커뮤테이션 동작 모드

Fig 5. Commutation operation Mode

방정식 (3)을 캐패시터전류 $i_c(t)$에 대해 풀면 다음 관계를 얻는다.

$$i_c(t)=\frac{1}{\omega L_{res}}(V_s-V_{co})\sin\omega t \qquad (4)$$

여기서, $\omega=1/\sqrt{L_{res}C_{res}}$

한편 Kirchhoff의 전류법칙에 의해 다음식이 유도된다.

$$i_s(t)=I_{dc}-i_c(t) \qquad (5)$$

전원에서 공급되는 전류 $i_s(t)$는 식 (4)와 (5)에 의해 다음식으로 표현된다.

$$i_s(t)=I_{dc}-\sqrt{\frac{C_{res}}{L_{res}}}(V_s-V_{co})\sin\omega t \qquad (6)$$

전류 $i_s(t)$ 를 0보다 작게 만들기 위해서는 방정식 (6)의 우변을 영보다 작거나 같게 해야 한다. 따라서 $\omega t=\pi/2$일 때 다음 관계가 유도된다.

$$\sqrt{\frac{C_{res}}{L_{res}}}(V_{co}-V_s)\geq I_{dc} \qquad (7)$$

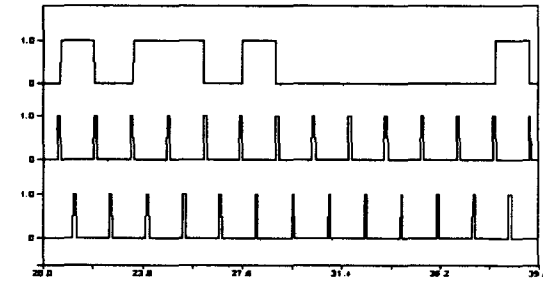
$$V_{co}\geq I_{dc}\sqrt{\frac{L_{res}}{C_{res}}}+V_s \qquad (8)$$

만일 V_{co}가 충분히 클 경우 입력 전류의 감쇠는 빠르지만 이 감쇠시간은 인버터브리지에 있는 싸이리스터의 턴오프 시간과 역회복시간 보다 커야한다. 따라서 최소 역회복시간 t_p에 대해 방정식 (6)은 다음과 같이 정의할 수 있다.

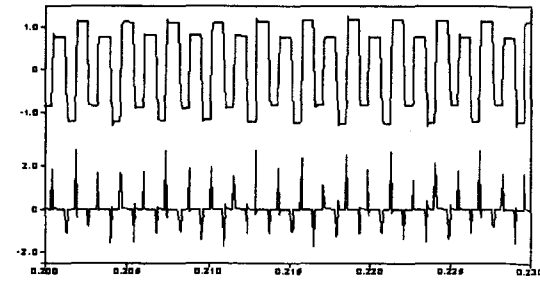
$$I_{dc}+\sqrt{\frac{C_{res}}{L_{res}}}(V_s-V_{co})\sin\omega t_p\leq 0 \qquad (9)$$

$$V_{co}\geq\frac{I_{dc}}{\sin\omega t_p}\sqrt{\frac{L_{res}}{C_{res}}}+V_s \qquad (10)$$

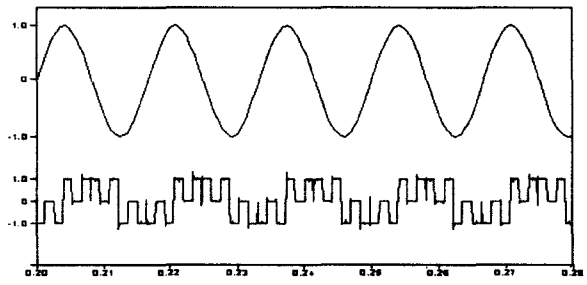
제안하는 인버터모듈의 동작을 검증할 목적으로 EMTP를 이용한 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션은 1MW 인버터 모듈 한기를 가상하고 코일전류도 하나의 모듈이 분담하는 2.5kA로 가정하였다. 그림 6(a)는 주스위치 게이트펄스와 보조스위치 게이트 펄스를 나타낸 것이다. 보조스위치 게이트 펄스는 주스위치가 떨어지는 점에서 발생한다. 그림 6(b)는 공진캐패시터에 걸리는 전압과 흐르는 전류를 나타낸 것이다. 그림 6(c)는 초전도코일을 일정시간 충전하다가 갑자기 방전할 때의 교류전압과 전류의 A상 파형을 나타낸 것이다. 전압에 대한 전류의 위상이 진상 또는 지상으로 적절히 천이함을 알 수 있다. 그림 6(d)는 충방전 시 초전도코일의 전류변화를 나타낸 것이다. 예측한 대로 코일전류는 방전시 계통으로 에너지를 방출하여 하강하고 충전시 계통으로부터 에너지를 흡수하여 상승함을 알 수 있다.



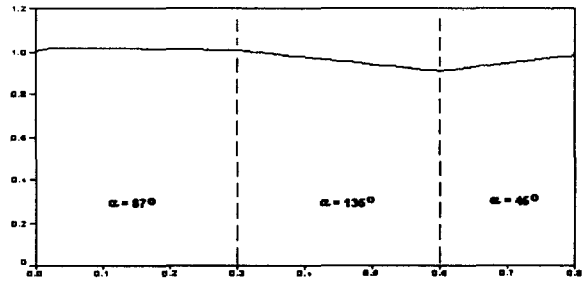
(a) 생성된 공진펄스



(b) 공진캐패시터 전압과 전류



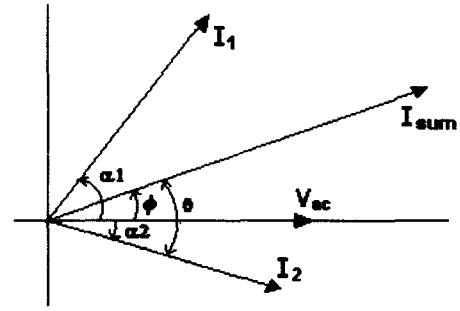
(c) 모선 전압과 전류의 파형



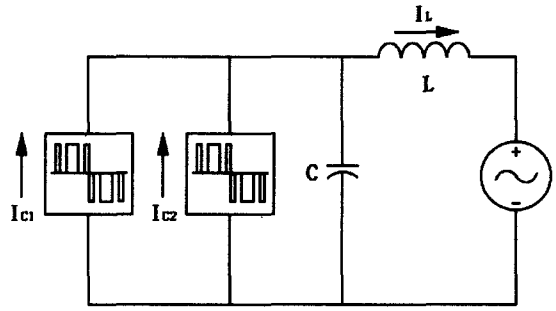
(d) 직류리액터의 전류변화

그림 6. 시뮬레이션 파형

Fig 6. Simulation waveform



(a) 전류전압 페이서도



(b) 단상등가회로

그림 7. 응동해석 페이서도 및 등가회로

Fig 7. Phasor diagram and equivalent circuit for dynamic response and gain

5. 계통응동 분석

한쌍의 전류원인버터로 무효전력을 제어하는 원리는 그림 7(a)의 페이서도에 의해 설명 가능하다. 이 그림에서 전류 I1과 I2는 한쌍의 인버터를 구성하는 각 모듈의 교류전류를 나타내며, 각 α1과 α2 는 교류모선전압에 대한 각 전류의 상대적인 위상각을 나타낸다. Isum은 전류 I1과 I2의 벡터 합으로 한쌍의 인버터가 갖는 교류전류를 나타낸다. 코일 전류가 대단히 클 경우, Isum이 코일 전류보다 적도록 하면 변압기의 용량을 감소시킬 수 있음으로 점호각 증가가 가능하다. 따라서 과다한 코일전류는 인버터 내에서 환류함으로 변압기 용량의 감소가 가능하다. 변압기의 용량은 코일전류의 최대치로 결정되는 것이 아니고 필요한 출력 수준에 의해 정해진다.

제안하는 전력변환기와 교류계통과의 동적응동은 그림 7(b)의 단상 등가회로에 의해 해석 가능하다. 이 모델에서 전류 Ic1과 Ic2는 각 전류원 인버터가 생성하는 전류를 나타내며, 2개의 전류원은 출력의 크기는 동일하나 교류 전압에 대한 상대 위상이 다르다. 캐패시터 C는 인버터 교류단에 연결된 필터 캐패시터이고, 인덕터 L은 변압기의 누설 인덕턴스를 나타낸다.

이상의 등가회로에서 중첩의 정리를 적용하면 전류 IL은 다음과 같다.

$$I_L(t) = I_{L1}(t) + I_{L2}(t) + I_{L3}(t) \qquad (11)$$

IL1과 IL2는 전류원 Ic1과 Ic2의 기본파 성분에 의한 인덕터에 흐르는 전류로 다음과 같이 표현된다.

$$I_{L1}(t) = I\sin(\omega t + \alpha_1) \qquad (12)$$

$$I_{L2}(t) = I\sin(\omega t + \alpha_2) \qquad (13)$$

각 α1과 α2는 교류 전압과 각 컨버터 전류의 기본파와의 위상차를 의미하고 전류 I의 값은 다음 수식으로 나타내진다.

$$I = \frac{1.73 I_{smes}}{\pi(1-\omega^2 LC)} \qquad (14)$$

여기서, Ismes는 코일 전류이다.

IL3는 전압원 Vac의 기본파 성분에 의해 캐패시터로 흐르는 전류로 다음 수식으로 나타내 진다.

$$I_{L3}(t) = \left(\frac{\omega CV}{1-\omega^2 LC}\right)\sin(\omega t - 90) \qquad (15)$$

시스템을 위한 제어 알고리즘은 교류 시스템의 유효전력 P와 무효전력 Q의 요구에 대해 오픈 루프로 가정한다. 그림 8은 시스템의 시뮬레이션 제어 블록도를 나타낸 것이다. 입

력은 유효전력 P와 교류 부하의 변위 벡터 DF, 코일에 흐르는 전류 Ismes와 교류 모선전압 V이다. 제어기의 출력은 두 개의 인버터의 점호각 $\alpha 1$과 $\alpha 2$이다.

L과 C는 변압기 누설 인덕턴스와 하이브리드 컨버터의 커뮤테이션 캐패시터이다. 필터의 캐패시턴스와 교류 시스템의 인턱턴스는 무시된다.

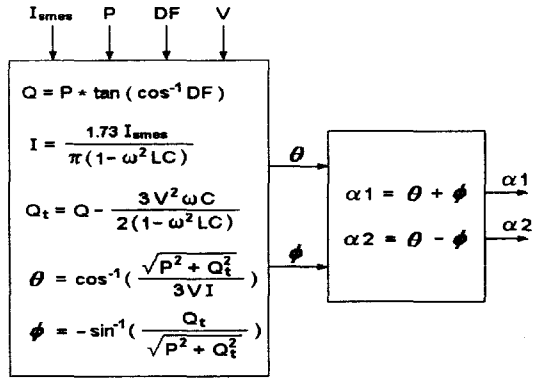


그림 8. 제어블록도

Fig 8. Control block diagram

점호각 지연의 원리에서 $\alpha 1$과 $\alpha 2$는 교류 송전 시스템의 모선 전압과 동기화되어야 한다. 점호 신호는 고조파 문제를 피하기 위하여 교류 전압의 기본 성분의 정상분과 동기화 되어야 한다. 동기화 회로는 마지막 반주기에 대해서 각각 적분함으로써 각상의 정상분에 관계하는 푸리에 계수를 결정한다.

6. 계통응동 시뮬레이션

초전도 코일과 전력회로와의 동적응동을 분석하기 위한 SMES를 포함한 전체 전력계통의 시뮬레이션 모델은 그림 9에 보인 것과 같다. 10MW 전력용량을 갖는 전력변환기가 25kA의 전류를 갖는 초전도 코일과 154kV의 교류모선에 연결된 것을 가상하였다.

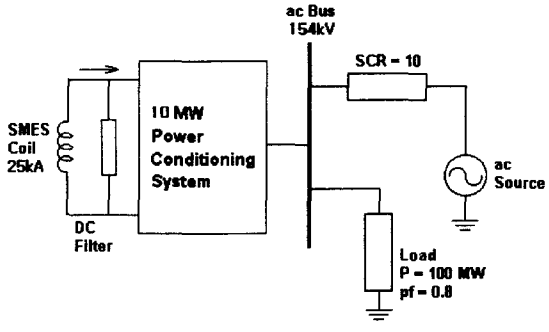


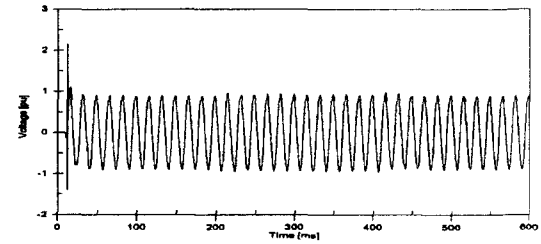
그림 9. 시뮬레이션 회로의 구성

Fig 9. Configuration of simulation circuit

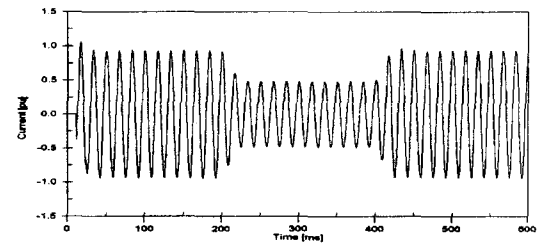
시뮬레이션은 SMES가 부하에 전력을 공급 할 경우를 가상하여 전체계통이 과도 상태에서 적절히 동작하는가를 확인하였다. 전력변환기는 앞에서 설명한 10기의 1MW 인버터모듈 대신 편의상 5MW 컨버터모듈 2기로 가정하였다. 연계된 교류 전력계통은 단락비 (short circuit ratio)가 10인 테브난의 등가회로로 표시 하였으며, 부하는 역률이 0.8이고 용량은 가변으로 하였다.

코일전류는 0-12ms 동안 인버터브리지의 상하단 싸이리스터를 통하여 free-wheeling 상태에 있다가 12ms 에서 커뮤테이션회로가 동작하면서 브리지가 PWM으로 동작하여 교류회로에 전력공급을 시작 한다. 부하는 초기 용량이 10MW 이고 14ms 에서 회로에 연결되고, 200ms 에서 갑자기 5MW로 감소하여 400ms에서 다시 10MW로 환원되는 것으로 하였다.

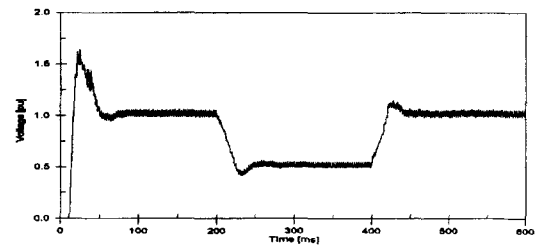
단 역률은 0.8의 일정한 값을 유지하는 것으로 가정하였다.



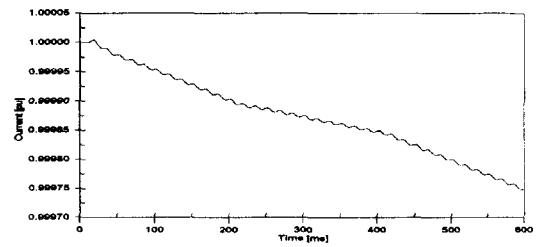
(a) A상 전압



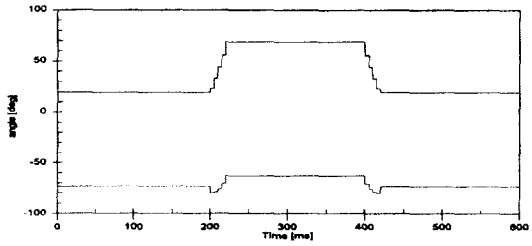
(b) A상 전류



(c) 코일전압



(d) 코일전류



(e) 상하단 모듈 점호각

그림 10. 부하변동에 대한 응동 분석

Fig 10. Analysis for variation load

그림 10(a)와 10(b)는 부하가 10MW에서 5MW로 변할 때 교류 측 A상 전압과 전류가 어떻게 변하는가를 나타내고 있다. 예측한 대로 부하변동 구간에서는 전압은 일정하고 전류가 1/2로 하강하는 것을 알 수 있다. 그림 10(c)는 코일전압의 변화를 나타낸 것인데, 초기 기동시 20% 이하의 낮은 과도 전압을 나타내며, 순간 부하변동에 대해서는 무시 할 수 있을 정도의 과도 전압만 발생한다. 따라서 이들 과도전압은 코일의 절연상태에 위험을 초래하지는 않는다. 그림 10(d)는 코일전류가 부하변동에 따라 어떻게 변하는가를 나타내고 있다. 출력이 감소함과 동시에 코일전류가 완만히 바뀜을 알 수 있다. 그림 10(e)는 상하단 인버터모듈의 점호각 변동을 나타낸 것이다. 상단모듈은 지상으로 동작하고 하단모듈은 진상으로 동작함을 알 수 있다. 그러나 합성전류의 방향은 부하변동 전에는 진상모드로 변동 후에는 지상모드로 동작함을 알 수 있다.

7. 결 론

본 논문에서는 전력계통에 응용 가능한 1MWh급 SMES의 새로운 전력변환기를 제안하였다. 제안하는 전력변환기의 시스템 개념설계를 위해 초전도코일의 전류전압 특성을 분석하였다. 분석결과 10기의 1MW 인버터모듈을 병렬로 결합한 구성이 적절한 것으로 나타났다. 1MW 기본모듈의 회로구성은 3상 싸이리스터 브리지에 커뮤테이션 회로를 부착한 구조로 PWM으로 동작한다. 기본모듈의 동작은 이론적 해석과 시뮬레이션으로 검증을 실시하였다. 한편 제안하는 전력변환기와 전력계통의 동적응동을 해석하기 위한 이론적 검토를 실시하여 제어원리를 도출하였다. 제안하는 전력변환기의 동적응동을 체계적으로 분석하기 위해 EMTP에 의한 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션 결과는 제안하는 전력변환기가 전력계통용 SMES에 효과적으로 사용 가능함을 입증하였다.

제안하는 시스템은 하드스위칭 전력변환기에 비해 비용이 저렴하고 스위칭소자의 직렬운용이 용이하여 전력계통에 적합한 동작전압을 쉽게 얻을 수 있는 장점이 있다.

감사의 글

본 연구 논문은 2000년도 명지대학교 신진교수 교내연구 장려금 지원사업에 의하여 수행되었으며 이에 깊은 감사를 드립니다

참 고 문 헌

[1] H.Peterson, N.Mohan and R.Boom, "Superconductive Magnetic Energy Storage Inductor-Converter Units for Power Systems," IEEE Trans. on Power Appartus and Systems, Vol. PAS-94, No. 4, July/August 1975, pp.1337-1348.

[2] T.Ise, J.Skiles, R.Kustom, and J.Wang, "Circuit Configuration of the GTO Converter for superconducting Magnetic Energy Storage,"Conf. Record, IEEE 19th Power Electronics Specialist Conference (PESC '88), Kyoto, Japan, April 11-14, 1988, pp. 108-115.

[3] R.Lasseter and S.Jalali, "Power Conditioning System for Superconductive Magnetic Energy Storage," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 6, No. 3, September, 1991, pp.381-387.

[4] B.M.Han, G.G.Karady,"New combined Power-conditioning system for superconducting magneticenergy storage", Electric Power System Research, Vol. 37, No. 2, May, 1996.

[5] O.Simon, H.Spaeth, K.Juengst, P.Komarek, "Experimental Setup of A Shunt Active Filter Using SMES Device," EPE'97, 7th European Conference on Power Electronics and Applications, September, 1997, Trondheim, Norway, pp. 1447-1451.

[6] K.Duangkamol, N.Issarachai, Y.Mitani, K.Tsuji, "Power system Stabilizing Control Scheme for the SMES with Solid -state Phase Shifter(SuperSMES)", Proceedings of the IASTED International Conference High Technology in the Power Industry, Octerber 1997, pp.163-168.

[7] B.M.Han, S.I.Moon, J.K.Park, G.G.Karady, "Static Synchronous Compensator using Thyristor PWM Current Source Inverter", accepted for IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 15, No. 4, October, 2000.

저 자 소 개

한 병 문 (韓 炳 文)

1953년 7월 5일 생. 1976년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 미 아리조나주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 미 Westinghouse 중앙연구소 선임 연구원. 현재 명지대 전기정보제어 공학부 부교수.

E-mail : erichan@wh.myongji.ac.kr