

Chain 컨버터에 의한 중·대용량급 인버터의 출력파형개선

김태훈*, 최세완*, 이왕하**, 박기원***
서울산업대학교*, 포항산업과학연구원**, 포스콘***

Output Waveform Improvement of Medium to Large Scale Inverter by Chain Converter

Taehoon Kim*, Sewan Choi*, Wangha Lee**, Kiwon Park***
Seoul National University Technology*, RIST**, POSCON***

ABSTRACT

본 논문에서는 중·대용량급을 위한 전압원 인버터의 출력전압 파형을 개선하기 위한 새로운 3상 전압원 인버터를 제안한다. 보조회로로서 사용한 Chain 컨버터로 리플전압을 발생시키고 이를 기존의 12-스텝 인버터에 주입하는데 한 대의 링크를 사용하면 12-스텝 동작이 36-스텝으로 또한 두 대의 링크를 사용하면 60-스텝으로 전환된다. 시뮬레이션을 통하여 본 방식의 타당성을 입증하였고 최종논문에서는 실험결과를 제시하고자 한다.

1. 서 론

정지형 무효전력 보상장치(STATCOM), 무정전 전원장치(UPS) 및 교류전동기의 가변속 구동장치 등에 사용되고 있는 전압원 인버터에 대하여 출력 파형의 개선을 위한 다양한 방식이 제안되고 있다. 고주파 동작이 가능한 IGBT를 이용하는 PWM 방식은 중·소용량의 교류전동기의 구동이나 UPS 등에 적용되고 있다. 그러나 동작주파수가 수백Hz 정도인 GTO를 사용하는 중·대전력의 응용에서는 이러한 PWM 방식의 사용에 한계가 있다. 따라서 여러대의 인버터를 직렬 또는 병렬 연결하여 전압 및 전류 용량을 늘리고 위상변압기로 출력을 결합하여 고조파를 저감하는 다중화 방식이 사용되고 있다. 이러한 다중화 방식은 PWM 방식과 달리 저차 고조파를 제거하여도 고차고조파가 증대되지 않을 뿐 아니라 여러대의 인버터를 이용하기 때문에 이 중 일부가 고장시에도 분리하면 계속운전이 가능하므로 신뢰성이 높다^[1]. 하지만 다중화 방식은 고조파의 저감을 위하여 출력파형의 스텝수를 더욱 증가시키려면 이에 따라 위상변압기와 인버터 브릿지의 수를 늘려야 한다. 예를 들어 60-스텝의 인버터를 구현하기 위해서는 10대의 인버터(즉 60개의 스

위칭소자)와 10대의 위상변압기를 사용하여야 하는데 단지 출력 파형의 개선을 위하여 10대의 인버터를 다중화 시키는 것은 비용이나 설치면적 등에서 비경제적이다. 따라서 이를 개선한 전원분할방식의 이중접속 전압원 인버터가 제안되었다^[1-4]. 이러한 이중접속방식은 2대의 3상인버터로 구성되는 기존의 12-스텝 인버터에 보조회로를 연결하여 리플 전압을 주입함으로써 출력전압의 파형을 개선하는 방식이다. 문헌[2]는 보조회로로서 상간리액터와 4개의 스위칭소자를 사용하여 주입전압을 발생시키는 방식으로 36-스텝의 출력 파형을 얻을 수 있으나 그 이상의 파형 개선을 위한 회로확장이 어렵다. 더욱이 보조회로에 스위칭동작의 불균형으로 인하여 변압기가 포화되면 오동작을 일으킬 우려가 있다. 또한 보조회로로서 NPC (Neutral Point Clamped) 인버터를 사용하여 주입전압을 발생시키고 출력측에 커플링 리액터를 사용하여 60-스텝의 출력 파형으로 6상 유도전동기에 적용한 방식이 제안되었다^[4].

본 논문에서는 보조회로로서 Chain 컨버터를 이용하여 주입하고자 하는 리플전압을 발생시키는 새로운 이중접속방식의 출력 파형 개선기술을 제안한다. 제안하는 방식은 리액터소자를 사용하지 않으므로 포화에 의한 오동작의 우려가 없으며 보조회로로서 NPC 인버터를 사용하는 방식^[4]과 비교하면 같은 출력 파형을 내기 위하여 클램핑 다이오드를 사용할 필요가 없다. 또한 Chain 컨버터에서 하나의 단상브릿지 인버터로 구성되는 링크(Link)의 수를 증가시킴에 따라 36-스텝, 60스텝 등으로 동작을 확장할 수 있다.

2. 제안하는 인버터 시스템

그림 1은 제안하는 인버터 시스템을 나타낸다. 두 대의 3상 인버터 INVp과 INVq는 위상변압기에 의

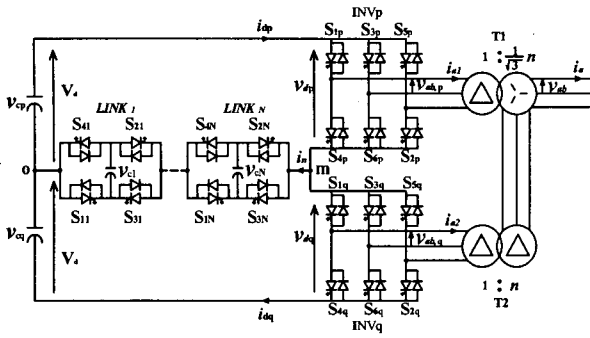


그림 1. 제안하는 멀티스텝 인버터

해 결합되어 기본적으로 12-스텝 인버터의 구성을 이룬다. 3상 인버터 $INVp$ 과 $INVq$ 는 180° 도통방식으로 구동되며 서로 30° 의 위상차를 갖도록 한다. N 대의 링크가 직렬 연결된 Chain 컨버터는 전위 'm' 과 전위 'o' 사이에 연결되어 주입전압을 발생시킨다. N 대의 링크를 갖는 Chain 컨버터는 $(2N+1)$ 개의 전압레벨을 발생시키므로 제안하는 인버터 시스템은 $12(2N+1)$ 스텝으로 동작하는 효과를 갖는다. 3상 인버터의 스위치 S_{ip} 와 S_{iq} 의 게이트 신호 g_{ip} , g_{iq} (이때 $i(i=1\sim 6)$ 는 스위치 번호를 표시함), Chain 컨버터의 스위치 S_{iN} 의 게이트 신호 g_{iN} (이때 $i(i=1\sim 4)$ 는 스위치 번호, $N(N=1,2,\dots)$ 는 링크의 번호를 표시함) 및 이에 따른 60-스텝($N=2$ 인 경우) 동작시의 각부의 파형을 그림 2에 나타낸다. 여기서 Chain 컨버터는 3상 인버터의 6배의 주파수로 동작한다^[4]. 먼저 해석을 용이하게 하기 위하여 모든 스위칭 소자와 위상 변압기는 이상적이라고 가정한다. 각 인버터 $INVp$, $INVq$ 의 입력 전압은

$$U_{\alpha p} = U_{\alpha q} = V_d \quad (1)$$

이고, 두 대의 각 링크 직류전압은

$$U_{cl} = U_{c2} = kV_d \quad (2)$$

이다. 이때 k 는 주 인버터의 입력 전압에 대한 각 링크의 직류 전압의 비임. Chain 컨버터의 출력 전압 U_{mo} 는 입력전압과 게이트 신호에 의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$U_{mo} = (g_{11}-g_{31})U_{cl} + (g_{12}-g_{32})U_{c2} \quad (3)$$

각 3상 인버터의 입력전압은

$$U_{dp} = U_{\alpha p} - U_{mo} \quad (4)$$

$$U_{dq} = U_{\alpha q} + U_{mo} \quad (5)$$

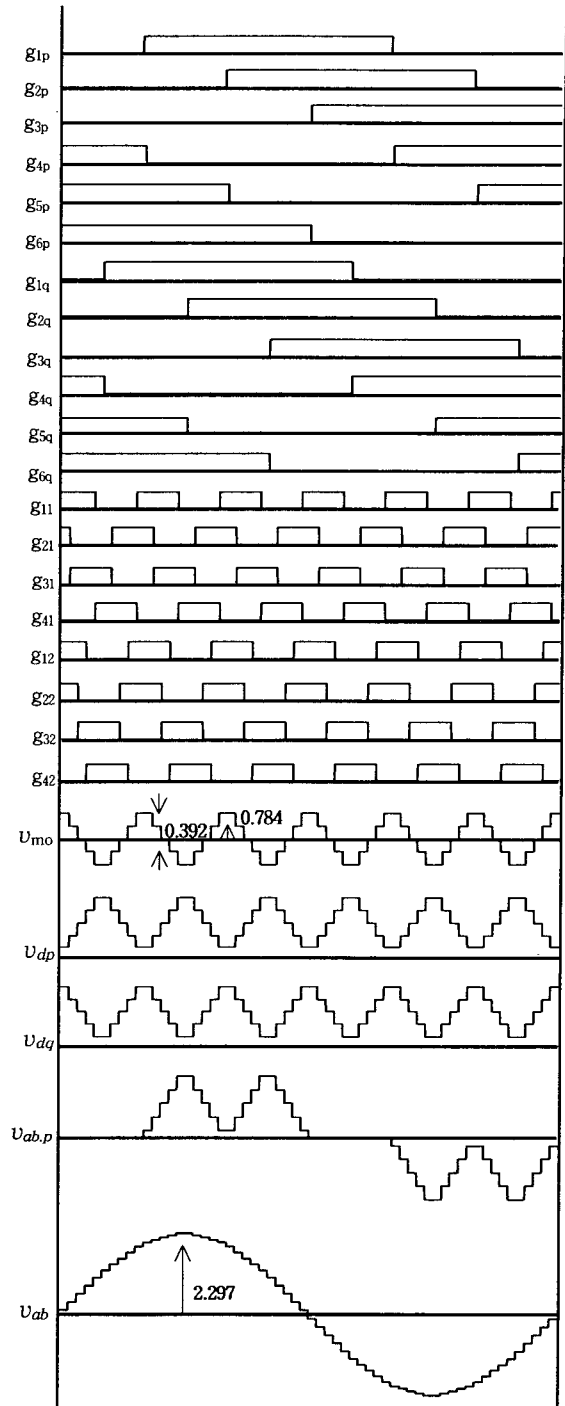


그림 2. 제안한 60-스텝 인버터의 주요파형
($N=2$, $V_d = 1$, $k = 0.392$ 일때)

이고, $INVp$ 의 출력전압은 다음과 같다.

$$U_{ab,p} = (g_{1p} - g_{3p}) U_{dp} \quad (6)$$

$$U_{bc,p} = (g_{3p} - g_{5p}) U_{dp} \quad (7)$$

$$U_{\alpha p} = (g_{5p} - g_{1p}) U_{dp} \quad (8)$$

INVq의 전압도 같은 방법으로 구할 수 있다. 또한 위상 변압기의 입출력 전압관계에 따라 인버터의 최종 출력 전압 v_{ab} 는

$$v_{ab} = v_{ab,q} + \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{ab,p} - v_{bc,p}) \quad (9)$$

가 되고, 식 (1)~(9)에 의해 제안한 인버터의 출력 전압은

$$v_{ab} = \frac{Vd}{\sqrt{3}} [\sqrt{3}(g_{1q} - g_{3q}) + \sqrt{3}k(g_{1q} - g_{3q}) \\ (g_{11} - g_{31} + g_{12} - g_{32}) + (g_{1p} - g_{3p}) \\ - (g_{3p} - g_{5p}) - k(g_{1p} - g_{3p})(g_{11} - g_{31} \\ + g_{12} - g_{32}) + k(g_{3p} - g_{5p})(g_{11} - g_{31} \\ + g_{12} - g_{32})] \quad (10)$$

로 된다. 인버터의 출력전압은 전압비 k 와 각 인버터의 게이트 신호에 의해 결정되며 $k=0.392$ 일 때 출력 전압의 왜곡률 DF 는 2.9%로 최소가 된다. 여기서 DF 는 다음과 같이 정의된다.

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{ab,n}^2}}{V_{ab,1}} \times 100 \quad (11)$$

이때 출력전압의 파형은 그림 2에서 보듯이 60-스텝으로 거의 정현파에 가깝게 된다. Chain 컨버터의 각 링크는 그림 1에서 보듯이 하나의 단상브릿지 전압원 컨버터로 구성된다. N대의 링크를 가지는 Chain 컨버터의 출력전압은 각 링크의 출력 전압의 합과 같기 때문에 링크의 교류측을 직렬로 연결 함으로써 레벨수를 늘릴 수 있다. 즉 N대의 링크를 가지는 Chain 컨버터는 (2N+1)개의 전압레벨을 가지므로 링크가 1대 일때는 3레벨, 링크가 2대 일때는 5레벨을 갖게 되어 주 인버터의 출력전압은 각각 36-스텝과 60-스텝으로 동작한다. 특히 본 방식은 NPC방식에서와 같은 클램핑 다이오드가 필요치 않고, 커패시터를 직렬로 연결하지 않기 때문에 커패시터 균등제어가 필요 없다. 그림 3에서는 60-스텝으로 동작시 Chain 컨버터의 동작순서를 보여주고 있다. 그림 3에서와 같이 (a)-(b)-(c)-(d)-(e)-(f)-(g)-(h) 순서로 스위칭을 할 경우 한번의 스위치 전류(Commutation)로 하나의 레벨의 변화를 가질 수 있어 스위치의 부담이 적어지게 된다.

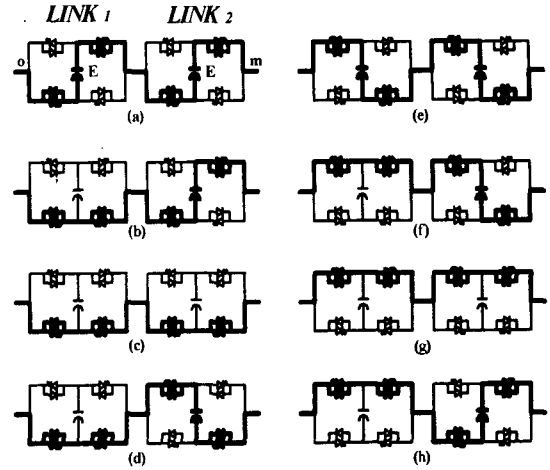


그림 3. 2대의 링크를 사용한 Chain 컨버터의 동작순서 (a) +2E, (b) +E, (c) 0, (d) -E, (e) -2E, (f) -E, (g) 0, (h) +E

3. 위상변압기와 스위칭소자의 정격

본 절에서는 위상변압기의 용량과 스위칭 소자의 정격을 계산하였다. 변압기 전압정격을 계산할 때 정현파의 경우 실효값을 사용하나 비 정현파의 경우 등가 실효전압(Equivalent effective voltage)을 사용한다^[3].

$$V_{eq} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \int_0^\pi v_w d\theta \quad (12)$$

또한 60-스텝 인버터의 출력 VA_{out} 는 다음과 같다.

$$VA_{out} = \sqrt{3} V_{ab} I_a = 2.7539 n V_d I_a \quad (13)$$

여기서 V_{ab} 와 I_a 는 각각 선간 출력전압과 출력전류의 실효값임. 표 1에 기존의 12-스텝 동작과 제안한 60-스텝 동작시 위상변압기 각 권선 전압과 전류정격 및 그에 따른 위상변압기의 부하에 대한 등가용량을 나타낸다. 표 1에서 알 수 있듯이 제안한 60-스텝 인버터의 권선에 걸리는 전압정격이 기존의 12-스텝 인버터의 그것보다 20%정도 감소하기 때문에 변압기의 등가용량도 0.469p.u에서 0.372p.u로 20% 감소하는 것을 알수 있다. 또한 표 2에 기존의 12-스텝과 제안한 60-스텝 동작시 주 인버터와 Chain 컨버터에서 사용되는 스위치의 정격을 나타낸다. 제안한 방식의 주 인버터 스위치의 전압정격은 기존 12-스텝에 비해 78.4% 증가한다. 그리고 Chain 컨버터에 사용되는 스위치는 기존 12-스텝에서 사용하던 주 인버터 스위치 전압정격의 39.2%가 되고, 전류정격은 부하의 위상에 따라 달라지게 된다.

표 1. 위상변압기의 정격비교

| | | 기존의 12-스텝 | | 제안한 60-스텝 | |
|----------|--------------------|----------------------------|---------------|----------------------------|---------------|
| | | V_{eq}/V_d | I_{rms}/I_a | V_{eq}/V_d | I_{rms}/I_a |
| T1 | P | 0.740 | 0.577n | 0.592 | 0.577n |
| | S | 0.427n | 1 | 0.342n | 1 |
| T2 | P | 0.740 | 0.577n | 0.592 | 0.577n |
| | S | 0.740n | 0.577 | 0.592n | 0.577 |
| 등가 용량 | 부하용량(VA) | $VA_{out} = 2.7316nV_dI_a$ | | $VA_{out} = 2.7539nV_dI_a$ | |
| | VA_{T1}/VA_{out} | 0.469 | | 0.372 | |
| | VA_{T2}/VA_{out} | 0.469 | | 0.372 | |

표 2. 스위치 소자의 정격비교 (부하각 70° 일때)

| | | 기존의 12-스텝 | 제안한 60-스텝 |
|---------------------|--------------|-----------|-----------|
| 주 인버터 스위치 | V_{pk}/V_d | 1 | 1.784 |
| | I_{pk}/I_a | 1.414n | 1.414n |
| Chain 컨버터 스위치 | V_{pk}/V_d | - | 0.392 |
| | I_{pk}/I_a | - | 0.518n |

4. 시뮬레이션

두 대의 링크를 가지는 Chain 컨버터를 사용하여 60-스텝 인버터를 구현한 제안한 방식의 모의 실험을 행하였으며 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 다음과 같다.

정격용량 : 10MVA

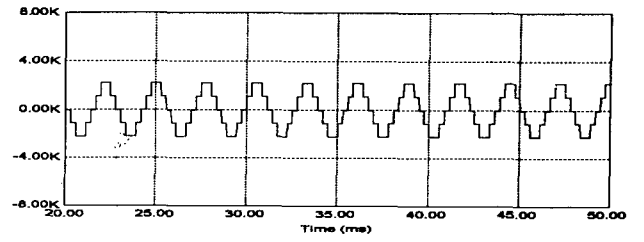
정격전압 : 22.9KV

변압기 권선비 : $n = 5$

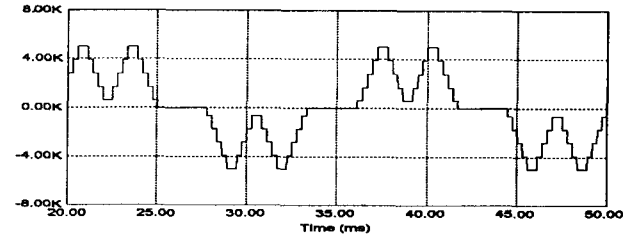
주 회로 직류전압 : $V_d = 2.8KV$

각 링크 직류전압 : $kV_d = 1.0976KV$

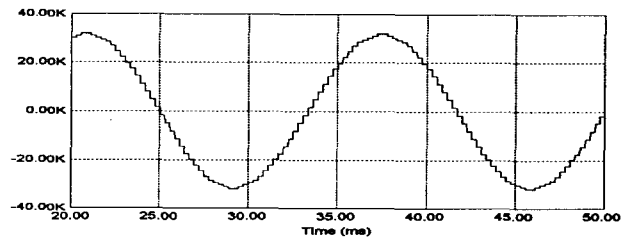
그림 4(a)의 주입 전압 U_{m0} 는 두 대의 링크를 사용하였으므로 5레벨의 전압 파형을 갖고 주파수는 360Hz이다. 이와 같은 전압의 주입에 대하여 인버터 INVp의 출력전압은 그림4(b)와 같이 되며 위상 변압기를 거친후 최종 출력전압은 그림 4(c)와 같이 60-스텝을 갖는 정현파에 가까운 전압이 된다. 또한 그림 4의 (d),(e),(f)에서는 동일한 부하전류 i_a (실효값은 257A)에 대하여 부하각의 증가에 따른 i_n 의 변화를 보여준다. (d)는 부하각이 0° 일 때, (e)는 부하각이 22.46° 일 때, (f)는 부하각이 70° 일 때 각각 i_n 의 전류를 보여주고 있다. 그림 4의



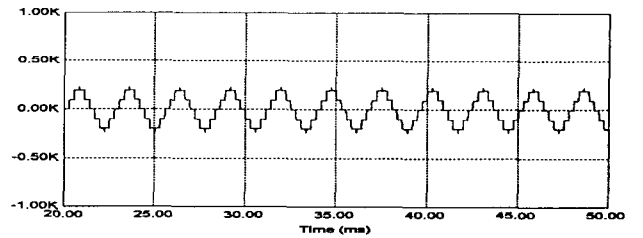
(a) U_{m0}



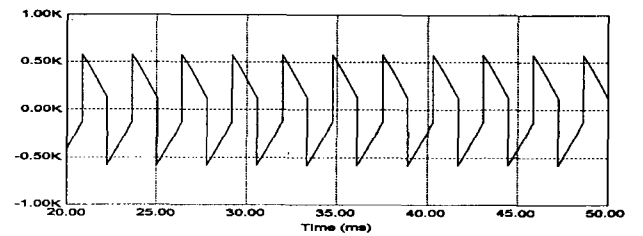
(b) $U_{ab,p}$



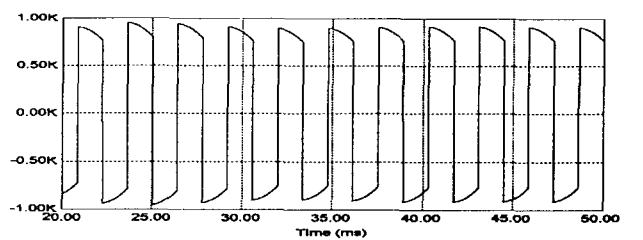
(c) U_{ab}



(d)부하각 0° 일 때, $I_{n,pk} = 229A$



(e)부하각 22.46° 일 때, $I_{n,pk} = 580A$



(f)부하각 70° 일 때, $I_{n,pk} = 954A$

그림 4. 제안하는 60-스텝 인버터의 각부파형

(d),(e),(f)에서 알수 있듯이 부하각이 증가함에 따라 $I_{n,pk}$ 도 커지는 것을 알 수 있다. 그러므로 부하각이 클 경우 보조회로의 스위칭 소자의 전류정격도 커지게 된다.

5. 결 론

본 논문에서는 Chain 컨버터를 보조회로로 하는 이중접속방식의 멀티스텝 인버터를 제안하였다. 본 방식은 다음과 같은 특징을 갖는다.

- N대의 링크를 사용할 경우 보조회로는 $2N+1$ 개의 레벨을 가지며 출력전압은 $12(2N+1)$ 스텝으로 동작한다.
- 보조회로로서 NPC 인버터를 이용하는 방식[4]와는 달리 클램프 다이오드가 필요 없고, 커패시터를 직렬연결 하지 않으므로 균등제어가 필요 없다.
- Chain 컨버터를 구성하는 각 링크의 고장에 대비하여 링크를 추가적으로 설치하여 동작시키는 방법으로 신뢰성을 높일 수 있다.

본 방식은 PWM방식을 사용하지 않는 중·대용량급 인버터의 파형 개선에 적용할 수 있다. 또한 본 방식의 축소모델로서 실험한 결과를 최종논문에서 제시 하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] 양승욱, 최세완, 문진우, 조정구, "SVC적용을 위한 새로운 이중접속방식의 멀티스텝 인버터", 전력전자 학회 논문지, 제4권, 제6호, pp.547-553. 1999.
- [2] Masukawa, S. Iida, "A Method for Reducing Harmonics in Output Voltage of a Double-Connected Inverter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 9, no. 5, pp. 543-550, Sep. 1994.
- [3] 최세완, 양승욱, "단상 인버터 동작에 의한 이중접속 3상전압원 인버터의 출력파형개선", 전력전자 학회 논문지, 제6권, 제1호, pp21-26. 2001.
- [4] K. Oguchi, A. Kawaguchi, T. Kubota, N. Hoshi, "A Novel Six Phase Inverter System With 60-Step Output Voltages for High-Power Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, no. 5, pp 1141-1149, September/October 1999.
- [5] Ainsworth J.D, Davies M, Fitz P.J, Owen K.E, Trainer D.R, "Static Var Compensator (STATCOM)based on single-phase chain circuit converter", IEE Proc-Gener. Transm.Distrib. vol. 145, No.4, July 1998, page(s): 381~386