

3-레벨 인버터 UPFC의 제어기설계와 동특성해석

Controller Design and Dynamic Performance Analysis of UPFC based on 3-Level Inverters

韓炳文*
(Byung-Moon Han)

Abstract - This paper describes a controller design and dynamic performance analysis of UPFC based on 3-level inverters. Major attention is focused on the controller design for both shunt and series inverters, including regulator design for the dc link voltage sharing across the dc capacitors. An energy-based approach was investigated for effectively designing the controller. A detailed UPFC model has been developed with EMTP using 24-pulse 3-level inverters to verify this approach. Simulation results about dynamic performance of UPFC confirm effects for increasing transmission capacity and damping low-frequency oscillation. The developed simulation model would be very effective to analyze the dynamic performance of UPFC.

Key Words : FACTS(Flexible AC Transmission System), UPFC(Unified Power Flow Controller), EMTP(Electro-Magnetic Transients Programs), Dynamic Modelling, 3-Level Inverter

1. 서 론

FACTS 기기는 전력계통의 조류제어, 과도안정도증대, 공진감쇠 등에 이용 가능하기 때문에 점진적으로 그 응용이 증가하고 있다. UPFC는 전압원인버터로 구성된 공극적인 FACTS 기기로서 선로로 전송되는 유·무효전력을 독립적으로 신속히 제어 가능하다.

UPFC의 정상상태 동작시 성능과 특성은 참고문헌 [1,2,3,4,5]에 자세히 분석되어 있다. UPFC의 외부제어중 조류제어나 전압조정을 위해 선로를 통해 전송되는 유·무효 전력 양과 병렬모선의 무효전력 양을 설정하는데 관계된 내용도 생략하였다. 대신 교류계통에서의 직렬전압과 병렬전류의 제어, 그리고 3-레벨 인버터에서의 직류전압 제어와 같은 내부제어에 대해 다루었고, 또한 대표적인 전력계통에 대해 저주파공진감쇠를 구현하는 제어에 대해 다루었다.

UPFC의 내부제어를 도출하기 위해 에너지 증가개념에 의한 에너지베이스드 기법 (energy-based method)을 다루었다. 이 방식은 Liapunov 기법과 유사하여 페루프 시스템의 에너지를 형상화하여 교류전류와 직류전압을 조절 하도록 한다. 본 논문은 3-레벨 인버터로 구성된 UPFC의 병렬전류와 직렬전류의 제어 그리고 직류링크전압의 균등배분을 제어하는 새로운 방식을 제안한다.

UPFC의 내부제어를 도출하기 위해 에너지 증가개념에 의한 에너지베이스드 기법 (energy-based method)을 다루

었다. 이 방식은 Liapunov 기법과 유사하여 페루프 시스템의 에너지를 형상화하여 교류전류와 직류전압을 조절 하도록 한다. 본 논문은 3-레벨 인버터로 구성된 UPFC의 병렬전류와 직렬전류의 제어 그리고 직류링크전압의 균등배분을 제어하는 새로운 방식을 제안한다.

제안하는 에너지함수를 이용한 제어방식은 기존 UPFC 제어방식에 비해 효율적인 직류링크전압제어가 가능하고 디지털제어기로 구현이 용이한 장점을 갖는다. 또한 UPFC의 다른 토폴로지에도 쉽게 확장이 가능하다. 제안하는 제어방식의 검증과 동적성능해석을 위해 24-펄스 3-레벨인버터로 구성된 UPFC에 대해 EMTP를 이용한 시뮬레이션 모형을 개발한다. 제어기설계에는 이상스위치에 의한 스위칭함수와 시평균함수를 적용하였으며, 설계된 제어기의 성능을 검증하기 위해 단일기무한대모선 전력계통에서의 저주파공진감쇠 효과를 분석한다.

2. 3-레벨 인버터 UPFC

UPFC는 그림 1에 보인 것처럼 결합변압기에 의해 전력계통과 연계된 2대의 인버터가 직류링크단을 공유한 형태로 되어있다.

본 논문에서 고려한 UPFC의 인버터 구조는 미국 Inez 변전소에 설치된 것과 동일하다[8]. 직렬과 병렬인버터는 기본파와 동일한 주파수로 스위칭되는 다중펄스형 3-레벨 인버터로 구성되어 있다. 각 인버터는 8개의 6-펄스 모듈이 지그재그(zigzag) 변압기를 통해 전력계통과 결합되어 48-펄스의 출력을 형성하도록 되어있다. 따라서 8개의 각 모듈에서 생성되는 저차 고조파는 서로 상쇄되어 인버터의 출력은 정현에 가까운 파형을 형성한다.

병렬인버터 부분의 회로방정식은 그림 2에 보인 등가회로

* 正 會 員 : 明知大 電氣情報制御工學部 副教授 · 工博
 接受日字 : 2000年 3月 8日
 最終完了 : 2000年 5月 18日

로부터 도출 가능한데, 여기서 인덕턴스 L_p 는 결합변압기의 누설인덕턴스, 직렬저항 R_p 는 변압기와 인버터의 전도손실을 나타낸다. 그리고 저항 R_c 는 캐패시터의 누설전류손실과 인버터의 스위칭손실을 나타낸다.

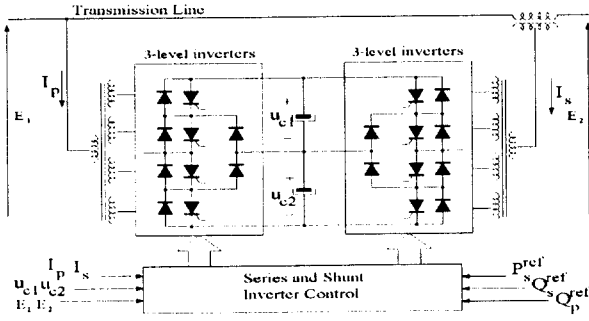


그림 1 3-level 인버터 UPFC
Fig. 1 UPFC with 3-level Inverters

이 회로에서 3상회로방정식을 유도하여 동기회전좌표변환을 적용하면 다음 식과 같다.

$$L_p \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_p & -\omega_l L_p \\ \omega_l L_p & -R_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_{pd} + e_{1d} \\ -e_{pq} + e_{1q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, ω_l 은 선로전압의 각주파수, i_{pd} 와 i_{pq} 는 병렬 인버터 전류의 d와 q축 성분이고, e_{pd} 와 e_{pq} 는 병렬인버터 전압의 d와 q축 성분이고, e_{1d} 와 e_{1q} 는 선로전압의 d와 q축 성분이다.

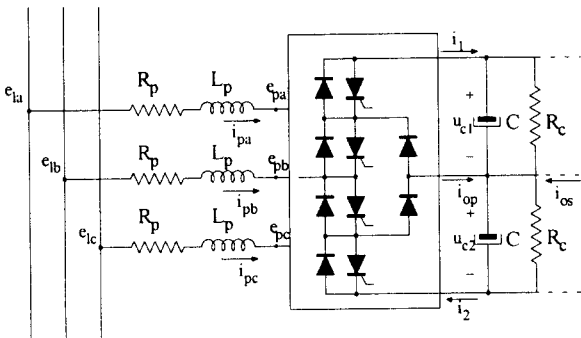


그림 2 병렬부분 3상 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit for parallel part

본 논문에서는 선로전압의 페이서를 d축에 설정하여 e_{1q} 는 0이 되도록 하였다. 이 경우 UPFC의 병렬인버터에서 흡수되는 유·무효전력은 $e_{1d} i_{pd}$ 와 $e_{1d} i_{pq}$ 로 표현 가능하다. 따라서 d축 성분전류의 제어는 유효전력 P_p 의 제어를 의미하고 q축 성분전류의 제어는 무효전력 Q_p 의 제어를 의미한다.

UPFC의 직렬인버터에 대한 동특성방정식은 선로의 구성과 밀접한 관계를 갖고 있어 일반적으로 복잡하다. 따라서 해석을 간이화 하기 위해서는 선로를 집중된 인덕턴스 L_l , 저항 R_l 로 모델링 한다. 만일 선로에 직렬보상을 위한 고정 캐패시터 C_l 가 존재할 경우 이 값을 고려한다. 이러한 가정에 의하면 직렬부분에 대한 d-q변환 방정식은 다음과 같다.

$$L_{lT} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_l & -\omega_l L_{lT} \\ \omega_l L_{lT} & -R_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_{sd} - u_{ld} + e_{12d} \\ -e_{sq} - u_{lq} + e_{12q} \end{bmatrix}$$

$$C_l \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_l C_l \\ -\omega_l C_l & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, $L_{lT} = L_l + L_s$ 이고 $R_{lT} = R_l + R_s$ 이고 L_s 와 R_s 는 직렬변압기의 누설인덕턴스와 저항을 나타낸다. i_{sd} 와 i_{sq} 는 직렬전류의 d와 q축 성분이고, e_{sd} 와 e_{sq} 는 직렬인버터의 d와 q축 성분이고, u_{ld} 와 u_{lq} 는 캐패시터전압의 d와 q축 성분이고, e_{12d} 와 e_{12q} 는 송전선로 양단 전압차의 d와 q축 성분이다. 물론 직렬보상이 존재하지 않으면 캐패시터 C_l 과 관계된 동특성방정식은 무시해도 된다.

직류회로의 회로방정식은 직류축과 교류축 사이의 전력평형관계와 3-레벨인버터의 스위칭에 의해 결정되는 중간점의 전류 i_{os} 와 i_{op} 에 의해 구해진다. 전력분변 d-q변환을 사용한다고 가정할 경우 그림 2에 의해 다음 방정식이 유도된다.

$$C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{c1} \\ u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/R_c & -i_{oT}/u_{cT} \\ i_{oT}/u_{cT} & -1/R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c1} \\ u_{c2} \end{bmatrix} + \frac{1}{u_{cT}} \sum_{k=p,s} \begin{bmatrix} e_{kd} i_{kd} + e_{kq} i_{kq} \\ e_{kd} i_{kd} + e_{kq} i_{kq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서, $u_{cT} = u_{c1} + u_{c2}$ 는 전체 직류링크전압이고, $i_{oT} = i_{os} + i_{op}$ 는 중간점에서의 전체전류이다.

다중레벨인버터를 사용할 경우 기본주파수로 스위칭을 한다고 해도 직렬과 병렬인버터 모두 독립적으로 d-q전압을 제어 가능하다. 예를 들면 병렬인버터는 다음과 같이 방정식으로 표현 가능하다.

$$e_{pd} = m_p u_{cT} \cos(\alpha_p) \quad (4)$$

$$e_{pq} = m_p u_{cT} \sin(\alpha_p)$$

여기서 α_p 는 인버터전압이 선전압에 대해 진상인 각을 의미하고 m_p 는 출력의 크기를 조절하는 변조률을 의미한다.

그림 3의 (b)에 보인 것 처럼 3-레벨인버터의 출력순시전압의 기본파성분은 영전압 간격 γ 을 조절함으로써 제어 가능하다. 그림 3의 (b)에 보인 파형을 후리에 급수로 전개하면 기본파의 최대치는 다음식으로 표현된다.

$$\hat{E}_1(\gamma) = \frac{2}{\pi} u_{cT} \cos(\gamma) \quad (5)$$

만일 다중펄스변압기에 의한 기본파의 최대치를 구하려면 펄스 수를 N_p 라고 하면 위식에 $\cos(\pi/N_p)$ 를 곱한다.

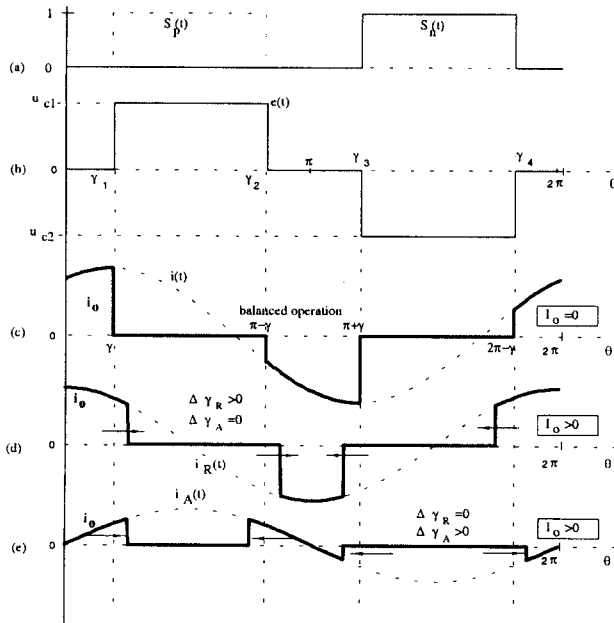


그림 3 스위칭함수와 전압, 전류 파형
 (a) 스위칭함수 (b) 출력전압 (c) 평형시 $i(t)$
 (d) 무효전류 $i_R(t)$ (e) 유효전류 $i_A(t)$
 Fig. 3 Switching function, voltage, current waveform

그림 3의 (c)에 보인 것처럼 정현파 전류와 평형 3상을 가정하고 직류캐패시터의 전압이 이상적인 정상상태에서 불평형이 아니면 중간점의 평균전류 I_o 는 영이 된다. 그러나 실제로는 불균등한 캐패시터의 누설전류, 인버터의 데드타임, 과도와 외란 시의 비대칭동작과 같은 다양한 영향이 따른다. 비대칭동작은 2개의 캐패시터에 걸리는 전압이 상이함으로 발생하는데 이를 보상하기 위해서는 적절한 제어조작을 수행해야 한다.

직류전압의 균등화는 그림 3의 (d)와 (e)에 보인 것처럼 GTO의 점호각을 상이하게 동작시킴으로 달성할 수 있다. 다음에 기술된 영전압각에 대해 고려해 보자.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \gamma + \Delta\gamma_R + \Delta\gamma_A \\ \gamma_2 &= \gamma - \Delta\gamma_R + \Delta\gamma_A \\ \gamma_3 &= \gamma - \Delta\gamma_R - \Delta\gamma_A \\ \gamma_4 &= \gamma + \Delta\gamma_R - \Delta\gamma_A \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\Delta\gamma_R$ 와 $\Delta\gamma_A$ 는 평형동작에 대한 2개의 점호각 편차를 의미한다.

캐패시터 전압 U_{c1} 과 U_{c2} 의 미소한 불평형과 $\Delta\gamma_R$ 와 $\Delta\gamma_A$ 과 같은 미소편차를 가정해도 방정식 (5)는 항상 성립한다. 그러므로 이러한 가정 하에서 출력전압 기본파 제어

는 편차각 $\Delta\gamma_R$ 와 $\Delta\gamma_A$ 을 조절함으로 얻을 수 있는 중간점 전압 제어와 분리 가능하다. 한편 선전류 $i(t)$ 를 유효와 무효성분으로 분리하면 다음 수식으로 표현 가능하다.

$$i(t) = i_A(t) + i_R(t) = I_A \sin(\theta) - I_R \cos(\theta) \quad (7)$$

편차각 $\Delta\gamma_R$ 은 그림 3의 (d)에 보인 것처럼 무효전류의 조절을 통해 중간점의 전류를 제어 가능하고 편차각 $\Delta\gamma_A$ 은 그림 3의 (e)에 보인 것처럼 유효전류의 조절을 통해 중간점의 전류를 제어 가능하다. 이상의 2가지를 취합하여 중간점의 평균전류 I_o 를 구하면 다음식과 같다.

$$I_o = \frac{6}{\pi} \{ I_A \sin(\gamma_m) \Delta\gamma_A - I_R \cos(\gamma_m) \Delta\gamma_R \} \quad (8)$$

이상의 접근방법은 UPFC가 흡수하는 무효전력이 영일지라도 중간점 전류의 평균치 I_o 를 제어하는 것과 기본파 전압을 제어하는 것은 완전히 분리 가능하다는 것이다. 이 내용은 참고문헌 [7]에 보고된 것과 비교하여 개선되었음을 의미한다.

3. 에너지베이스드 기법

UPFC에 대한 제어기를 설계하기 위해 에너지증가와 소모에 대한 개념을 적용하였다. 이와 관계된 주요과정은 상태가 소구치로 수렴하는 가를 확인하는 것이다. 이러한 문제는 틸드로 나타낸 증분양에 의한 Liapunov 설계로 알려져 있으며 소구의 에너지함수가 확정적으로 음의 값을 갖도록 제어입력을 설정하는 것이다. 이러한 목적으로 다음의 에너지함수를 고려한다.

$$\begin{aligned} W = & \underbrace{\frac{1}{2} L_p (i_{pd}^2 + i_{pq}^2)}_{W_p} + \underbrace{\frac{1}{2} C (\tilde{u}_{c1}^2 + \tilde{u}_{c2}^2)}_{W_{dc}} \\ & + \underbrace{\frac{1}{2} C (\tilde{u}_{ld}^2 + \tilde{u}_{lq}^2) + \frac{1}{2} L_{IT} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)}_{W_s} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, 틸드양은 정상기준치에 대한 증분치이다. 예를 들면, $i_{pq} = i_{pq} - i_{pq}^*$ 이다.

STATCOM이나 UPFC에서 사용되어온 종전의 제어기법과 동일하게 병렬 교류전류의 조절은 직류전압의 조절에 비해 대단히 빠른 것으로 가정하였다. 따라서 병렬컨버터의 유효기준전류 i_{pq}^* 는 UPFC의 직렬부분과 병렬부분 사이의 전력평형을 입증하는 직류전압조절을 위한 변수이다. 변수 분리가 가능하기 때문에 적절한 제어조작에 의해 식 (9)에 보인 3개의 에너지항 (W_p , W_{dc} , W_s)를 분리하여 감소시키는 것이 가능하다. 예를 들면 방정식 (1)과 (9)에서 다음

관계식이 유도된다.

$$\frac{d}{dt} W_p = -R_p \dot{i}_{pd}^2 - \tilde{e}_{pd} \dot{i}_{pd} - R_p \dot{i}_{pq}^2 - \tilde{e}_{pq} \dot{i}_{pq} \quad (10)$$

위의 방정식 (10)을 음의 값으로 하기 위해서는 제어입력을 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_{pd} \\ \tilde{e}_{pq} \end{bmatrix} = K_{diss} \begin{bmatrix} \dot{i}_{pd} \\ \dot{i}_{pq} \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서, K_{diss} 는 양의 설계 정수이다.

제어입력의 이론적인 정상상태 값은 방정식 (1)에서 구해진다. 그러나 모델과 파라미터의 부정확성 때문에 실제에 있어서는 정확한 정상상태 값을 도출하는 것은 불가능하다. 이러한 불확실성을 보상하고 일정 파라미터에 피드포워드를 적용하여 다음 식과 같이 설정하여 보상가능 하다.

$$\begin{bmatrix} e_{pd} \\ e_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{e}_{pd} \\ \tilde{e}_{pq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ffd} \\ e_{ffq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta \hat{e}_{pd} \\ \Delta \hat{e}_{pq} \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서, $e_{ffd} = \dot{e}_{ld} - \omega_l L_p \dot{i}_{pq}$ 와 $e_{ffq} = \omega_l L_p \dot{i}_{pd}$ 인 관계를 갖고 $\Delta \hat{e}_{pd}$ 와 $\Delta \hat{e}_{pq}$ 는 정상상태 값을 결정하는 상수의 불확실성 추정기로 다음 식과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \hat{e}_{pd} \\ \Delta \hat{e}_{pq} \end{bmatrix} = K_o^{-1} \begin{bmatrix} \dot{i}_{pd} \\ \dot{i}_{pq} \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서, K_o 는 또 다른 양의 설계 상수 이다.

이러한 조건하에서 에너지항 W_p 가 다음 관계를 포함하면 오차항이 영으로 수렴하는 것을 확인 할 수 있다.

$$W_{pT} = W_p + \frac{1}{2} K_o (\Delta e_{pd} - \Delta \hat{e}_{pd})^2 + \frac{1}{2} K_o (\Delta e_{pq} - \Delta \hat{e}_{pq})^2 \quad (14)$$

다음 사항에 주목 할 필요가 있다.

○ 제어기는 피드포워드에 의해 소개된 d축과 q축 사이의 분리가 정확하지 않더라도 전 영역에서 안정하다.

○ 방정식 (10), (12), (13)에 보인 제어는 선형이고 설계 정수 K_{diss} 와 K_o 를 정하기 위해서는 표준기법이 사용 가능하다.

유사한 접근방법이 UPFC의 직렬부분을 제어하는데도 적용 가능하다. 따라서 방정식 (10)에서 (13)까지의 제어방정식이 도출된다. 직류전압 조정에 역점을 두어 방정식 (3)과 (9)를 사용하여 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} W_{dc} \leq & -\frac{\tilde{u}_{cT}}{u_{cT}} [e_{ld} i_{pd}^* + \sum_{k=d,q} e_{sk} i_{sk}] \\ & - i_{oT} \frac{u_c^*}{u_{cT}} (\tilde{u}_{c1} - \tilde{u}_{c2}) \end{aligned} \quad (15)$$

방정식 (15)를 음으로 하기 위해서는 우측 첫 항과 둘째 항이 음의 값을 가져야 한다. 첫 항이 음의 값을 갖기 위해서는 다음 조건이 만족되어야 한다.

$$e_{ld} i_{pd}^* + \sum_{k=d,q} e_{sk} i_{sk} = -K_{Udiss} u_{cT} \tilde{u}_{cT} \quad (16)$$

여기서, K_{Udiss} 는 양의 정수이다.

따라서 유효전류의 기준치 i_{pd}^* 는 다음과 같이 설정 가능하다.

$$i_{pd}^* = -\frac{\sum_{k=d,q} e_{sk} i_{sk}}{e_{ld}} - K_{Udiss} \frac{u_{cT}}{e_{ld}} \tilde{u}_{cT} \quad (17)$$

한편 식 (15)의 둘째 항은 다음 식과 같이 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} -i_{oT} \frac{u_c^*}{u_{cT}} (\tilde{u}_{c1} - \tilde{u}_{c2}) = & -\frac{\hat{6}}{\pi} \{I_{AT} \sin(\gamma) \Delta \gamma_A \\ & - I_{RT} \cos(\gamma) \Delta \gamma_R\} \frac{u_c^*}{u_{cT}} (\tilde{u}_{c1} - \tilde{u}_{c2}) \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에 다음 관계를 대입하면 음의 값을 갖는 것은 자명하다.

$$\begin{aligned} \Delta \gamma_A = & +K_A I_{AT} (\tilde{u}_{c1} - \tilde{u}_{c2}) \\ \Delta \gamma_R = & -K_R I_{RT} (\tilde{u}_{c1} - \tilde{u}_{c2}) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서, K_A , K_R 은 양의 정수이고 I_{AT} 와 I_{RT} 는 기준치로부터 도출된 전체 유·효전류이다.

본 논문에 소개된 에너지베이스드 접근은 직류전압과 교류전류가 디커플링이 가능하다고 하면 교류전류 제어에 국한 할 경우 참고문헌 [9]에 보고된 종전의 제어기법과 동일하게 귀결됨에 주목할 필요가 있다. 그러나 이러한 가정이 없을 경우 새로운 종류의 비선형제어기를 방정식 (1), (2), (3)으로부터 도출해야 한다. 이때 제어기는 전영역에서 안정하고, 파라미터 변화에 강인해야 하고, 직류캐패시터의 용량을 최소화해야 한다.

4. EMTP 시뮬레이션

제안하는 제어기의 동작을 검증하고 UPFC의 성능을 세부적으로 분석하기 위해 EMTP에 의한 시뮬레이션 모형을 개발하였다. UPFC의 주회로, 송전선로, 발전기는 EMTP의 스위치, 브랜치, 전원 데이터에 있는 요소로 모델링하고 제

어와 신호처리는 TACS에 있는 요소로 모델링하였다.

본 논문에서 채택한 인버터의 모형은 실제 사용되고 있는 48-펄스 대신 시뮬레이션 시간을 단축하기 위해 24-펄스로 구성하였다. 각 인버터 모듈은 type-13과 type-11 스위치를 이용하여 GTO 스위치, 역방향 다이오드, 크램프 다이오드 등을 대신하도록 구성되어 있고 다중펄스 변압기의 자기결합은 대표적인 지그재그(zig-zag) 구성을 이용하였다. 단 누설인덕턴스는 다중펄스 변압기의 송전선로측에 집중된 단일 임피던스로 축약하여 나타내었다.

이상 설명한 UPFC를 아주 간단히 모델링하기 위해서는 교류측에 각 인버터의 pole을 교류 전압원으로 대체하고 직류측은 전류원으로 대체하여 나타내는 것도 가능하다. 이때 전압과 전류의 방정식은 다음 식으로 적절히 유도된다.

$$e_R(t) = S_p(t) u_{c1}(t) - S_n(t) u_{c2}(t)$$

$$i_1(t) = S_p(t) i_R(t) \tag{20}$$

$$i_2(t) = -S_n(t) i_R(t)$$

여기서, $S_p(t)$ 와 $S_n(t)$ 는 그림 3a에 보인 스위칭 함수이다.

3-레벨인버터의 등가회로에 의한 모형과 스위칭함수에 의한 간이화 모형은 적분간격을 $1\mu s$ 보다 적게 설정할 경우 커다란 차이가 없음을 확인 할 수 있었다. 또한 식 (20)에 소개된 간이화 모형은 자기결합을 스위칭함수로 처리하기 때문에 다중펄스 변압기를 세부적으로 다루지 않으므로 시뮬레이션 모형이 간소한 특징을 갖는다.

시뮬레이션 시간의 단축을 위해 식 (20)에 표현된 스위칭 변수의 시평균화를 고려하였다. 3-레벨 인버터는 교류 측에는 가변제어 교류전원을 그리고 직류 측에는 가변제어 직류전원을 결합한 형태로 모델링 하였다. 시평균화에 의한 UPFC 모형은 적분간격을 30-50 μs 로 설정 가능하여 저주파 공진감쇠와 과도안정도개선을 검증하는데 적절하다.

5. 시뮬레이션 결과

UPFC의 성능을 검증하는데 사용한 전력계통을 포함한 전 계통의 구성은 그림 4와 같고 이와 관련된 파라미터는 표 1에 기술되어 있다. 이 전력계통은 하나의 발전기가 무한대모선에 2개의 병렬선로로 연결되어 있고 선로 (a)에 발전기의 정격출력에 20%에 해당하는 UPFC가 연결되어 있다. UPFC 내부제어의 초기동작을 실험하기 위해 모선 A와 모선 B에 전압을 인가하였다.

그림 5에서 9는 기준전류 ($i_{pd}^*, i_{sq}^*, i_{sd}^*$)가 step 단위로 바뀔 때의 UPFC의 성능을 분석한 시뮬레이션 결과이다. 주입전류와 전압 그리고 직류전압은 PN=160MVA 그리고 $V_{b1}=37kV$ 를 기저로 하여 pu값을 계산하였고 병렬전류와 전압은 PN=160MVA $V_{b2}=138kV$ 를 기저로 하여 pu 값을 계산하였다. 0.15s에서 주입전류의 유효성분이 0.37pu에서 0.61pu로 step 변화하도록 되어있다. 0.25s에서 주입전류의 무효성분은 0에서 -0.17pu로 바뀌고 최종적으로 0.35s에서는 병렬전류의 무효성분이 -0.04pu에서 0.55pu로 바뀐다.

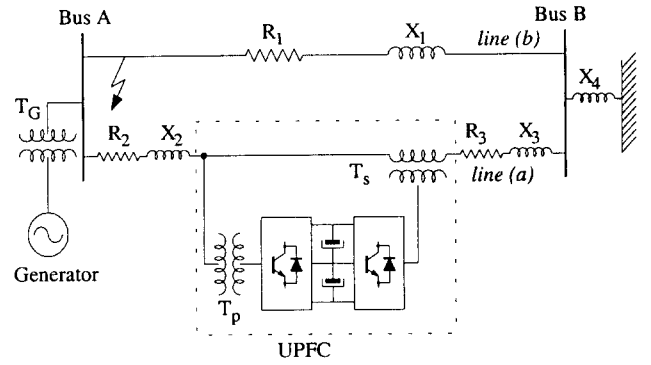


그림 4 시뮬레이션 전력계통
Fig. 4 Simulation power system

표 1 시뮬레이션 정수
Table 1 Simulation parameter

UPFC의 공칭전력	160MVA
발전기의 공칭전력	800MVA(속도조절기는 무시)
변압기 TG	SN=800MVA $V_{cc}\%=12\%$ H=3.1s
변압기 TP	SN=160MVA $V_{cc}\%=15\%$ $V1N/V2N=138kV/37kV$
변압기 TS	SN=160MVA $V_{cc}\%=15\%$ $V1N/V2N=37kV/37kV$
전송선전압	$V1=138kV$
	$X4=0.05pu$ $R2=0.012pu$ $X2=0.28pu$ $R1=R3=0.037pu$
	$X1=X3=0.56pu$ $C=0.26pu(Pb=160MVA, Vb=37kV)$

그림 5와 6은 병렬전류와 주입전류의 과도변화를 기준치와 함께 나타낸 것이다. 그리고 그림 7은 직류캐패시터의 전압을 나타낸 것이다. 이 결과에서 주목할 것은 UPFC가 소구의 전류를 선로주파수 한주기 내에 그리고 직류링크전압은 몇 주기내에 조절 가능하다는 것이다. 그림 6의 (c)는 직렬인버터에 의해 주입되는 순시전력을 나타낸 것인데 이 전력은 병렬인버터의 유효전력과 동일하다.

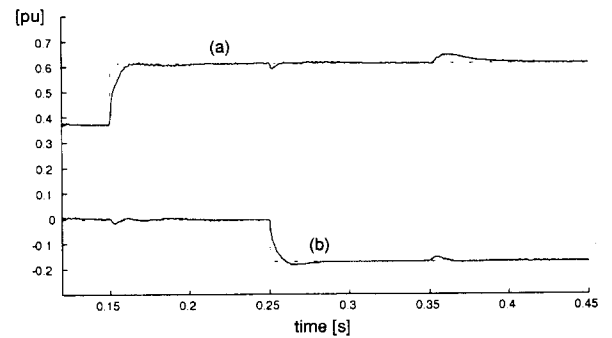


그림 5 직렬인버터 전류
(a) d-축 기준치(점선)와 실측치(실선)
(b) q-축 기준치(점선)와 실측치(실선)

Fig. 5 Series-inverter current

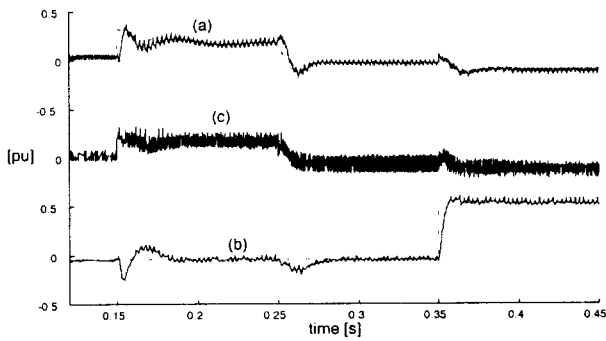


그림 6 병렬인버터 전류
 (a) d-축 기준치(점선)와 실측치(실선)
 (b) q-축 기준치(점선)와 실측치(실선)
 (c) 직렬인버터 주입 유효전력

Fig. 6 Shunt-inverter current

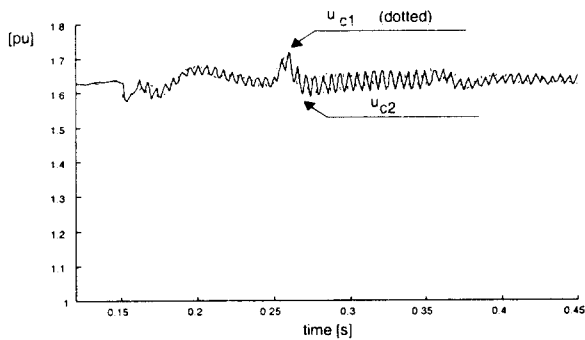


그림 7 직류캐패시터 전압
 (a) 상단전압(점선) (b) 하단전압(실선)

Fig. 7 DC capacitor voltage

그림 8은 직렬인버터에 의해 주입되는 순시전압을 나타낸 것이다. d축전압은 직렬무효전류를 제어하고 q축전압은 직렬유효전류를 제어한다.

중간점 전압 제어를 시험하기 위해 50us 비대칭 점호펄스를 생성하여 공급하였는데 그림 9에 보인 것처럼 직류링크 단 캐패시터 양단에는 상이한 전압이 나타난다. 편차각 $\Delta\gamma_A$ 와 $\Delta\gamma_B$ 는 0.2s에서 0이 되고 식 (16)-b와 (16)-c에 기술된 규칙을 적용하면 50ms 이내에 전압을 동일하게 된다. 0.2s 전에는 직류전압이 정확히 조절되어도 병렬전류 i_{pd} 와 i_{pq} 에는 무시해서는 안되는 3고조파 성분이 발생하는 것에 주의할 필요가 있는데 이들은 양 캐패시터의 전압이 동일하면 저절로 제거된다. 캐패시터의 직류전압이 동일하지 않으면 각 컨버터의 출력전압은 변압기로 다중펄스를 생성해도 제거되지 않는 우수저차 고조파 성분을 갖는다. 가장 우세한 우수저차 고조파인 2차 고조파의 경우 3상 abc 좌표축상에 나타나면 그림 9에 보인 것처럼 d-q변환후 3차 고조파로 나타난다.

그림 10은 병렬인버터의 무효전력이 스텝으로 변할 때 인버터 A상 전압과 전류의 변화를 도시한 것이다. 무효성분 전류는 1주기 이내에 지상에서 진상으로 변하는 것을 알 수 있다.

세부 시뮬레이션과 시평균 시뮬레이션의 차이점을 분석하기 위해 0.1s 에서 병렬무효전류의 기준치가 0.5pu에서 -0.5pu로 스텝변화를 할 때의 양 모델의 전류와 전압 변화를 도시한 것이다. 결과에 나타난 것과 같이 양모델의 파형 차이는 미미하여 계통차원의 분석을 실시할 경우 시평균모델로 충분할 것으로 판단된다.

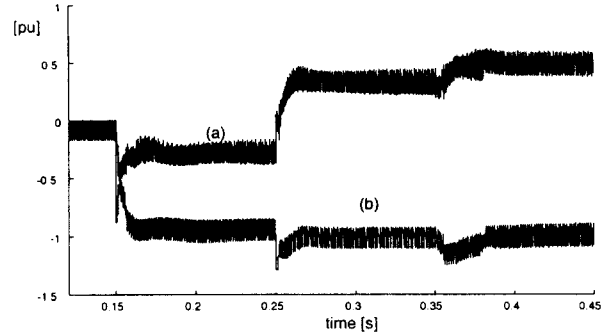


그림 8 직렬인버터의 주입 순시전압
 (a) d-축 전압 (b) q-축 전압

Fig. 8 Instantaneous voltage of series inverter

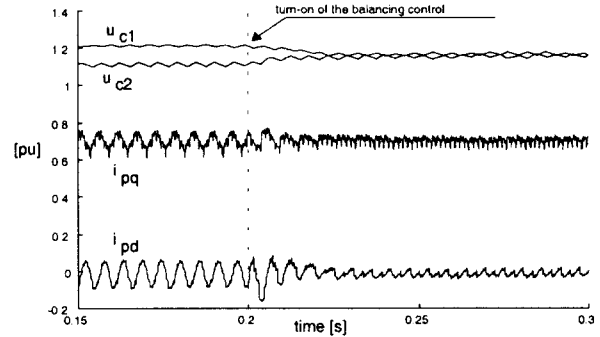


그림 9 중간점 전압 제어성능
 Fig. 9 Voltage control at midpoint

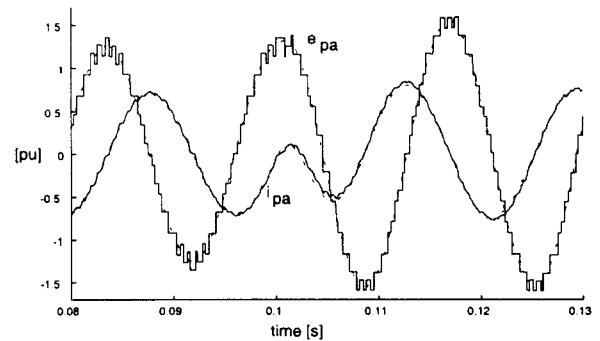


그림 10 병렬인버터 무효전력 스텝변화
 (a) 전압 (b) 전류
 Fig. 10 Step response of shunt inverter

그림 4에 기술된 전력계통에 대해 UPFC의 시평균모형을 이용하여 계통공진에 대한 감쇠효과를 분석하였다. 전력계통의 공진을 유발하기 위해 모선 A에 2s에서 고장이 발생

하여 2.2s에서 제거한 것으로 가상하였다. 발전기의 출력을 4.0pu, 선로(a)가 1.6pu 그리고 선로(b)가 2.4pu를 전송하는 것으로 하여 여러 가지 다양한 계통구성을 고려하였다. 초기에는 UPFC를 계통에서 분리하고 고장 전후에서 발전기 위상각을 측정된 값이 그림 11의 곡선 (a)에 표시되어 있고 UPFC가 일정출력으로 1.6pu의 유효전력을 주입 할 때의 발전기위상각이 곡선 (b)에 표시되어 있다. 예측한 것처럼 UPFC가 선로로 흐르는 전력을 일정하도록 유지하여 UPFC가 연계되지 않은 경우에 비해 공진은 거의 경감되지 않는다. 왜냐하면 공진을 감쇠하기 위해서는 발전기와 동기된 공진 유효전력이 필요하기 때문이다.

따라서 유효전력의 기준치는 선로의 위상각에 대한 미분치에 비례하도록 설정되는데 선로의 위상각은 로컬변수 $e_{sd}, e_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$ 에서 도출되는 모선 A와 모선 B 사이의 추정 전압강하에 의해 구해진다. 이러한 조건에서 얻어진 곡선이 그림 11(c)인데 UPFC가 계통의 공진을 감쇠시킴을 알 수 있다. 본 시뮬레이션 결과는 UPFC에 가능한 제어기법을 예로 보인 것으로 UPFC와 전력계통의 상호동응을 최적화하기 위해서는 다양한 해법이 존재한다.

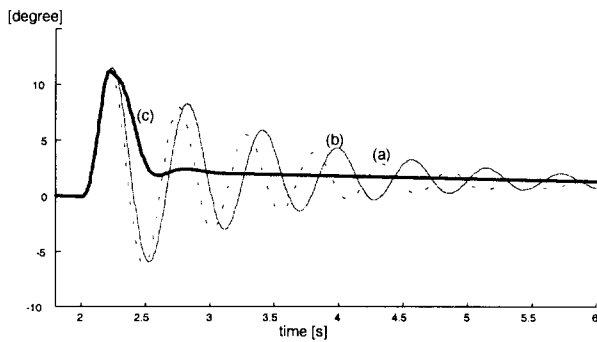


그림 11 모선 A 고장시 발전기 전력각
(a) 무보상(점선) (b) 일정유효전력보상(실선)
(c) 감쇠보상(굵은실선)

Fig. 11 Generation power angle due to fault at Bus A

6. 결 론

본 논문에서는 다중펄스 3-레벨인버터로 구성된 UPFC의 수리모형을 도출하고 이를 이용하여 새로운 제어기를 설계하고 그 성능을 분석하였다. 연구의 주안점을 에너지베이스드 접근을 통해 직렬과 병렬 인버터의 제어기를 설계하고 3-레벨인버터의 직류링크전압을 균등하게 유지하는 해법에 두었다.

이러한 접근을 효율적으로 검증하기 위해 EMTP에 의한 세부 시뮬레이션모형을 개발하여 동작특성을 분석하였다. 또한 전송용량증대와 저주파공진 감쇠효과를 확인하였다. 시뮬레이션 결과를 검토 할 때 제안하는 UPFC의 제어기는 특성이 우수함을 확인할 수 있었다. 제안하는 에너지함수를 이용한 제어방식은 기존 UPFC 제어방식에 비해 효율적인 직류링크전압제어가 가능하고 디지털제어기로 구현이 용이한 장점을 갖는다.

감사의 글

본 연구는 1999년도 한국과학재단의 지원에 의하여 이루어진 연구결과의 일부입니다.

(국제공동연구 과제번호: 996-0900-005-2)

참 고 문 헌

- [1] IEEE. Facts Application. IEEE press 96-TP-116, 1996.
- [2] L. Gyugyi, "A Unified Power Flow Control Concept for Flexible AC Transmission System", IEE Proc.-C, Vol. 139, No. 4, July 1992.
- [3] L. Gyugyi, et al. "The Unified Power Flow Controller: A new Approach to Power Transmission Control", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No. 2, April 1995, pp. 1085-1097.
- [4] K.K.Sen, E.J. Stacey, "UPFC-Unified Power Flow Controller: Theory, Modeling, and Applications", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 13, No. 4, October 1998, pp. 1453-1460.
- [5] A. N.-Niaki, M.R. Iravani "Steady-State and dynamic models of Unified Power Flow Controller (UPFC) for Power System Studies", 96 WM257-6 -PWS.
- [6] S.R. Sanders and G.C. Verghese, "Lyapunov-based Control for Switched Power Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, January 1992, pp. 17-24.
- [7] Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, B.T. Ooi, "Regulating and Equalizing DC Capacitance voltage in Multilevel Statcom", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 12, No. 2, April 1997, pp. 901-907.
- [8] C. Shauder, et. al "AEP UPFC Project: Installation, Commissioning and Operation of the ± 160 MVA Statcom", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 13, No. 4, October 1998, pp. 1530-1535.
- [9] C. Shauder, H. Mehta, "Vector Analysis and Control of Advanced Static Var Compensators", IEE Proc.-C, Vol. 26, No. 4, July 1993, pp. 299-306.
- [10] C. Shauder, et. al "Operation of the Unified Power Flow Controller(UPFC) under Practical Constraints", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 13, No. 2, April 1998, pp. 630-639.
- [11] E. Joncquel, X. Lombard, "A Unified Power Flow Controller Model for the Electromagnetic Transients Program", European Power Electronics(EPE) Conf, Sevilla 1995, pp. 2.173-2.178.
- [12] R. Caldon, A. Mari, A. Paolucci, R. Turri, "Power Requirements Assessment of FACTS Devices by Static and Dynamic Modeling", EPSOM'98, Zurich, September 1998, pp. 9.1-9.6.

[13] M. Noroozian, et, al "Series-connected FACTS devices control strategy for damping electromechanical oscillations", 12th PSCC, Dresden, August 1996.

[14] B. Han and G. Karady, "New Power-Conditioning System for Superconducting Magnetic Energy Strong," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 6, No. 3, September 1993.

저 자 소 개



한 병 문(韓炳文)

1953년 7월 5일생. 1976년 서울대 전기공학과 졸업(학사). 1988년 미 아리조나주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 미 Westinghouse 중앙연구소 선임연구원. 현재 명지대 전기정보제어공학부 부교수
E-mail : erichan@wh.myongji.ac.kr