



저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사학위논문

**3개의 독립된 컨버터로 구동되는
3상 3권선 시스템의 새로운 결선 방법**

**A new connection method with three independent converters
for three-phase three-winding system**

2015년 2월

서울대학교 대학원

전기 정보 공학부

온 성 재

**3개의 독립된 컨버터로 구동되는
3상 3권선 시스템의 새로운 결선 방법**

**A new connection method with three independent converters
for three-phase three-winding system**

지도교수 설 승 기

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함

2015년 2월

서울대학교 대학원

전기 정보 공학부

온 성 재

온성재의 공학석사 학위 논문으로 인준함

2015년 2월

위 원 장 : _____

부위원장 : _____

위 원 : _____

초록

전력계통과 연계되는 대용량 컨버터와 대형 유도기 구동 시스템의 경우 3상 다권선 시스템이 용량 확대와 고조파 저감의 목적으로 널리 활용되고 있다. 본 논문에서는 이러한 3상 다권선 시스템에 3개의 독립된 컨버터를 연결하는 새로운 결선 방법을 제안한다. 단순한 결선 변경을 통해, 권선에 인가되는 전압의 레벨 수를 늘릴 수 있다. 3대의 2레벨 컨버터를 이용할 경우, 델타 권선에 인가되는 전압 레벨을 9개, Y권선에 인가되는 전압 레벨을 17개까지 늘릴 수 있다. 제안한 방법은 4권선 변압기 혹은 3개의 고정자 권선을 가지는 대형 유도기와 컨버터 출력 간의 연결만 바꿈으로써 적용이 가능하다. 본 논문에서는 제안된 결선 방법의 등가회로를 유도하고 모의 실험을 통해 제안된 결선 방법의 효과와 등가회로의 유효성을 확인하였다. 또한, 3개의 고정자 권선을 가지는 영구 자석 전동기를 제작하여 제안된 결선 방법의 효과를 검증하였다. 실험 결과, 2레벨 컨버터를 이용하는 경우 기존 결선 방법 대비 출력 선간 전압과 상전압의 총 고조파 왜율이 30% 감소하였다.

주요어: 개방 권선 구조, 이중 델타 전원, 컨버터 병렬 운전, 인터리빙 운전, 다권선 시스템

학 번: 2013-20828

목차

초록	i
목차	ii
그림 목차	iv
표 목차	viii
1. 서론	1
1.1. 연구 배경 및 목적	1
2. 2레벨 전압형 컨버터와 개방 권선 구조	6
2.1. 2레벨 전압형 컨버터	6
2.2. 개방 권선 구조 (Open-end Winding).....	10
3. 다권선 변압기와 이중 델타 전원 구조	14
3.1. 다권선 변압기	14
3.1.1 다권선 변압기의 등가회로	14
3.1.2 컨버터 병렬 운전 시 다권선 변압기의 장점	16
3.2. 이중 델타 전원 (Double Delta Sourced Winding) [6]17	
3.1.1 이중 델타 전원의 구조	17
3.1.2 이중 델타 전원의 등가회로	20
3.1.3 이중 델타 전원의 효과	21
3.1.4 개방 권선 구조의 확장으로써의 이중 델타 전원	23

4. 제안된 결선 방식	26
4.1. 제안된 결선 방식의 구조	26
4.2. 제안된 결선 방식의 등가회로	29
4.2.1 2차 측이 델타 결선되었을 때의 등가회로	30
4.2.2 2차 측이 Y결선 되었을 때의 등가회로	37
5. 시뮬레이션 결과	45
5.1 델타 권선 경우 시뮬레이션 결과	45
5.2 Y권선 경우 시뮬레이션 결과	53
6. 실험 결과	61
6.1. 실험 세트의 구성	61
6.1.1 3개의 고정자를 가지는 영구자석 전동기	61
6.1.1.1 3개의 고정자를 가지는 영구자석 전동기의 모델링	62
6.1.1.2 인터리빙 운전 시 전류 제어에 영향	64
6.2. 실험 조건	67
6.3. 실험 파형	68
6.3.1. 일반적인 결선 방식과 삼각파 동기 운전	68
6.3.2 일반적인 결선 방식과 인터리빙 운전	72
6.3.3 제안된 결선 방식과 삼각파 인터리빙 운전	76
6.3.4 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전	80
7. 결론	84
참고 문헌	88
부록 A. 제작된 전동기의 파라미터	91
ABSTRACT	92

그림 목차

그림 2.1 전압형 2레벨 컨버터.....	6
그림 2.2 스위칭 함수 (S_a, S_b, S_c)에 따른 공간 전압 벡터.....	9
그림 2.3 전압형 2레벨 컨버터의 등가회로.....	9
그림 2.4 개방 권선 구조.....	10
그림 2.5 개방 권선 구조의 등가회로.....	11
그림 2.6 개방 권선 구조의 영상분 전압에 대한 등가회로.....	11
그림 2.7 개방 권선 구조의 3상 평형 전압에 대한 등가회로 (2개의 독립된 직류 전압원을 가지는 경우).....	13
그림 2.8 개방 권선 구조의 스위칭 함수 ($S_{a1} + S_{a2}, S_{b1} + S_{b2}, S_{c1} + S_{c2}$)에 따른 공간 전압 벡터.....	13
그림 3.1 이상적인 4권선 변압기의 상당 등가회로.....	15
그림 3.2 이중 델타 전원의 구조.....	18
그림 3.3 2차 측 권선만 나타낸 이중 델타 전원의 구조.....	19
그림 3.4 이중 델타 전원이 가지는 9개의 권선 전압 레벨 직류 전압원의 크기 900V, 스위칭 주파수 2.5kHz, SVPWM.....	19
그림 3.5 (a) 컨버터 1에서 본 등가회로, (b) 컨버터 2에서 본 등가회로.....	20
그림 3.6 간략히 나타낸 개방 권선 구조.....	23
그림 3.7 간략히 나타낸 이중 델타 전원.....	24
그림 4.1 제안된 결선 방식, 델타 권선 경우.....	26
그림 4.2 일반적인 결선 방식.....	28

그림 4.3 제안된 결선 방식.....	28
그림 4.4 (a) 기존의 결선 방식 (델타 권선), (b) 제안된 결선 방식 (델타 권선)	29
그림 4.5 (a) 컨버터 2 의 전압원을 비활성화했을 때의 등가회로 (b) 컨버터 2,3의 전압원을 비활성화했을 때의 등가회로.....	30
그림 4.6 2차원 평면상에 나타난 제안된 결선 방법의 등가회로 (델타 권선)..	31
그림 4.7 컨버터1의 영상분 전압에 대한 등가회로 (델타 권선).....	32
그림 4.8 컨버터1의 3상 평형 전압에 대한 등가회로 (델타 권선).....	32
그림 4.9 컨버터 1에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (델타 권선).....	33
그림 4.10 (a) 컨버터 2에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (델타 권선).....	34
그림 4.11 (a) 기존의 결선 방식 (Y 권선)(b) 제안된 결선 방식 (Y 권선).....	37
그림 4.12 (a) 컨버터 2,3의 전압원을 비활성화했을 때의 등가회로 (Y 권선)(b) 2차원 평면상에 나타난 제안된 결선 방법의 등가회로 (Y 권선).....	38
그림 4.13 컨버터 1에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (Y 권선).....	40
그림 4.14 (a) 컨버터 2에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (Y 권선).....	42
그림 5.1 시뮬레이션에 사용된 2차 측에 델타 권선을 가지는 계통 연계형 3MW BESS.....	45
그림 5.2 델타 권선 시뮬레이션에 사용한 상당 등가회로.....	46
그림 5.3 델타 권선 경우 계통 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (a) 제안된 결 선 시.....	47
그림 5.4 델타 권선 경우 권선 전압 파형, $MI=0.8$ (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시.....	48
그림 5.5 델타 권선 경우 권선 전압 FFT (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선	

시.....	49
그림 5.6 델타 권선 경우 권선 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시.....	50
그림 5.7 델타 권선 경우 권선 전류 FFT (a) 일반적인 결선 시, (b) 제안된 결선 시.....	51
그림 5.8 컨버터 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시.....	52
그림 5.9 시뮬레이션에 사용된 2차 측에 Y권선을 가지는 계통 연계형 3MW BESS.....	53
그림 5.10 Y권선 시뮬레이션에 사용한 상당 등가회로.....	54
그림 5.11 Y권선 경우 계통 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (a) 제안된 결선 시.....	55
그림 5.12 Y권선 경우 권선 전압 파형, $MI = 0.8$ (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시.....	56
그림 5.13 Y권선 경우 권선 전압 FFT (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시.....	57
그림 5.14 Y권선 경우 권선 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시.....	58
그림 5.15 Y권선 경우 권선 전류 FFT (a) 일반적인 결선 시, (b) 제안된 결선 시.....	59
그림 6.1 실험 장치의 구성.....	61
그림 6.2 3개의 3상 고정자 권선을 가지는 영구자석 동기 전동기의 모델.....	64
그림 6.3 일반적인 결선 방식과 삼각과 동기 운전 시 회로.....	68
그림 6.4 일반적인 결선과 삼각과 동기 운전 시 전압 전류 파형.....	69

그림 6.5 일반적인 결선과 삼각파 동기 운전 시 전압 확대 파형 (a) 1번 권선 선간전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압	70
그림 6.6 일반적인 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 선간 전압 파형 (a) 1번 권선 선간 전압 V_{ab} , (b) 2번권선 선간 전압 V_{ab} , 3번권선 선간 전압 V_{ab} .	70
그림 6.7 일반적인 결선과 삼각파 동기 운전 시 전압 전류 FFT	71
그림 6.8 일반적인 결선 방식과 인터리빙 운전 시 회로	72
그림 6.9 일반적인 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 파형	73
그림 6.10 일반적인 결선과 인터리빙 운전 시 전압 확대 파형	74
그림 6.11 일반적인 결선 방식과 인터리빙 운전 시 선간 전압 파형	74
그림 6.12 일반적인 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 FFT	75
그림 6.13 제안된 결선 방식과 인터리빙 운전 시 회로	76
그림 6.14 제안된 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 파형	77
그림 6.15 제안된 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 파형 (a) 1번 권선 선간 전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압	78
그림 6.16 제안된 결선 방식과 인터리빙 운전 시 선간 전압 파형	78
그림 6.17 제안된 결선 방식과 인터리빙 운전 시 전압 전류 FFT	79
그림 6.18 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 회로	80
그림 6.19 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 전압 전류 파형	81
그림 6.20 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 전압 확대 파형	82
그림 6.21 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 전압 전류 FFT	83

표 목차

표 4-1 제안된 결선 방식	27
표 5-1 델타 권선에 대한 시뮬레이션의 시스템 제 정수.....	46
표 5-2 Y권선에 대한 시뮬레이션의 시스템 제 정수.....	54
표 6-1 4개의 실험 조건	67
표 6-2 실험의 세팅	67

1. 서론

1.1. 연구 배경 및 목적

인류가 전기를 사용한 이래로 계속해서 여전히 전기 에너지 수요는 증가하고 있다. 기존의 동력기관으로 사용하던 내연기관을 효율이 좋고 공해와 소음이 적은 전동기로 대체하려는 움직임과 더불어, 지구 온난화 등의 기후 변화로 인한 냉난방 수요의 증가로 전기 에너지에 대한 수요는 더 늘어나고 있다.

화석 연료에 의존한 발전 방식에 대해 환경 문제가 대두되면서 또한 일본의 후쿠시마 원전 사고 이후에 원자력에너지의 위험성에 대한 경각심이 높아지면서, 기존의 발전 방식을 대체할 방법을 찾기 위한 연구개발과 투자가 많은 국가들에서 이루어져왔다. 풍력과 태양광 에너지는 대표적인 신재생 에너지 원으로, 이를 계통에 연결하기 위한 전력 변환 회로와 제어기술에도 많은 발전이 있어 이미 상용화 단계에 이르고 있다.

더불어 배터리 기술의 발전으로 인해 리튬 이온 배터리(Lithium-ion battery)와 같은 2차 전지를 대용량 에너지 저장 장치(Battery Energy Storage System, BESS)로 사용하기 위한 연구가 이루어지고 있다. 전력 계통의 안정적인 운용을 위하여 전력 수요와 발전량을 일치한다. BESS를 이용할 경우, 배터리의 충방전으로 부하의 변동에 따른 계통의 부담을 덜어 계통 내의 다른 발전원들이 보다 안정적으로 전력을 공급하는 것을 가능하다.

신재생 에너지원들과 배터리의 공통점은 기존 발전방식과 달리 출력 전력이 직류의 형태를 가진다는 점이다. 따라서 대용량 신재생 에너지원 혹은 BESS를 교류계통과 연결하기 위해서는 수 MW급 대용량 전력변환을 위한 DC-AC

변환 회로(컨버터)가 필요하다. 통상의 신재생 발전 시스템이나 리튬이온 배터리와 같이 출력 직류 전압이 높지 않을 경우에 MW급 전력 변환을 위해서는 저전압(수백V~1000V) 대전류(수 kA) 형태의 전력 변환 회로가 필요하다. 전력용 반도체 소자의 전류 정격이 제한되기 때문에 수 kA의 대전류를 흘리기 위해선 전력용 반도체 소자의 병렬 연결 혹은 컨버터 자체의 병렬 연결이 필수적이다[1].

컨버터 병렬 운전 시에 병렬 연결된 컨버터들의 삼각파의 위상(Phase)을 천이(Shift)하여 전류 리플(ripple)을 서로 상쇄하도록 하는 인터리빙(interleaving) 운전은 여러 가지 장점을 가진다 [2]~[4]. 동일한 하드웨어에서 삼각파의 위상을 천이함으로써 계통 측 전류 총 고조파왜율(THD)이 크게 감소하므로, 더 작은 필터와 더 낮은 컨버터 스위칭 주파수에서도 계통 측 전류 고조파 규제를 만족시킬 수 있다. 참고문헌 [2]에서는 2개의 컨버터와 180° 인터리빙을 하는 경우에 계통 측 전류의 고조파 크기를 동일하게 유지하는 경우 필터 인덕턴스의 크기를 약 70%가량 감소시킬 수 있음을 보였다. 참고문헌 [3]의 연구에서 2개의 계통 연계형 컨버터가 병렬 운전될 때 계통 측 전류의 THD를 최소화하는 위상 천이 각에 대해 논의하였다. 참고문헌 [4]에서 인터리빙 운전이 계통 측 전류 고조파를 저감하는 효과 외에 전체 전력변환회로에 미칠 수 있는 다른 효과들에 대해서도 분석하였다.

그러나 실제 컨버터 병렬 운전에서 인터리빙 운전을 할 경우 2가지 문제점이 존재한다. 첫 번째로, 각 컨버터의 출력 전압벡터가 다를 경우 컨버터 간에 순환전류가 발생한다. 순환전류는 전력 전달에 기여하지 않으면서, 회로의 손실을 키우고 각 컨버터가 필요로 하는 전류 용량을 키운다[5]. 두 번째로, 인

터리빙 운전을 통해 더 작은 필터와 더 낮은 스위칭 주파수에서 계통의 고조파 규제는 만족시킬 수 있으나 각 컨버터 전류 리플에는 이점이 없다. 낮은 스위칭 주파수와 필터 인덕턴스로 컨버터 전류 리플이 커질 경우, 회로의 동손과 필터 인덕턴스에서의 철손 그리고 컨버터 자체의 손실을 키우고, 더 높은 전류 정격의 반도체 소자를 컨버터에 사용해야 하는 문제가 여전히 존재한다.

첫 번째 문제의 경우 다권선 변압기의 사용으로 해결할 수 있다. 신재생 에너지원이나 BESS같은 분산 전원의 경우 전력계통과 연계 시에 낮은 컨버터 출력 교류 전압을 배전용 고전압(Medium voltage)으로 승압하기 위한 승압 변압기(Step-up transformer)가 사용된다. 다권선 변압기의 경우 병렬 연결된 컨버터 간에 전기적인 절연이 제공되므로 각 권선에 연결된 컨버터 간에 순환 전류가 존재하지 않는다. 따라서 이 승압용 변압기를 다권선 변압기로 사용하여 저압 측의 각 권선에 컨버터를 연결할 경우, 병렬 연결된 컨버터들 간에 순환 전류 없이 인터리빙 운전이 가능하다.

참고문헌 [6]에서는 인터리빙 시 컨버터 측 전류 리플 저감을 위한 새로운 회로가 제안되었다. 2차 단에 2개의 권선을 가지는 3권선 변압기를 이용하여, 권선 간의 연결을 바꿈으로써 동일한 컨버터를 이용하였을 때 권선에 인가되는 전압의 레벨 수를 늘이는 방법을 제시하였다. 참고문헌 [6]의 방법은 2대의 2레벨 컨버터와 2개의 독립된 직류 전압원을 이용하여 권선 전압의 레벨 수를 통상 얻을 수 있는 3개에서 9개로 대폭 늘릴 수 있었고 컨버터 측 전류의 리플을 크게 저감할 수 있다.

본 논문에서는 3상 3권선 시스템을 위한 새로운 결선 방법을 제안한다. 참

고문헌 [6]에서 제안된 방법이 일종의 개방 권선의 확장이라는 것을 보이고 이를 바탕으로 새로운 결선 방식을 제안하고자 한다. 제안된 결선 방식은 개방 권선과 [6]의 방법과 달리, 동일한 하드웨어에서 단순히 컨버터 출력단과 권선 터미널 간의 연결만 변경함으로써 권선에 멀티레벨 전압을 인가할 수 있다. 또한, 제안된 방식은 델타 권선과 Y권선 모두의 경우에 적용이 가능하다. 3대의 2레벨 컨버터를 이용하는 경우, 델타 권선 시 각 권선 전압은 9개의 레벨을 가지고, Y권선 시 각 권선 전압은 17개의 레벨을 가진다. 이는 5레벨 컨버터가 합성하는 전압의 레벨 수와 동일하다. 본 논문에서는 중첩원리를 이용하여 제안된 회로의 등가회로를 유도하였다. 또한 모의 실험 및 실험을 통하여 제안된 결선 방식의 유효성을 확인하고 일반적인 결선 방식과 성능을 비교하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경과 해결하고자 하는 문제에 대해 언급하고 연구 방향에 대해서 기술한다.

제 2장에서는 본격적인 논의를 시작하기 앞서 3상 전압형 컨버터의 입출력 특성과 등가회로에 대해 알아보고, 2대의 2레벨 전압형 컨버터를 이용해 2개의 3상 권선에 멀티레벨 전압을 합성할 수 있는 개방 권선 구조에 대해 알아본다.

제 3장에서는 다권선 변압기의 특징과 3권선 변압기와 2레벨 전압형 컨버터 2대와 3권선 변압기를 이용해 멀티레벨 운전을 가능하게 하는 이중 델타 전원 구조에 대해 알아본다.

제 4장에서는 3개의 3상 권선을 이용하는 새로운 결선 구조를 제안하고 중첩 원리를 통해 제안된 결선 구조의 등가회로를 구해 본다. 제안된 방법은 3개의

3상 권선이 각각 델타 연결되어 있을 때와 Y 연결되어 있을 때 모두 적용 가능하다. 4장에서는 각각의 경우에 대해 제안된 결선 방식의 등가회로를 구한다. 제 5장에서는 실험을 통하여 제안된 회로의 타당성을 검증한다. 제 6장에서는 본 논문의 결과를 정리하며 향후 연구에 대하여 기술한다.

2. 2레벨 전압형 컨버터와 개방 권선 구조

본 장에서는 3상 전압형 컨버터의 일반적인 특성과 개방 권선 (open-end winding) 구조에 대해 알아본다. 먼저 2.1절에서는 2레벨 컨버터의 입출력 특성과 모델링에 대해서 살펴보고, 2.2절에서는 2레벨 컨버터 2대를 이용하여 멀티레벨 운전을 가능하게 하는 개방 권선 구조와 그 모델링에 대해 살펴본다.

2.1. 2레벨 전압형 컨버터

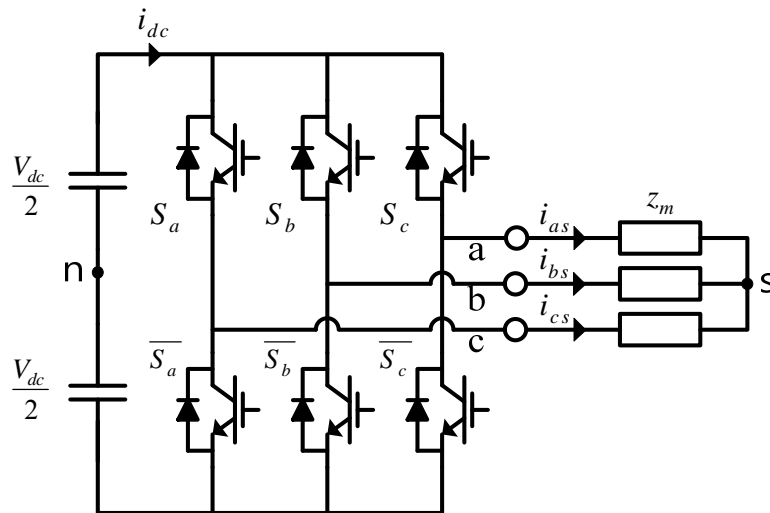


그림 2.1 전압형 2레벨 컨버터

3상 전압형 2레벨 컨버터는 통상 그림 2.1과 같은 회로로 구현된다. 단일 직류 전압원으로부터 3상 교류 전압을 합성하여 3상 부하에 전력을 공급한다. 2레벨 컨버터의 경우 대개 단일 직류 전압원을 사용하게 되므로 직류단 중성점 'n'은 가상의 중성점으로 존재한다. S_a, S_b, S_c 는 각각 양방향 전력 전달 스

위치의 스위칭 함수로써 $S_x=1$ 은 x상 위쪽 스위치가 도통함을, $S_x=0$ 은 x상 아래쪽 스위치가 도통함을 의미한다. $\overline{S_x}$ 의 경우 S_x 와 상보적(Complementary)으로 온, 오프 된다.

스위칭 함수에 따라 가상의 중성점 n과 컨버터 a,b,c상 출력 간에 전압이 결정된다. 이를 극 전압(Pole Voltage)이라고 하고 스위칭 함수에 따라 (2.1)과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{V_{dc}}{2}(2S_a - 1) \\ V_{bn} &= \frac{V_{dc}}{2}(2S_b - 1) \\ V_{cn} &= \frac{V_{dc}}{2}(2S_c - 1) \end{aligned} \quad (2.1)$$

선간 전압을 컨버터의 스위칭 함수로 표현하면 (2.2)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{dc}(S_a - S_b) \\ V_{bc} &= V_{dc}(S_b - S_c) \\ V_{ca} &= V_{dc}(S_c - S_a) \end{aligned} \quad (2.2)$$

선간 전압의 경우 $[-V_{dc}, 0, V_{dc}]$ 의 3개의 레벨을 가진다. 출력 상전압을 구하기 위해 그림 2.1의 회로에 대해 KCL(Kirchhoff's Current Law)을 풀면 부하의 중성점 s에서 (2.3)이 성립한다.

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (2.3)$$

부하가 3상 평형인 경우 (2.4)가 성립하여 3상 상전압의 합 역시 0이 된다.

$$z_m i_{as} + z_m i_{bs} + z_m i_{cs} = V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (2.4)$$

극 전압과 상전압의 관계식은 (2.5)와 같다.

$$\begin{aligned}
V_{an} &= V_{as} + V_{sn} \\
V_{bn} &= V_{bs} + V_{sn} \\
V_{cn} &= V_{cs} + V_{sn}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

컨버터의 가상의 중성점 n과 부하의 중성점 s사이의 전압 차를 오프셋(Offset) 전압 혹은 영상분(Zero sequence) 전압이라 하고 V_{sn} 으로 정의하면, (2.4)와 (2.5)로부터 오프셋 전압을 스위칭 함수로 (2.6)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{sn} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) = \frac{V_{dc}}{6}(2S_a + 2S_b + 2S_c - 3) \tag{2.6}$$

3상 상전압을 컨버터의 스위칭 함수로 표현하면 (2.7)과 같다.

$$\begin{aligned}
V_{as} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\
V_{bs} &= \frac{V_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\
V_{cs} &= \frac{V_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c)
\end{aligned} \tag{2.7}$$

상전압의 경우 스위칭 함수에 따라 $\left[-\frac{2}{3}V_{dc}, -\frac{1}{3}V_{dc}, 0, \frac{1}{3}V_{dc}, \frac{2}{3}V_{dc}\right]$ 의 5개의 레벨을 가진다. 위의 결과로부터 dq평면 상에 스위칭에 따라 2레벨 컨버터가 출력하는 전압 벡터를 도시하면 그림 2.2와 같다.

스위칭 성분을 제외한 기본파 성분과 영상분에 대해, 컨버터가 합성하는 전압을 3상 평형(balanced) 성분과 영상분, 즉 오프셋 전압 성분으로 나뉘었을 때 그림 2.1의 2레벨 컨버터는 그림 2.3과 같은 등가회로로 모델링 할 수 있다. 영상분 전압은 각 상에 같은 크기의 전압원으로 모델링 되고, 3상 평형 전압은 합이 0이 되는 3개의 전압원으로 모델링 된다.

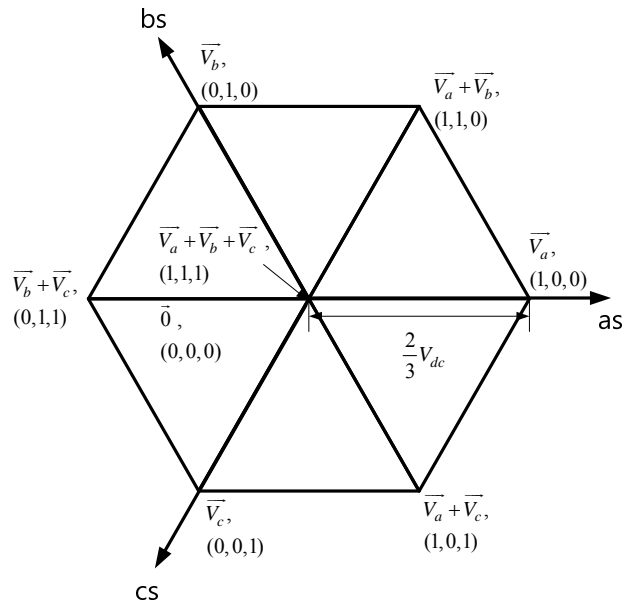


그림 2.2 스위칭 함수 (S_a, S_b, S_c) 에 따른 공간 전압 벡터

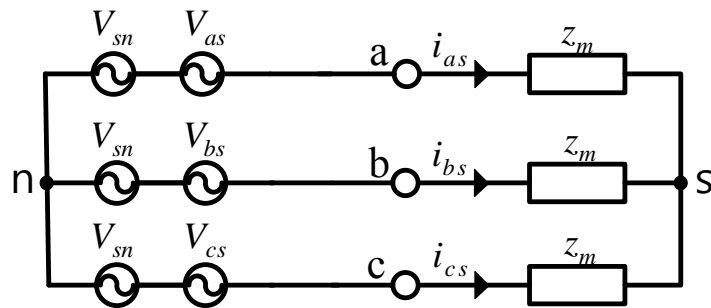


그림 2.3 전압형 2레벨 컨버터의 등가회로

2.2. 개방 권선 구조 (Open-end Winding)

전압형 컨버터에 있어 출력 가능한 전압의 레벨 수가 많은 멀티레벨 컨버터는 많은 장점을 가진다. 유도성 부하(Inductive load)의 경우 출력 전압의 전압 변화율(dv/dt)을 줄여 전류 고조파 감쇠를 위한 필터의 크기를 줄일 수 있고, 동시에 회로 내 자성부품(Magnetic component)의 철손을 줄일 수 있다. 또한, 2레벨 컨버터와 비교했을 때 더 적은 스위칭으로 동일한 품질의 출력 전류를 만들 수 있다[7]. 참고문헌 [8]에서 제안된 개방 권선 구조는 3상 권선의 양쪽을 개방하고 2레벨 컨버터 2대를 개방된 권선 양쪽에 각각 연결하여 부하에 멀티레벨 전압을 인가하는 방법이다. 회로의 구조는 그림 2.4와 같다.

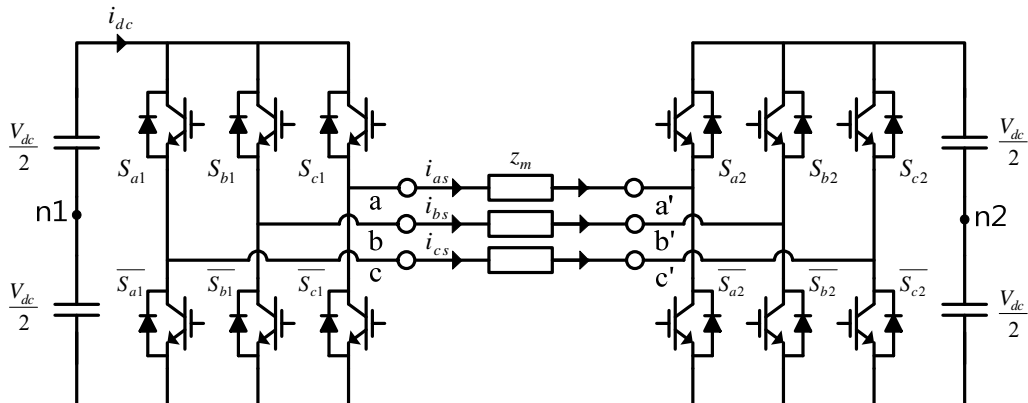


그림 2.4 개방 권선 구조

그림 2.4에는 2개의 컨버터가 서로 다른 직류 전압원을 가지는 것으로 그렸으나, 회로 구성에 따라 1개의 직류 전압원을 가질 수도 있다.

각 컨버터가 독립된 직류 전압원을 사용하는 경우에 대해 그림 2.3의 2레벨

전압형 컨버터의 등가회로를 이용해 개방 권선 구조의 등가회로를 그리면 그림 2.5와 같다.

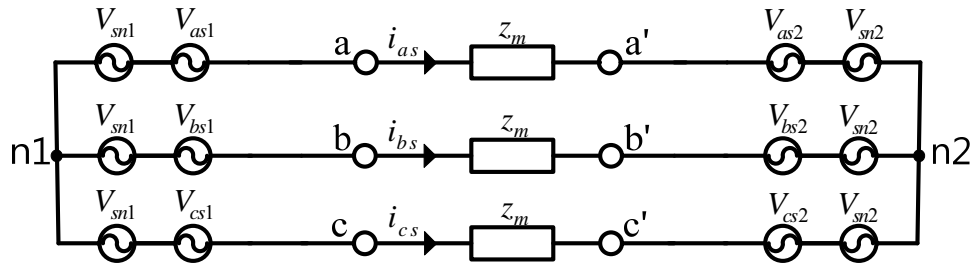


그림 2.5 개방 권선 구조의 등가회로

회로에 여러 전압원이 있는 경우 중첩의 원리(Superposition Principle)을 이용하여 회로를 해석할 수 있다. 그림 2.5의 등가회로에서 영상분 전압에 대한 등가회로를 나타내면 그림 2.6과 같다.

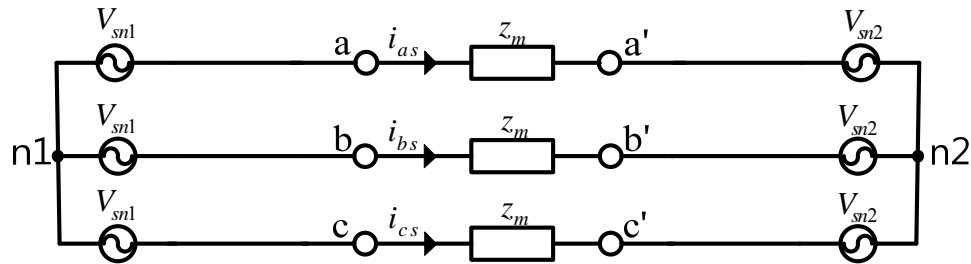


그림 2.6 개방 권선 구조의 영상분 전압에 대한 등가회로

양쪽 컨버터가 서로 다른 직류 전압원을 가지는 경우, 각각의 컨버터가 합성하는 영상분 전압이 다르더라도 영상분 전류가 흐를 수 있는 회로가 만들어지지 않는다. 반면 2대의 컨버터가 1개의 직류 전압원을 공유하도록 회로를 구

성하는 경우, n1노드와 n2노드가 동일한 노드가 된다. 따라서 양쪽 컨버터가 합성하는 영상분 전압이 다르다면 부하와 양쪽 컨버터에 영상분 전류가 흐르게 된다. 전력 전달에 기여하지 않는 영상분 전류는 추가적인 손실을 야기하고 회로의 자성부품을 포화시킨다. 개방 권선 구조에서 양쪽 컨버터가 직류 전압원을 공유하는 경우에 대해, 영상분 전류를 저감하기 위한 PWM 방법들이 연구되었다[9].

다음으로 3상 평형 전압에 대한 등가회로는 그림 2.7과 같다. 등가회로로부터 3상 부하에 인가되는 전압을 구하면 (2.8)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{aa'} &= V_{as1} - V_{as2} \\ V_{bb'} &= V_{bs1} - V_{bs2} \\ V_{cc'} &= V_{cs1} - V_{cs2} \end{aligned} \quad (2.8)$$

컨버터의 스위칭 함수를 이용해 부하에 인가되는 전압을 표현하면 (2.9)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{aa'} \\ V_{bb'} \\ V_{cc'} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} - \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

양쪽 직류 전압원의 크기가 V_{dc} 로 동일하다고 하면 1개 권선의 전압을 합성하는 데에 6개의 스위칭 함수가 관여한다. 이를 dq평면 상에 나타내면 그림 2.8과 같다. 출력전압의 레벨 수는 3레벨 컨버터와 동일하다[10].

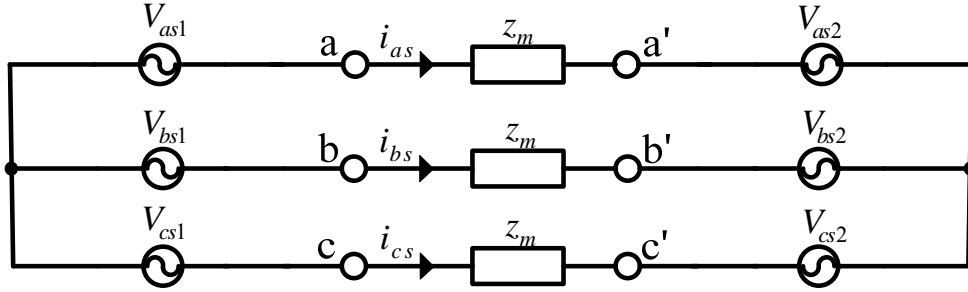


그림 2.7 개방 권선 구조의 3상 평행 전압에 대한 등가회로
(2개의 독립된 직류 전압원을 가지는 경우)

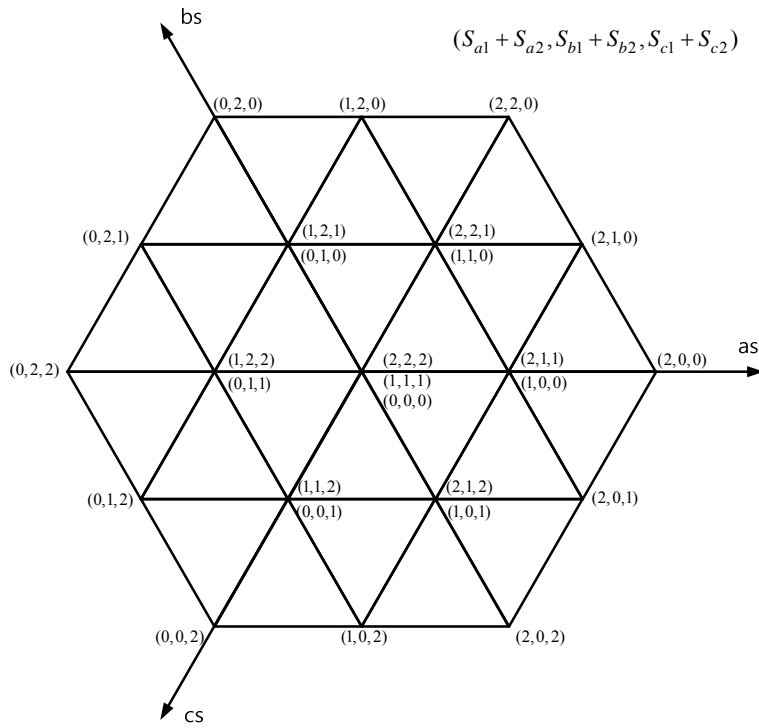


그림 2.8 개방 권선 구조의 스위칭 함수 $(S_{a1} + S_{a2}, S_{b1} + S_{b2}, S_{c1} + S_{c2})$ 에 따른
공간 전압 벡터

양쪽 직류 전압원의 크기가 다른 경우, 얻을 수 있는 전압의 레벨 수는 더 늘어날 수 있다[11]. 이는 멀티레벨 컨버터에서 여러 개 직류 전압원이 존재하는 경우, 직류단 전압 간에 차이를 만들고 이를 이용하여 출력 전압의 레벨 수를 늘리는 일종의 하이브리드 멀티레벨 컨버터[12]와 같은 방법이다.

결론적으로 개방 권선 구조는 2레벨 컨버터 2대를 이용하여 부하에 인가되는 전압의 레벨을 9개까지 늘릴 수 있었다. 그러나 기존의 2레벨 컨버터 1대를 이용하는 폐권선 구조(closed-end winding)에 비해 스위칭 소자의 갯수가 2배가 되며, 도통 손실이 증가하고, 직류 전압원을 공유하는 경우 영상분 전류가 존재하는 단점이 존재 한다[13].

3. 다권선 변압기와 이중 델타 전원 구조

2개 이상의 3상 권선을 가지는 변압기, 전동기는 대용량 계통 연계 시스템, 또는 대형 전동기 구동 등의 분야에서 폭 넓게 사용되어 왔다. 본 장에서는 논문에 사용될 다권선 변압기의 등가 모델과 컨버터 병렬 운전 시 다권선 변압기가 얻을 수 있는 이점에 대해 다룬다. 또한, 이중 델타 전원 구조와 개방 권선 구조의 유사성을 확인하고 이를 통해 4장에서 새로운 결선 방식을 제안 한다.

3.1. 다권선 변압기

3.1.1 다권선 변압기의 등가회로

1개의 코어에 여러 권선이 자속을 공유하게 되는 다권선 변압기는 권선 간

에 전기적인 절연을 제공하는 특징이 있다. 3개의 2차 측 권선과 1개의 1차 측 권선을 가지는 이상적인 4권선 변압기의 상당 등가회로는 그림 3.1과 같다.

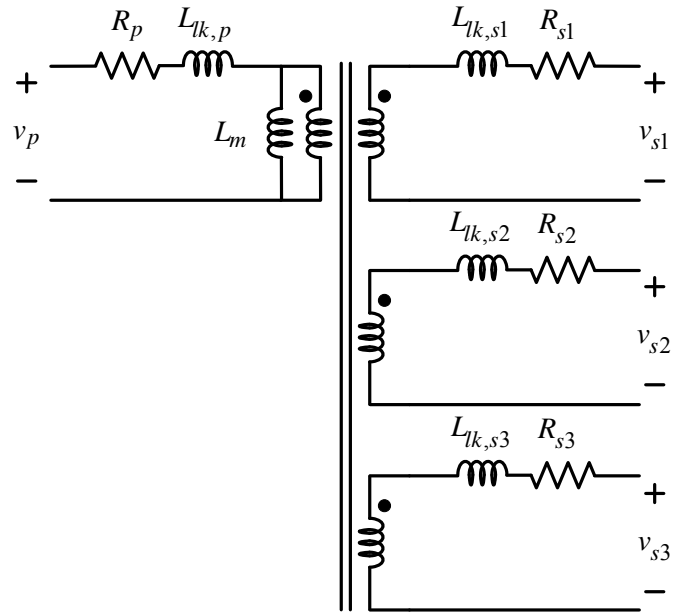


그림 3.1 이상적인 4권선 변압기의 상당 등가회로

R_p 는 1차 측 권선의 권선 저항, R_{s1}, R_{s2}, R_{s3} 는 2차 측 각 권선의 권선 저항, $L_{lk,p}$ 는 1차 측 권선의 누설 인덕턴스(leakage inductance), L_m 은 자화 인덕턴스 (magnetizing inductance), $L_{lk,s1}, L_{lk,s2}, L_{lk,s3}$ 는 2차 측 각 권선의 누설 인덕턴스이다.

실제 다권선 변압기는 매우 복잡한 자기(Magnetic)회로를 가진다. 특히 2차 측 권선이 서로 근접해 있기 때문에 2차 측 누설 자속들이 권선 간에 서로 쇄교하게 되어 다른 권선에 영향을 미친다. 이 때 누설 자속 중 다른 권선과 서로 쇄교하는 자속량은 코어와 권선의 물리적인 형상에 따라 달라지기 때문에 일반적인 구조에 대한 모델링을 하기는 어렵다. 누설 인덕턴스를 정확히 알기

힘들기 때문에 단락회로(Short circuit) 시험 결과와 일치하는 모델링을 얻는 것도 어려운 일이다[14]. 컴퓨터 수치연산을 이용하는 FEM(Finite Element Method) 시뮬레이션 통해 인덕턴스 행렬을 얻을 수 있고 이를 통해 비교적 정확히 각 권선간의 누설 자속을 포함한 쇄교 자속을 파악할 수는 있다.

본 논문에서는 변압기 설계가 잘 이루어져 2차 측 권선 간에 서로 쇄교하는 누설 자속이 비교적 작다는 가정 하에 그림 3.1과 같은 모델을 가지고 논의를 진행한다.

3.1.2 컨버터 병렬 운전 시 다권선 변압기의 장점

서론에서 언급한 바와 같이 다권선 변압기가 제공하는 2차 측 권선 간의 전기적인 절연은 컨버터 병렬 운전 시에 장점이 될 수 있다. 수 MW급 BESS(Battery Energy Storage System)와 같이 저전압(수백 V ~ 1000V 내외), 고전류(수 kA~)의 대용량 전력 변환장치가 필요한 경우, 통상 개별 사용 반도체 소자의 전류가 제한되기 때문에 소자의 병렬 혹은 컨버터 병렬 운전이 필수적이다. 일반적인 컨버터 병렬 운전에서 컨버터 간에 출력 전압벡터가 다른 경우, 영상분 전압에 의한 순환 전류가 발생한다. 순환전류는 전력전달에는 기여하지 않는 전류 성분이므로, 회로 내의 손실을 높이고 계통에 동일한 크기의 전력을 전달하기 위해 더 큰 전류 정격을 가지는 소자를 필요로 하게 한다. 이러한 순환 전류를 저감하는 방법은 여러 가지가 존재한다. 커먼-모드(Common-mode) 인덕터를 추가하거나[2], 영상분 전압(Zero-sequence voltage)을 순시적으로 맞추기 위한 PWM 방법을 적용, 혹은 LCL필터를 사용하는 경우 캐패시터를 컨버터 직류단의 중성점에 연결하는 방법 등을 사용할 수 있다.

그러나 이러한 방법들을 적용하더라도 순환전류를 완전히 제거하는 것은 실제로 어려운 일이다.

다권선 변압기의 각 권선에 컨버터를 연결하여 인터리빙(Interleaving) 운전할 경우 영상분 전압에 의한 순환전류를 완전히 억제할 수 있다. 다권선 변압기를 컨버터 병렬운전에 이용할 경우, 각 권선이 서로 절연되어 있기 때문에 컨버터 간에 영상분 전압에 의한 순환전류가 존재하지 않는다. 따라서 인터리빙 운전을 통해 계통 측 고조파 규정을 충족 시키면서 더 작은 필터를 사용하고 스위칭 주파수를 더 낮추는 것이 가능하다.

그러나 계통 측 전류 고조파는 인터리빙에 의해 저감되더라도, 작아진 필터와 낮은 스위칭 주파수 때문에 각 컨버터 측 전류 리플은 크게 증가한다. 인터리빙 운전은 컨버터 측 전류에 대해서는 아무런 이득을 얻을 수 없다. 따라서 각 컨버터에서는 증가한 전류 리플을 고려하여 컨버터의 스위칭 소자와 방열 시스템을 설계하여야 한다.

3.2. 이중 델타 전원 (Double Delta Sourced Winding) [6]

3.1.1 이중 델타 전원의 구조

다권선 변압기를 이용한 인터리빙 운전 시에, 2차 측 전류 리플 저감을 위해 참고문헌 [6]에서 이중 델타 전원이 제안되었다. 3권선 변압기와 2개의 독립된 컨버터를 이용하는 이중 델타 전원은 2차측 권선 간의 연결을 변경함으로써 2차 측 권선 전압의 수를 크게 늘릴 수 있는 방법이다. 이중 델타 전원의 구조는 그림 3.2와 같다.

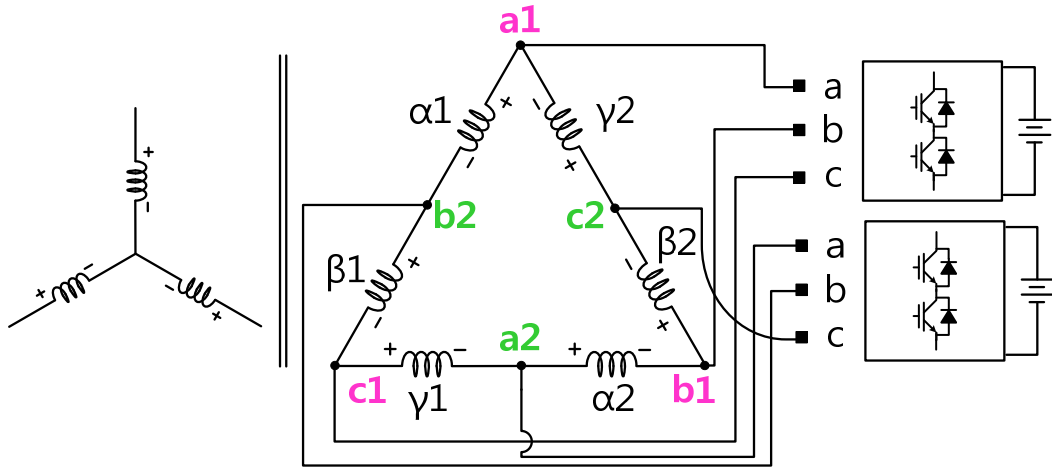


그림 3.2 이중 델타 전원의 구조

$\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ 은 2차단 2개 권선 중 1번 권선의 3상 권선을, $\alpha_2, \beta_2, \gamma_2$ 은 2번 권선의 3상 권선을 의미한다. 설명의 편의를 위해 권선의 임피던스는 인덕턴스만 나타내었고 역기전력과 저항은 생략하였다. 이중 델타 전원은 3권선 변압기의 2개의 2차 측 권선의 결선을 그림 3.2와 같이 수정함으로써 하나의 큰 델타를 만들게 된다. 일반적인 델타 권선과 달리, 이중 델타 전원의 경우 2개의 델타 권선이 서로 엇갈려 $\alpha_1 \rightarrow \beta_2 \rightarrow \gamma_1 \rightarrow \alpha_2 \rightarrow \beta_1 \rightarrow \gamma_2 \rightarrow \alpha_1$ 의 순서로 연결되어 하나의 큰 델타를 이루게 된다. 복잡한 연결을 간단히 보이기 위해, 1차 단 권선을 제외한 2차 단 권선과 각 권선 터미널에 연결되는 컨버터 출력만을 도시하면 그림 3.3과 같다.

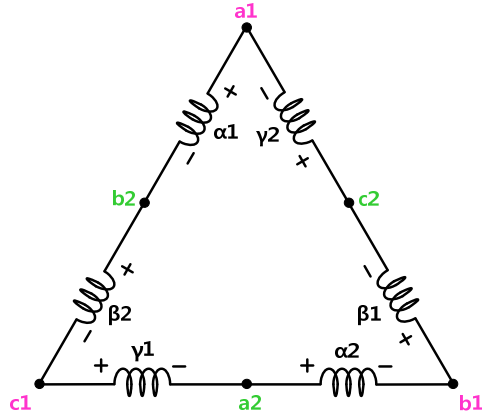


그림 3.3.2차 측 권선만 나타낸 이중 델타 전원의 구조

그림 상에서 (a_1, b_1, c_1) 은 컨버터 1의 3상 출력을, (a_2, b_2, c_2) 은 컨버터 2의 3상 출력을 의미한다. 각 권선마다 컨버터 1의 출력과 컨버터 2의 출력이 양단에 하나씩 연결되어 선간 전압을 합성하게 된다. 이러한 결선에서 양 컨버터를 인터리빙 운전하여 전압을 합성해주면 그림 3.4와 같이 권선 전압의 레벨 수가 9개까지 늘어날 수 있다.

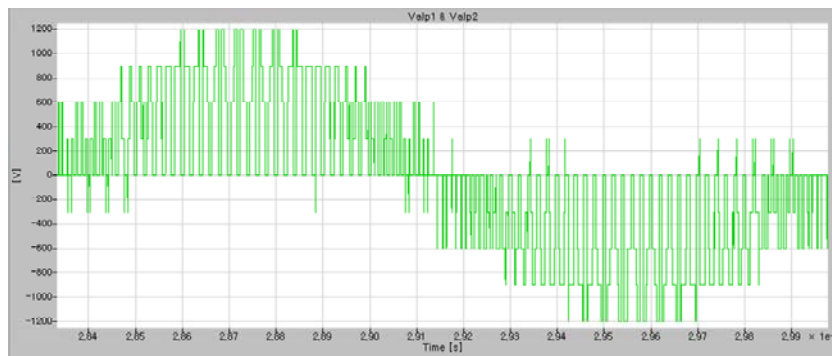


그림 3.4 이중 델타 전원이 가지는 9개의 권선 전압 레벨 직류 전압원의 크기 900V, 스위칭 주파수 2.5kHz, SVPWM

이중 델타 전원의 한가지 특징은 2차단 2개의 컨버터가 서로 절연된 직류 전압원을 필요로 한다는 것이다. 이는 직류 전압원을 대용량 배터리로부터 얻거나 대규모 태양광 패널(Panel)에서 얻을 경우 독립된 2개의 직류 전원은 추가적인 부담 없이 손쉽게 구현될 수 있다. 또한 수 MW급 대형 전동기 구동을 위해서 컨버터가 병렬 연결될 경우 교류 입력단에 통상 3권선 절연 변압기가 사용되고 이를 통해 12 펄스(pulse) 형태의 정류기를 구현할 경우, 자연스럽게 독립된 2개의 직류 전원을 확보할 수 있다.

3.1.2 이중 델타 전원의 등가회로

참고 문헌 [6]에서는 이중 델타 전원의 분석을 위해 등가회로를 유도하였다. 회로의 등가회로는 중첩의 원리를 통해 구할 수 있다. 각각 컨버터에 해당하는 3상 전압원을 단락하여 구한 등가회로는 그림 3.5와 같다.

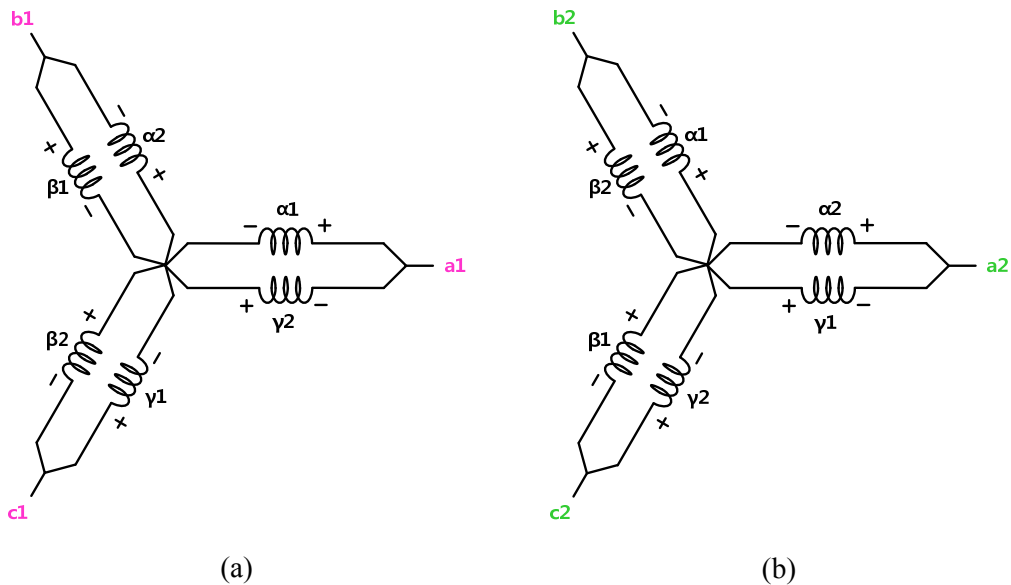


그림 3.5 (a) 컨버터 1에서 본 등가회로, (b) 컨버터 2에서 본 등가회로

각 컨버터에서 보았을 때 등가회로는 2개의 권선이 병렬로 연결된 Y결선의 형태로 나타난다. 따라서 컨버터가 합성하는 영상분 전압에 대해서는 회로가 성립하지 않고 영상분 전류는 흐르지 않는다. 컨버터 출력 상전압과 권선 전압 사이의 관계는 (3.1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as1} - V_{bs2} \\ V_{bs1} - V_{cs2} \\ V_{cs1} - V_{as2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as2} - V_{bs1} \\ V_{bs2} - V_{cs1} \\ V_{cs2} - V_{as1} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

등가회로로부터 권선에 인가되는 전압을 스위칭 함수로 나타내면 (3.2)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix}$$

1개 권선을 합성하는 데 총 6개의 스위칭 함수가 관여하고, 각 컨버터의 직류 단 전압이 같은 경우 권선 전압의 레벨은 9개까지 늘어난다.

3.1.3 이중 델타 전원의 효과

이중 델타 전원은 여러 가지 특징을 가지나 크게 3가지 장점을 가진다.

첫 번째로, 2레벨 컨버터 2대와 3권선 변압기를 이용하여 결선 구조만 바꿈으로써 2차 단 권선에 인가되는 전압 레벨 수를 늘릴 수 있다. 이중 델타 권선의 경우 권선 전압이 9개의 레벨을 가진다. 권선 1개에 1대의 컨버터가 연결되는 일반적인 결선 방식의 경우 2레벨 컨버터가 합성할 수 있는 선간 전압

은 전압의 레벨 수는 3개이므로 추가적으로 6개의 레벨을 더 얻을 수 있다.

두 번째로, 2대의 컨버터의 삼각파를 180° 위상 천이하여 인터리빙 운전 시 스위칭 주파수 짝수배의 전압 고조파가 감소한다[6]. 실제 인가되는 권선전압은 (3.1)과 같이 양 컨버터가 합성하는 전압의 차가 되므로, 컨버터 1과 컨버터 2가 서로 180° 위상 차이를 가지는 삼각파를 이용하여 극전압을 합성할 경우, 전압 고조파 성분이 서로 상쇄 된다. 따라서 합성되는 권선 전압의 고조파 성분을 줄일 수 있다. 참고 문헌 [6]의 실험 조건에서 인터리빙 운전을 통해 권선 전압의 THD를 81%에서 61.6%로 줄일 수 있었다. 더 적은 전압 고조파는 변압기 철손을 감소시킬 수 있고, 2차 단 전류의 리플을 감소시켜 변압기 동손과 컨버터 자체 손실을 줄인다.

세 번째로, 1차 단에서는 인터리빙의 효과를 그대로 얻을 수 있다. (3.2)로부터 2개의 α 권선에 합성되는 전압만 다시 적으면 (3.3)과 같다.

$$\begin{cases} V_{\alpha 1} = V_{as1} - V_{bs2} \\ V_{\alpha 2} = V_{as2} - V_{bs1} \end{cases} \quad (3.3)$$

컨버터 1의 출력 $(a1, b1, c1)$ 와 $(a2, b2, c2)$ 가 서로 180° 위상 천이된 삼각파를 통해 합성된다면, (3.3)으로부터 $\alpha 1$ 과 $\alpha 2$ 권선에 흐르는 전류 리플 위상이 서로 반대로 만들어질 것으로 생각할 수 있다. 따라서 이중 델타 전원 구조에서도 2개의 권선에 만들어지는 리플의 위상이 서로 반대가 되어 1차 단에서 합쳐진 전류의 리플 크기는 감소하고 리플의 주파수 대역은 올라가는 인터리빙 운전의 효과를 얻을 수 있다.

3.1.4 개방 권선 구조의 확장으로써의 이중 델타 전원

이중 델타 전원의 경우, 다권선 시스템에서 개방 권선 구조를 확장한 구조로 이해할 수 있다. 먼저, 그림 2.4의 개방 권선 구조에서 각 권선 양단에 연결된 컨버터 출력을 표현하면 그림 3.6과 같다.

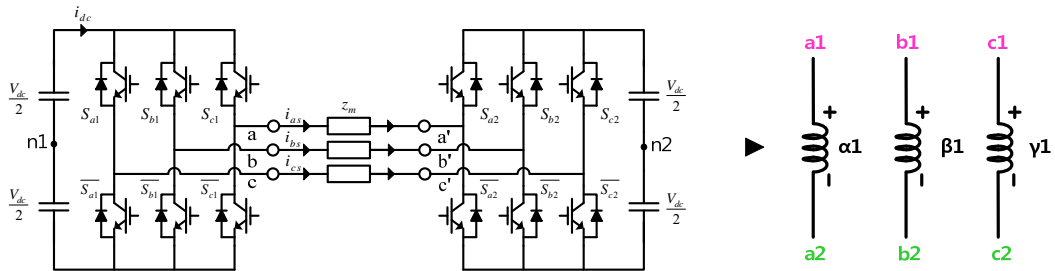


그림 3.6 간략히 나타낸 개방 권선 구조

그림 3.6의 개방 권선 구조는 권선 양단을 모두 개방하여 양쪽을 각각의 컨버터에 연결한다. 부하 권선의 상(Phase)에 해당하는 컨버터의 출력 터미널이 권선 양단에 연결된다. 예를 들어 α 권선 양단에는 각각 컨버터 1의 a상 출력과 컨버터 2의 a상 출력이 연결된다.

2대의 컨버터가 서로 ρ 만큼 위상 천이된 삼각파를 사용한다고 가정하면, (2.8)로 부터 합성되는 전압의 기본파 성분과 스위칭 주파수 대역의 전압 고조파를 다음과 같이 개념적으로 간단히 나타낼 수 있다.

$$V_{aa'} = V_{as1} - V_{as2} \approx \left(\frac{V_{as}^*}{2} + V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t) \right) - \left(-\frac{V_{as}^*}{2} - V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t - \rho) \right) \quad (3.4)$$

$$= V_{as}^* + V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t) + V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t - \rho)$$

(3.4)에서 알 수 있듯이 기본파는 지령에 따라 합성되지만 각 컨버터 출력의 전압 고조파가 위상 차이에 의해 상쇄되어 고조파 특성이 개선된다.

그림 3.3의 이중 델타 구조에서도 마찬가지로 각 권선 양단에 연결된 컨버터 출력을 나타내면 그림 3.7과 같다.

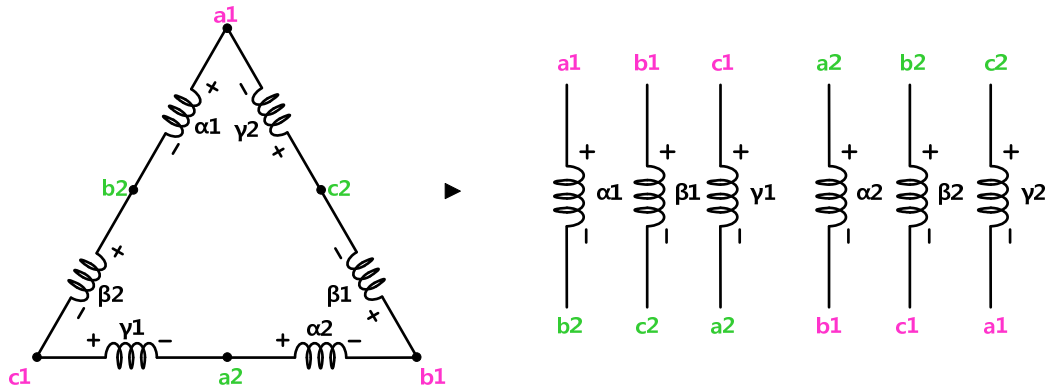


그림 3.7 간략히 나타낸 이중 델타 전원

그림 3.7의 이중 델타 전원 역시 개방 권선과 마찬가지로 권선 양단을 모두 개방하여 컨버터에 연결한다. 그러나 이중 델타 전원의 경우 개방 권선과 달리 델타 권선의 전압 합성이 필요하므로, 양단에 서로 다른 상전압 출력이 연결된다. 예를 들어, α_1 권선 양단에 컨버터 1의 a상 터미널과 컨버터 2의 b상 터미널이 연결되고 β_1 권선 양단에는 컨버터 1의 b상 터미널과 컨버터 2의 c상 터미널이 연결된다. 그림 3.6과 그림 3.7의 비교를 통해 이를 명확히 알 수 있다.

마찬가지로 2대의 컨버터가 서로 ρ 만큼 위상 천이된 삼각파를 사용한다고 가정하면, (3.1)로 부터 합성되는 델타 권선 전압의 기본파 성분과 스위칭 주파수의 전압 고조파를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha 1} &= V_{as1} - V_{bs2} \approx \left(V_{as}^* + V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t) \right) - \left(V_{bs}^* + V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t - \rho) \right) \\
 &= V_{as}^* - V_{bs}^* + V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t) - V_{f_{sw}} \cos(2\pi f_{sw} t - \rho)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

개방 권선 구조와 마찬가지로, 합성하는 권선 전압의 고조파가 삼각파 위상천이에 따른 위상차이로 서로 상쇄되어 고조파 특성이 개선된다. [6]에서 ρ 의 값은 180° 가 사용되었다.

개방 권선 구조가 2대의 컨버터로 1개의 3상 권선의 권선 양단 전압을 합성하는 구조였다면, 이중 델타 전원은 2대의 컨버터로 2개의 3상 권선의 권선 양단 전압을 합성하도록 확장한 구조이다.

4. 제안된 결선 방식

4.1. 제안된 결선 방식의 구조

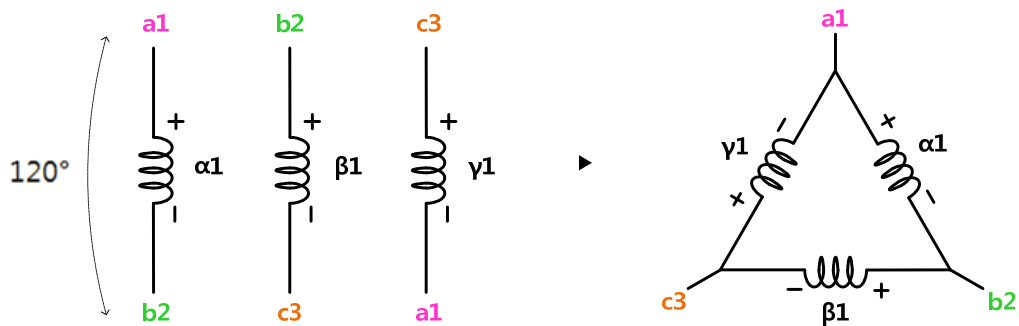


그림 4.1 제안된 결선 방식, 델타 권선 경우

3장에서 알아본 것과 같이 이중 델타 전원의 구조를 개방 권선 구조의 확장으로 이해 한다면 그림 4.1과 같은 결선을 생각 할 수 있다. 그림 4.1에서 $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ 는 4권선 변압기의 2차 측 1번 권선을 의미한다. 각각 a1, b2, c3는 컨버터 1의 a상 출력, 컨버터 2의 b상 출력, 컨버터 3의 c상 출력을 의미한다.

3장의 이중 델타 전원은 (3.5)와 같이 컨버터 2대로 180° 위상 천이된 2개의 삼각파를 사용하여 권선 전압을 합성하였다. 제안된 결선 방식에선 3개의 권선과 컨버터 3대로 120° 로 위상 천이된 3개의 삼각파를 사용하여 권선 전압을 합성하게 된다. 컨버터 1과 컨버터 2, 컨버터 3가 각각 $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ 위상 천이된 삼각파를 사용한다고 하면, 그림 4.1과 같이 결선했을 때 $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ 권선 각각의 전압을 120° 위상차를 가지는 2개의 삼각파를 이용해서 합성할 수 있다. 나머지 컨버터의 출력들 역시 마찬가지로 각 권선의 선간 전압을

120° 위상차를 가지는 2개의 삼각파로 합성하도록 컨버터 출력을 권선 터미널에 결선해줄 수 있고 이를 정리하면 표 4-1과 같다.

기존 결선 방식과 제안된 결선 방식을 회로도를 통해 비교하면 그림 4.2와 그림 4.3과 같다. 그림 4.3의 복잡해 보이는 결선을 간단히 하기 위해, 2차 단 권선과 권선 터미널에 연결되는 컨버터 출력만을 도시하면 그림 4.4와 같다.

표 4-1 제안된 결선 방식

권선 1	α 권선의 (+) 터미널	컨버터 1, A상
	β 권선의 (+) 터미널	컨버터 2, B상
	γ 권선의 (+) 터미널	컨버터 3, C상
권선 2,	α 권선의 (+) 터미널	컨버터 2, A상
	β 권선의 (+) 터미널	컨버터 3, B상
	γ 권선의 (+) 터미널	컨버터 1, C상
권선 3,	α 권선의 (+) 터미널	컨버터 3, A상
	β 권선의 (+) 터미널	컨버터 1, B상
	γ 권선의 (+) 터미널	컨버터 2, C상

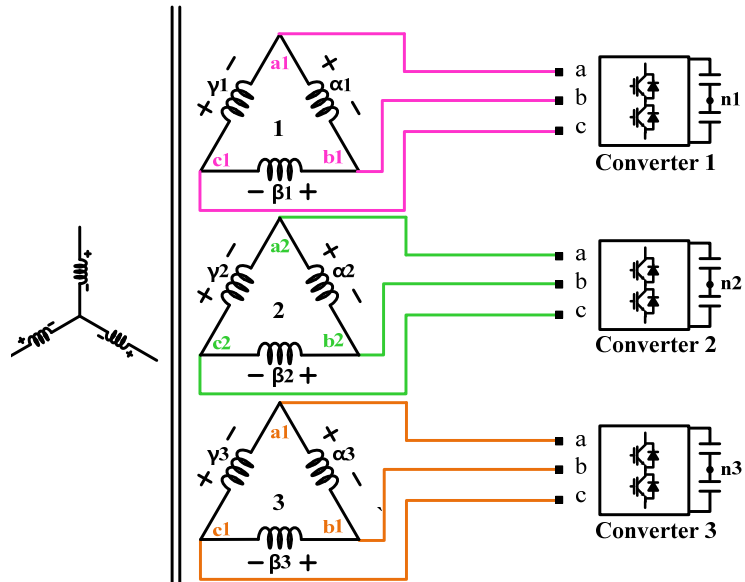


그림 4.2 일반적인 결선 방식

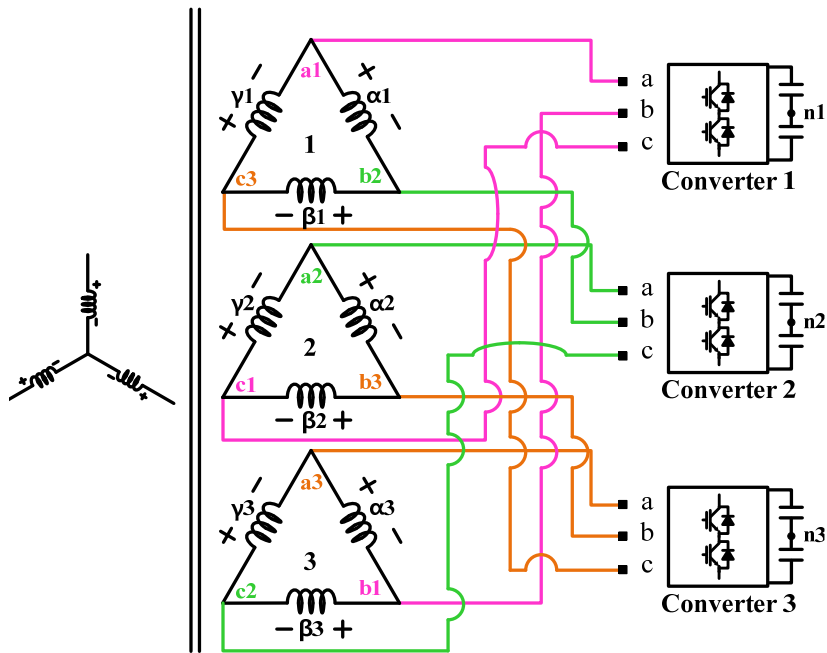


그림 4.3 제안된 결선 방식

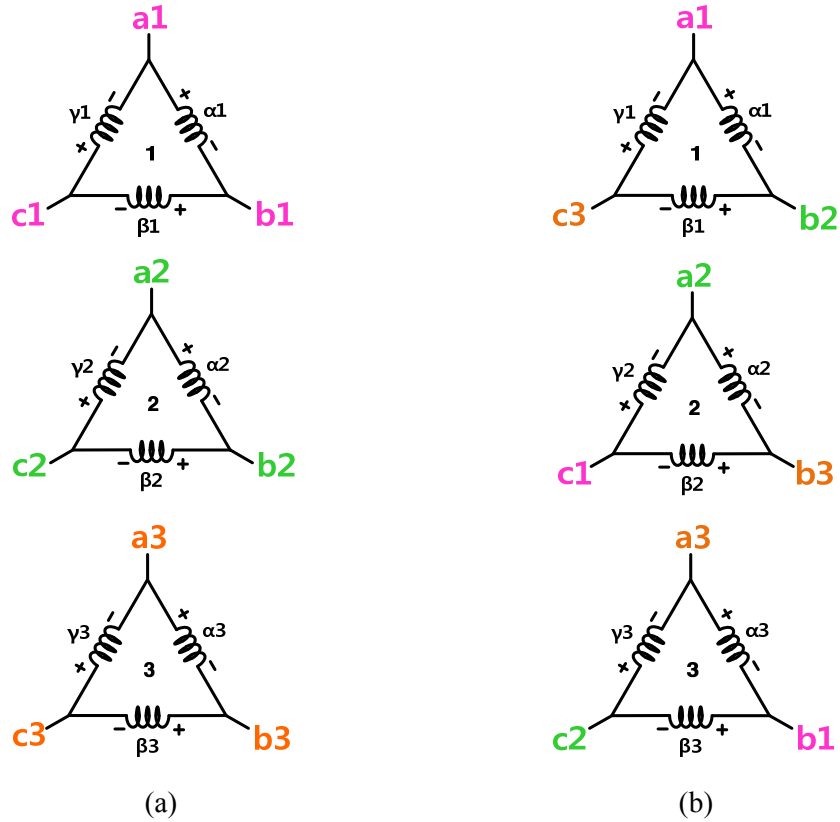


그림 4.4 (a) 기존의 결선 방식 (델타 권선), (b) 제안된 결선 방식 (델타 권선)

그림 4.4에서 델타권선 가운데에 표시된 숫자는 각각 4권선 변압기의 2차 측 1번 권선, 2번 권선, 3번 권선을 의미한다. 제안된 회로는 그림 4.4(a)의 기존 결선 방식과 달리 1개 권선의 전압합성에 2대의 컨버터가 참여한다.

4.2. 제안된 결선 방식의 등가회로

회로를 해석하고 각 권선 전압을 스위칭 함수로 나타내기 위해 등가회로가 필요하다. 본 절에서는 중첩의 원리와 권선 임피던스에 대한 가정을 통해 제

안된 결선 방식의 등가회로를 구해본다.

4.2.1 2차 측이 델타 결선되었을 때의 등가회로

변압기의 2차 측이 델타 결선된 경우 회로는 그림 4.2와 같다. 중첩의 원리를 이용하기 위하여 컨버터 2, 컨버터 3이 나타내는 전압원을 단락시키면 컨버터 1에 대한 등가회로를 유도할 수 있다.

중첩의 원리에서 비활성화된(deactivated) 전압원은 단락회로로 보인다. 먼저 컨버터 2의 전압원을 비활성화시키면 그림 4.5(a)와 같다. 여기서 컨버터 3의 전압원을 마저 비활성화시키면 그림 4.5(b)와 같다. V_{n2}, V_{n3} 는 각각 컨버터 2와 컨버터 3이 가지고 있는 가상의 중성점(Virtual neutral point)을 나타낸다.

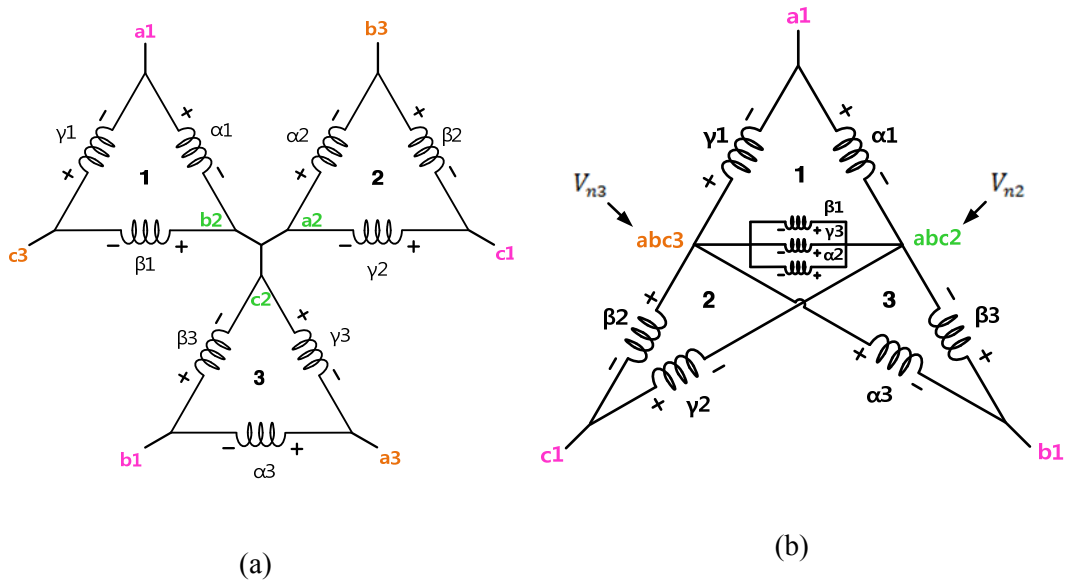


그림 4.5 (a) 컨버터 2의 전압원을 비활성화했을 때의 등가회로

(b) 컨버터 2,3의 전압원을 비활성화했을 때의 등가회로

그림 4.5(b)의 회로에서 V_{n2}, V_{n3} 의 전위가 항상 같고 두 노드 사이에 전류가 흐르지 않는 것을 증명하면, $\beta 1, \gamma 3, \alpha 2$ 권선 양단의 전압은 항상 동일하고 전류도 흐르지 않으므로 세 권선은 회로에서 생략될 수 있다. 4.2.1절에서는 권선 임피던스에 대한 가정과 중첩의 원리를 이용하여 위의 명제를 증명함으로써 제안된 결선 방식의 등가회로를 유도한다.

그림 4.5(b)의 회로에서 회로를 더 간단히 하기 위해 컨버터 1의 전압원을 2개로 나누어 나타내면 그림 4.6과 같다. 컨버터가 합성하는 극전압을 영상분 전압과 3상 평형 전압(3-phase balanced voltage)으로 나타낸 그림 2.3과 달리 그림 4.6은 극전압을 하나의 전압원으로 나타내었다.

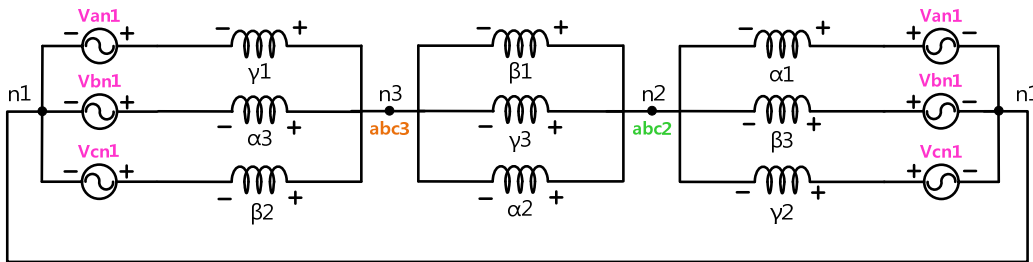


그림 4.6 2차원 평면상에 나타낸 제안된 결선 방법의 등가회로 (델타 권선)

컨버터가 합성하는 전압은 3상 평형 전압과 PWM에 의해 결정되는 영상분 전압 혹은 옹셋전압으로 나뉜다. 가정에 의해 권선의 임피던스가 3상 평형이고, 3개 권선의 권선 임피던스 역시 동일하며 이 값을 Z_{ω} 라고 하자. 먼저 영상분 전압, 즉 옹셋 전압에 대한 등가회로는 그림 4.7과 같다.

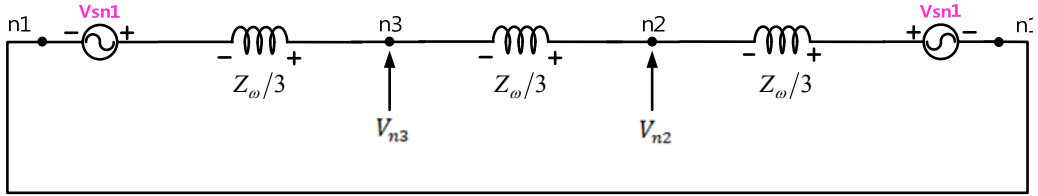


그림 4.7 컨버터1의 영상분 전압에 대한 등가회로 (델타 권선)

그림 4.7의 회로에서 컨버터가 합성하는 영상분 전압에 대해서, V_{n2}, V_{n3} 간의 전압은 항상 같고 두 노드 간에는 전류가 흐르지 않는 것을 알 수 있다. 다음으로 3상 평형 전압에 대한 등가회로는 그림 4.8과 같다.

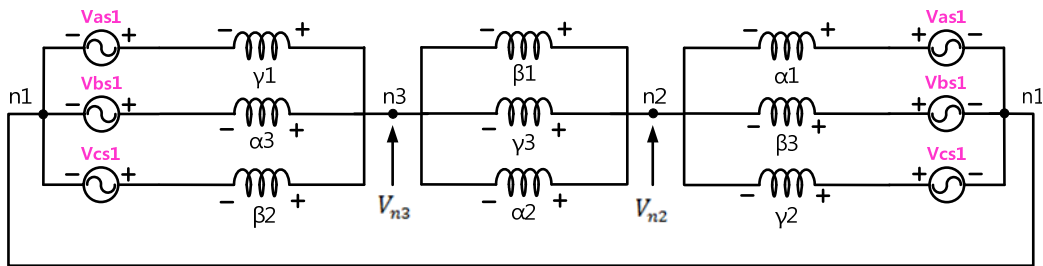


그림 4.8 컨버터1의 3상 평형 전압에 대한 등가회로 (델타 권선)

3상 평형 전압이므로 (4.1)이 성립한다.

$$V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1} = 0 \quad (4.1)$$

V_{n2}, V_{n3} 에 대해 각각 KCL을 풀면 (4.2) ~ (4.3)과 같다.

$$\frac{V_{n2} - V_{as1}}{Z_{\omega}} + \frac{V_{n2} - V_{bs1}}{Z_{\omega}} + \frac{V_{n2} - V_{cs1}}{Z_{\omega}} + \frac{V_{n2} - V_{n3}}{Z_{\omega}/3} = 0 \quad (4.2)$$

$$\frac{V_{n3}-V_{as1}}{Z_{\omega}} + \frac{V_{n3}-V_{bs1}}{Z_{\omega}} + \frac{V_{n3}-V_{cs1}}{Z_{\omega}} + \frac{V_{n3}-V_{n2}}{Z_{\omega}/3} = 0 \quad (4.3)$$

(4.1)~(4.3)을 연립하여 V_{n2}, V_{n3} 에 대하여 풀면 (4.4)를 얻을 수 있다.

$$V_{n2} = V_{n3} = 0 \quad (4.4)$$

따라서, 컨버터가 합성하는 3상 평형 전압과 영상분 전압에 대해서, V_{n2} 와 V_{n3} 는 항상 같고 두 노드 사이에 전류는 항상 흐르지 않는다. 양단 전압이 서로 같아 전류가 흐르지 않는 $\alpha_2, \beta_1, \gamma_3$ 권선을 등가회로로 부터 생략하면, 컨버터 1에 대한 제안된 결선 방식의 등가회로는 그림 4.9와 같다. 그림 4.9의 회로는 각 전압의 위상 (Phase)과 관련 없이 단순히 전기적인 연결만 고려하였다.

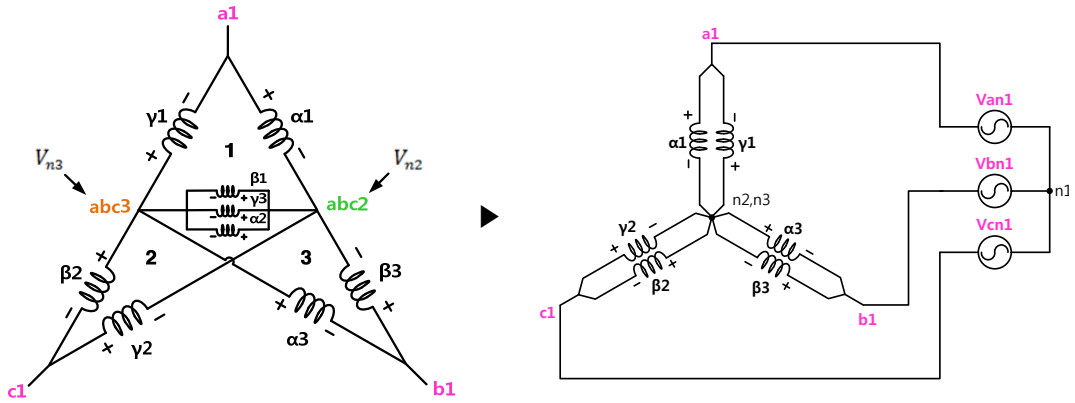


그림 4.9 컨버터 1에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (델타 권선)

그림 4.9로부터 컨버터 1에 의해 각 권선에 인가되는 전압은 (4.5) ~ (4.7)과 같이 표시될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ 0 \\ -V_{as1} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -V_{cs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_{bs1} \\ V_{bs1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

권선 전압을 컨버터 1의 스위칭 함수로 나타내면 (4.8)과 같다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

V_{dc1} 은 컨버터 1의 직류 전압원의 크기를 의미 한다. 같은 방법으로 컨버터 2, 컨버터 3에 대한 등가회로를 구하고, 각 권선 전압을 스위칭 함수로 나타내면 (4.9), (4.10)과 같다.

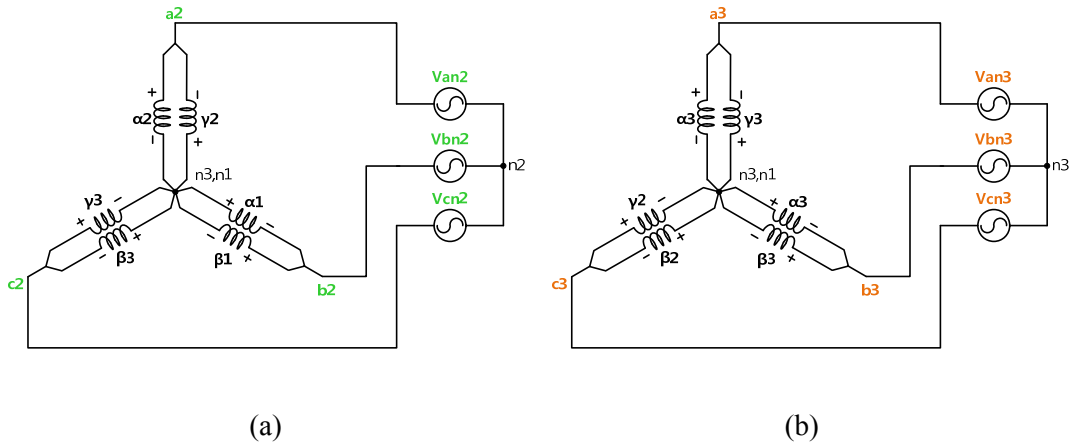


그림 4.10 (a) 컨버터 2에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (델타 권선)

(b) 컨버터 1에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (델타 권선)

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} & (4.9) \quad \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} & (4.10) \\
\begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

컨버터 3대의 등가회로로부터 권선 전압을 각 컨버터 3대의 상전압 출력으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as1} - V_{bs2} \\ V_{bs2} - V_{cs3} \\ V_{cs3} - V_{as1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as2} - V_{bs3} \\ V_{bs3} - V_{cs1} \\ V_{cs1} - V_{as2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as3} - V_{bs1} \\ V_{bs1} - V_{cs2} \\ V_{cs2} - V_{as3} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

각 권선 전압을 컨버터 출력 전압으로 나타낸 수식을 개방권선과 이중 델타 권선 구조와 비교해보면, 삼각과 위상 천이를 통해 식 (3.4), (3.5)와 같은 원리로 전압고조파를 감쇄할 수 있을 것을 알 수 있다.

(4.11)를 3대의 컨버터의 스위칭 함수로 나타내면 (4.12)와 같다. 제안된 결선 방법에서 1개 권선 전압을 합성하는 데 6개의 스위칭 함수가 관여한다. 3대 컨버터의 직류 전압원 전압 크기가 모두 동일할 경우 권선 전압은 총 9개의 레벨을 가진다. 이는 5레벨 컨버터가 합성하는 선간 전압의 레벨과 같다.

그림 4.2와 같은 기존 결선 방법의 경우, 권선 전압을 스위칭 함수로 나타내면 (4.13)과 같다. 1개 권선 전압을 합성하는 데에 2개의 스위칭 함수가 관여하고 권선 전압은 총 3개의 레벨을 가진다. 따라서 제안된 방법을 통해, 단순한 결선 변경으로 이중 델타 전원의 경우와 같이 권선 전압에 6개의 전압레벨을

추가적으로 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc3}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

4.2.2 2차 측이 Y결선 되었을 때의 등가회로

개방 권선구조나 이중 델타 전원과 달리 제안된 결선 방법은 부하 결선을 변경하지 않으므로 델타 연결된 권선과 Y결선된 권선 모두에 적용이 가능하다. Y결선 경우 제안된 결선 방식은 그림 4.11 (b)와 같다.

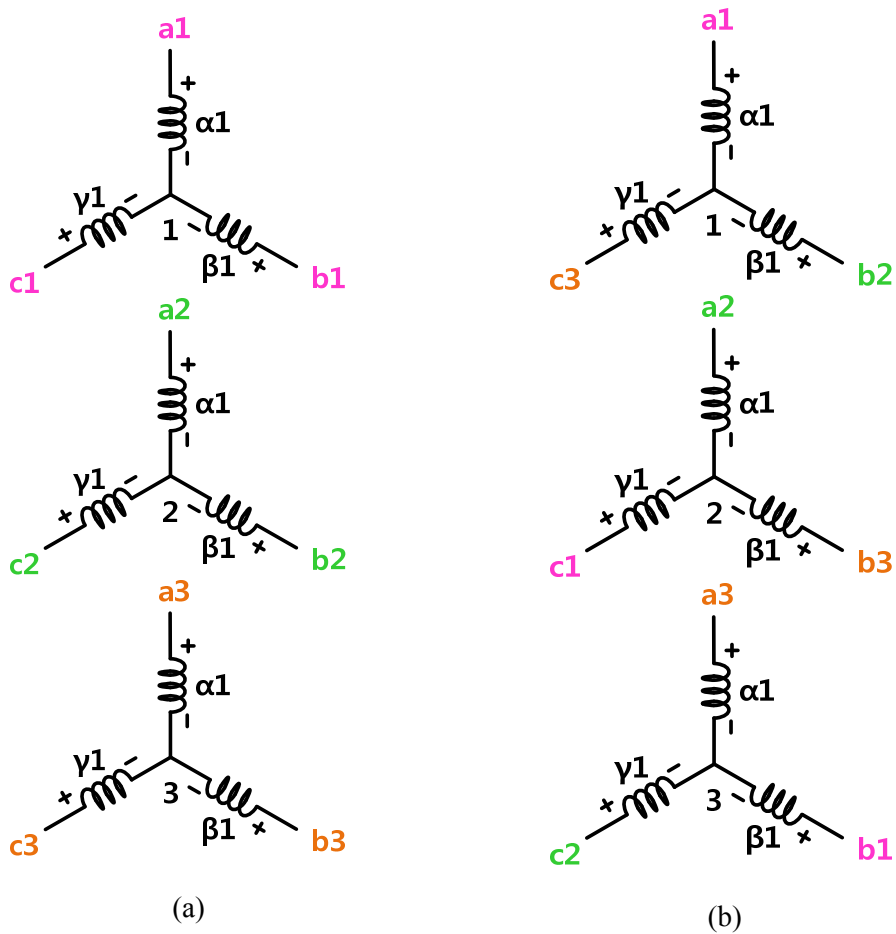


그림 4.11 (a) 기존의 결선 방식 (Y 권선) (b) 제안된 결선 방식 (Y 권선)

마찬가지로 Y권선의 경우도 중첩의 원리와 KCL을 통해 각 컨버터에서 본 등가회로를 구할 수 있다. 컨버터 2와 컨버터 3의 전압원을 단락시킨 회로는

그림 4.12 (a)와 같다. 분석의 편의를 위해 평면상에 다시 나타낸 회로는 그림 4.12 (b)와 같다.

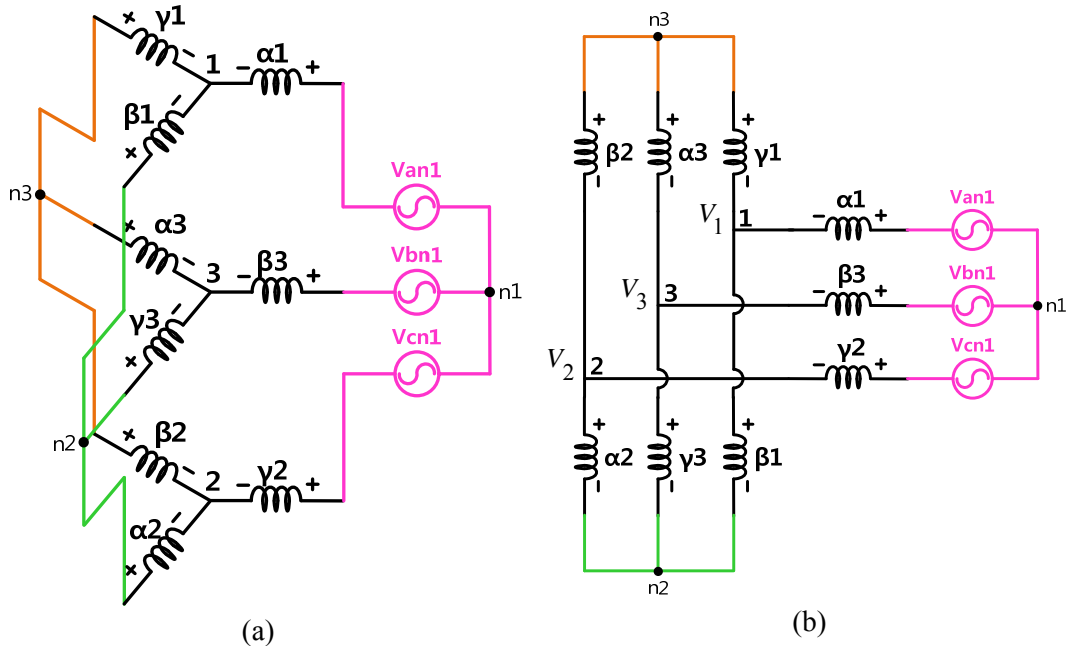


그림 4.12 (a) 컨버터 2,3의 전압원을 비활성화했을 때의 등가회로 (Y 권선)

(b) 2차원 평면상에 나타낸 제안된 결선 방법의 등가회로 (Y 권선)

본 절에서는 V_{n2} 와 V_{n3} 의 전압이 항상 같고 두노드에 흘러 들어오는 전류의 합이 항상 0이라는 것을 보임으로써, Y결선 경우의 등가 회로를 유도한다.

V_1, V_2, V_3 는 각각 1번 권선, 2번 권선, 3번 권선의 중성점을, V_{n2}, V_{n3} 는 각각 컨버터 2와 컨버터 3가 가지고 있는 가상의 중성점의 전위를 나타낸다고 하자. 권선의 임피던스는 3상 평형이고, 3개 권선의 임피던스는 동일하다는 가정하에서 컨버터의 영상분 전압에 대해 V_{n2}, V_{n3} 에서 KCL을 풀면 (4.14) ~ (4.15)가 성립한다. 또한, 각 권선의 중성점에서 KCL을 풀면 다음의 (4.16) ~ (4.18)을

얻을 수 있다.

$$\frac{V_{n2}-V_1}{Z_\omega} + \frac{V_{n2}-V_2}{Z_\omega} + \frac{V_{n2}-V_3}{Z_\omega} = 0 \quad (4.14)$$

$$\frac{V_{n3}-V_1}{Z_\omega} + \frac{V_{n3}-V_2}{Z_\omega} + \frac{V_{n3}-V_3}{Z_\omega} = 0 \quad (4.15)$$

$$\frac{V_1-V_{sn1}}{Z_\omega} + \frac{V_1-V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_1-V_{n3}}{Z_\omega} = 0 \quad (4.16)$$

$$\frac{V_2-V_{sn1}}{Z_\omega} + \frac{V_2-V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_2-V_{n3}}{Z_\omega} = 0 \quad (4.17)$$

$$\frac{V_3-V_{sn1}}{Z_\omega} + \frac{V_3-V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_3-V_{n3}}{Z_\omega} = 0 \quad (4.18)$$

식 (4.14)~(4.18)을 연립하면 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$V_1 = V_2 = V_3 = V_{n2} = V_{n3} = V_{sn1} \quad (4.19)$$

즉, 컨버터1이 합성하는 영상분 전압에 대해 $V_{n2} = V_{n3}$ 가 성립하고 두 노드로 흘러 들어오는 전류의 합은 0이다. 컨버터1의 3상 평형 전압의 경우에도 같은 방법으로 회로를 풀 수 있다. 3상 평형 전압이기 때문에 (4.20)이 성립하고, 각 권선의 중성점에서 KCL을 풀면 (4.21)~(4.23)과 같다.

$$V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1} = 0 \quad (4.20)$$

$$\frac{V_1-V_{as1}}{Z_\omega} + \frac{V_1-V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_1-V_{n3}}{Z_\omega} = 0 \quad (4.21)$$

$$\frac{V_2-V_{cs1}}{Z_\omega} + \frac{V_2-V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_2-V_{n3}}{Z_\omega} = 0 \quad (4.22)$$

$$\frac{V_3-V_{bs1}}{Z_\omega} + \frac{V_3-V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_3-V_{n3}}{Z_\omega} = 0 \quad (4.23)$$

식 (4.14) ~ (4.15)와 (4.20) ~ (4.23)을 연립하면 (4.24) ~ (4.25)를 얻을 수 있다.

$$V_1 = \frac{1}{3}V_{as1}, V_2 = \frac{1}{3}V_{cs1}, V_3 = \frac{1}{3}V_{bs1} \quad (4.24)$$

$$V_{n2} = V_{n3} = 0 \quad (4.25)$$

따라서, V_{n2}, V_{n3} 의 전위는 컨버터가 합성하는 3상 평형 성분에 대해 항상 같다.

두 노드로 흘러 들어오는 전류를 구하면 각각 (4.26), (4.27)과 같다.

$$\frac{V_1 - V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_2 - V_{n2}}{Z_\omega} + \frac{V_3 - V_{n2}}{Z_\omega} = \frac{V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1}}{3Z_\omega} = 0 \quad (4.26)$$

$$\frac{V_1 - V_{n3}}{Z_\omega} + \frac{V_2 - V_{n3}}{Z_\omega} + \frac{V_3 - V_{n3}}{Z_\omega} = \frac{V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1}}{3Z_\omega} = 0 \quad (4.27)$$

즉, 두 노드로 흘러 들어오는 전류의 합은 0이다. 따라서 V_{n2}, V_{n3} 의 전위는 컨버터가 합성하는 영상분 전압과 3상 평형 전압에 대해 항상 같고, 들어오는 전류의 합도 항상 0이므로, 컨버터 2와 컨버터 3의 중성점을 1개의 동일한 노드로 변환할 수 있다. 이를 통해 그림 4.12 (b)를 그림 4.13으로 변환할 수 있다. 델타 결선 시의 등가회로와 마찬가지로 그림 4.13은 각 권선 전압의 위상을 무시하고 단순히 전기적인 연결만을 고려하여 그린 등가회로이다.

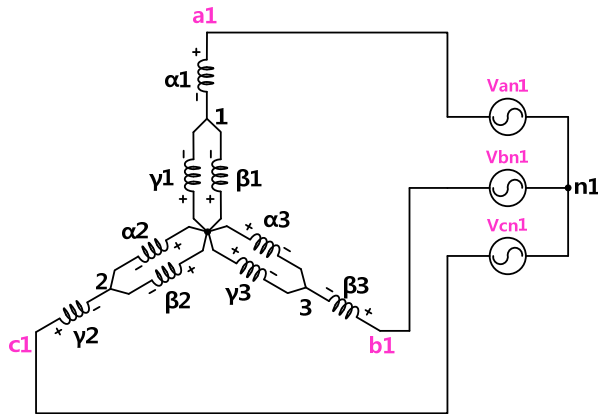


그림 4.13 컨버터 1에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (Y 권선)

각 권선 전압을 컨버터1의 상전압 출력으로 나타내면 (4.28) ~ (4.30)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{as1} \\ -\frac{1}{3}V_{as1} \\ -\frac{1}{3}V_{as1} \end{bmatrix} \quad (4.28) \quad \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{bs1} \\ -\frac{1}{3}V_{bs1} \\ -\frac{1}{3}V_{bs1} \end{bmatrix} \quad (4.29) \quad \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{cs1} \\ -\frac{1}{3}V_{cs1} \\ -\frac{1}{3}V_{cs1} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

이를 컨버터 1의 스위칭 함수로 표현하면 (4.31)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{9} \begin{bmatrix} 4 & -2 & -2 \\ -2 & 1 & 1 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{9} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -2 \\ 1 & 1 & -2 \\ -2 & -2 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{9} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 4 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix}$$

컨버터 2와 컨버터 3에 대해서도 같은 방법으로 등가회로를 구하고 권선 전압을 각 컨버터의 스위칭 함수로 나타내면 (4.32), (4.33)과 같다.

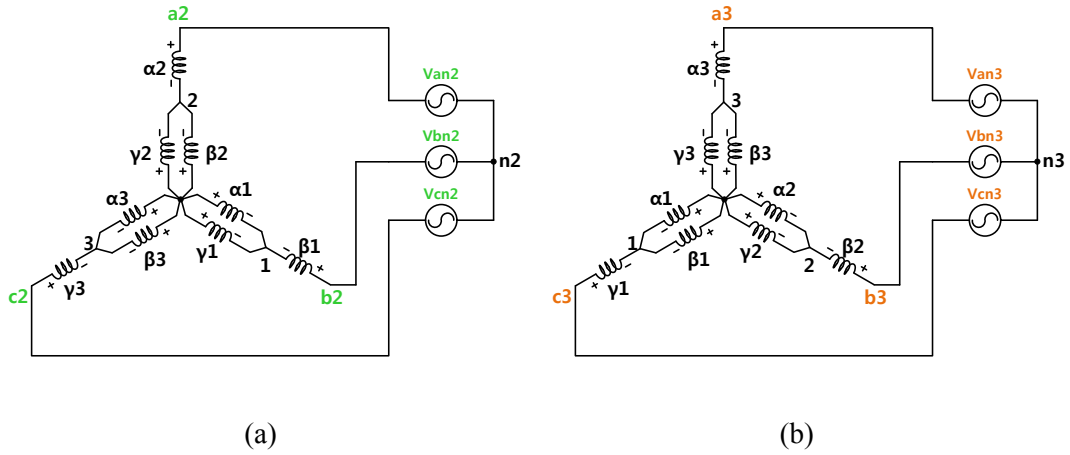


그림 4.14 (a) 컨버터 2에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (Y 권선)
 (b) 컨버터 1에서 본 제안된 결선 방법의 등가회로 (Y 권선)

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc2}}{9} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 4 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc2}}{9} \begin{bmatrix} 4 & -2 & -2 \\ -2 & 1 & 1 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc2}}{9} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -2 \\ 1 & 1 & -2 \\ -2 & -2 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc3}}{9} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -2 \\ 1 & 1 & -2 \\ -2 & -2 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc3}}{9} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 4 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc3}}{9} \begin{bmatrix} 4 & -2 & -2 \\ -2 & 1 & 1 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix}$$

최종적으로 각 권선 전압을 각 컨버터의 상전압 출력으로 나타내면 (4.34)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{as1} - \frac{1}{3}V_{bs2} - \frac{1}{3}V_{cs3} \\ -\frac{1}{3}V_{as1} + \frac{2}{3}V_{bs2} - \frac{1}{3}V_{cs3} \\ -\frac{1}{3}V_{as1} - \frac{1}{3}V_{bs2} + \frac{2}{3}V_{cs3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{as2} - \frac{1}{3}V_{bs3} - \frac{1}{3}V_{cs1} \\ -\frac{1}{3}V_{as2} + \frac{2}{3}V_{bs3} - \frac{1}{3}V_{cs1} \\ -\frac{1}{3}V_{as2} - \frac{1}{3}V_{bs3} + \frac{2}{3}V_{cs1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{as3} - \frac{1}{3}V_{bs1} - \frac{1}{3}V_{cs2} \\ -\frac{1}{3}V_{as3} + \frac{2}{3}V_{bs1} - \frac{1}{3}V_{cs2} \\ -\frac{1}{3}V_{as3} - \frac{1}{3}V_{bs1} + \frac{2}{3}V_{cs2} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

이를 컨버터 3대의 스위칭 함수로 나타내면 (4.35)와 같다. 1개 권선 전압을 합성하는 데 9개의 스위칭 함수가 관여한다. 컨버터 3대의 직류전압원의 크기가 모두 동일할 경우 권선 전압은 총 17개의 레벨을 가지고, 이는 5레벨 컨버터가 합성하는 상전압의 레벨과 같다.

그림 4.11(a)와 같은 기존 결선 방법의 경우, 권선 전압을 스위칭 함수로 나타내면 (4.36)과 같다. 1개 권선 전압을 합성하는 데에 3개의 스위칭 함수가 관여하여 권선 전압은 총 5개의 레벨을 가진다. 따라서, 제안된 결선 방식을 통해 단순히 결선만 바꿈으로써 권선 전압에 12개의 전압레벨을 추가적으로 얻을 수 있음을 알 수 있다.

5. 시뮬레이션 결과

5.1 델타 권선 경우 시뮬레이션 결과

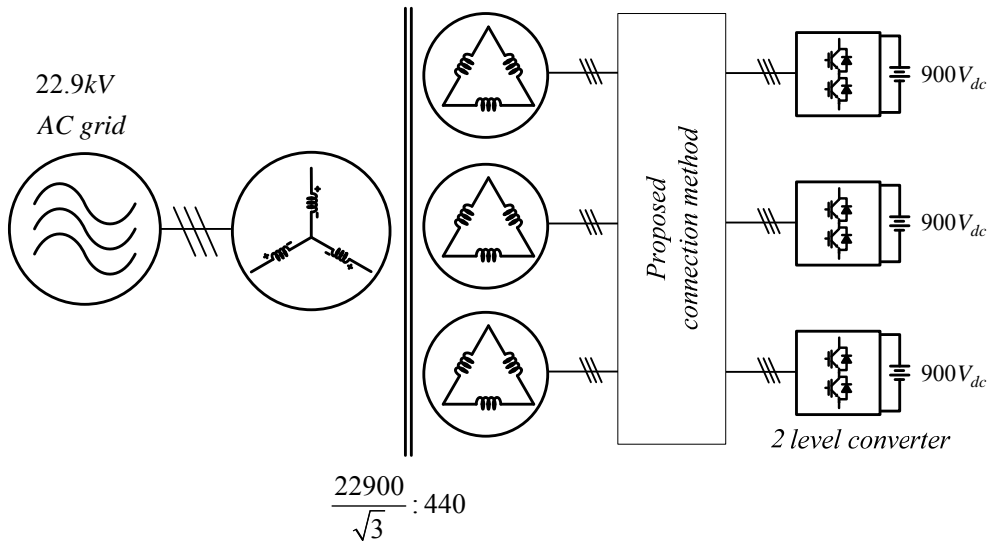


그림 5.1 시뮬레이션에 사용된 2차 측에 델타 권선을 가지는 계통 연계형 3MW BESS

분석한 등가회로의 유효성을 검증하고 그 효과를 확인하기 위해, 그림 5.1과 같은 구조를 가진 2차 측에 델타 권선을 가지는 4권선 변압기를 사용한 계통 연계형 3MW BESS (Battery Energy Storage System)에 대하여 PLECS 시뮬레이션을 하였다. 4권선 변압기는 1차 측에 Y권선, 2차 측에 3개의 델타 권선을 가지며 3.1절에서 가정된 이상적인 모델을 사용하였다. 개루프(Open-loop)제어를 통해 3대 컨버터의 출력 전압 지령은 모두 동일한 위상과 크기를 가지도록 하였다. 계통에 3MW의 전력을 전달하도록 지령 전압의 위상을 조절하여 역률 1운전을 하였다. 시뮬레이션에 사용한 회로의 상당 등가회로와 제 정수는 각각 그림 5.2와 표 5-1과 같다.

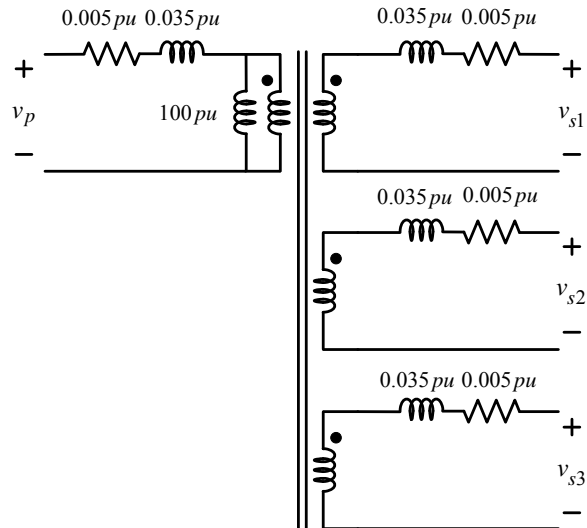
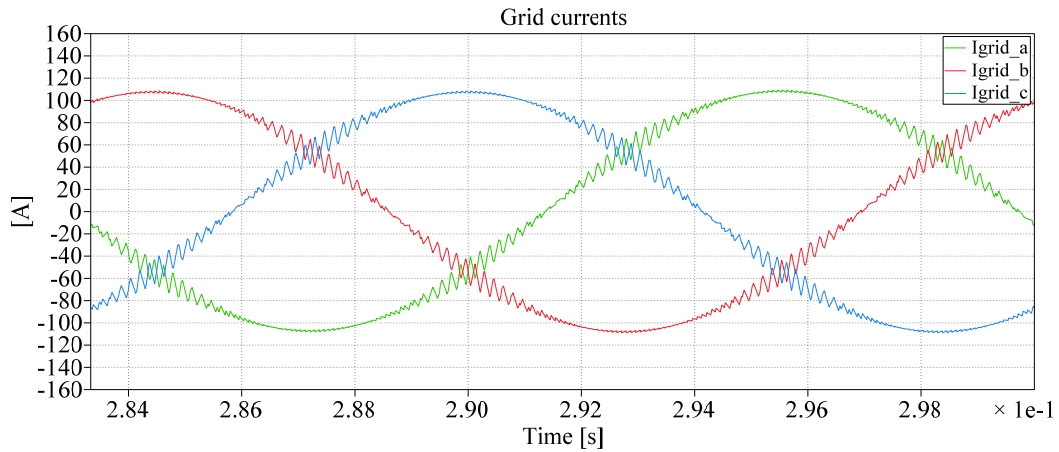


그림 5.2 델타 권선 시뮬레이션에 사용한 상당 등가회로

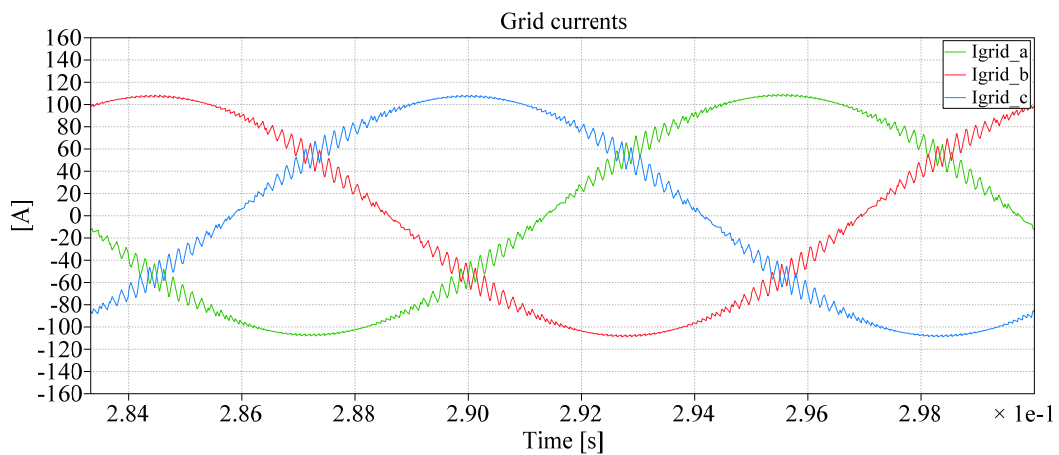
표 5-1 델타 권선에 대한 시뮬레이션의 시스템 제 정수

1차단 계통 선간 전압	22900 V
2차단 전원단 선간 전압	440 V
변압기 1차단 정격 전력	3 MW
변압기 2차단 1개 권선 정격 전력	1 MW
변압기 2차단 권선 수	3
변압기 1차단 누설 인덕턴스 (Y 권선)	0.035 p.u = 16.23 mH
변압기 2차단 누설 인덕턴스 (델타 권선)	0.035 p.u = 53.92 uH
배터리 전압	900 V
스위칭 주파수	2 kHz
샘플링 주파수	4 kHz
PWM 방법	Space Vector PWM

시뮬레이션 결과 변압기 1차 측 계통에 흐르는 전류는 그림 5.3과 같다.



(a) 일반적인 결선 시: 총 고조파 왜율(THD) 4.616 %

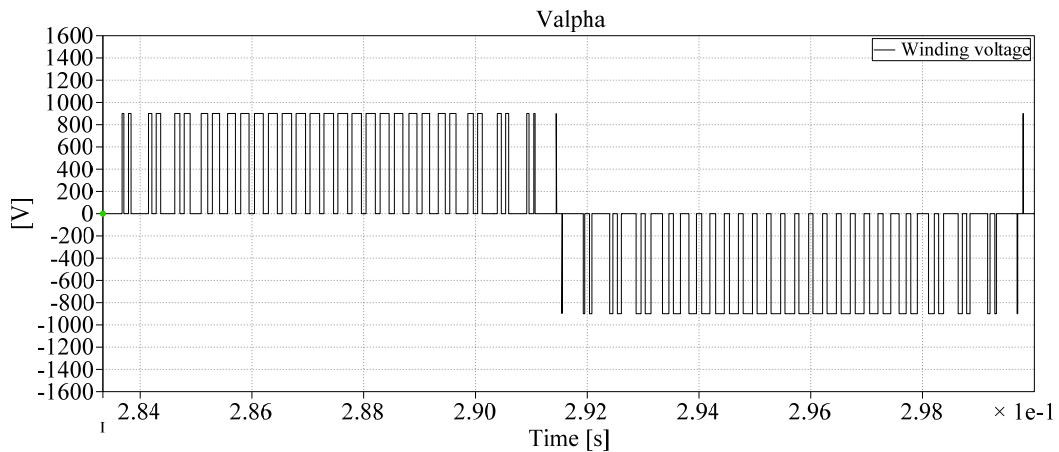


(b) 제안된 결선 시: THD 4.616 %

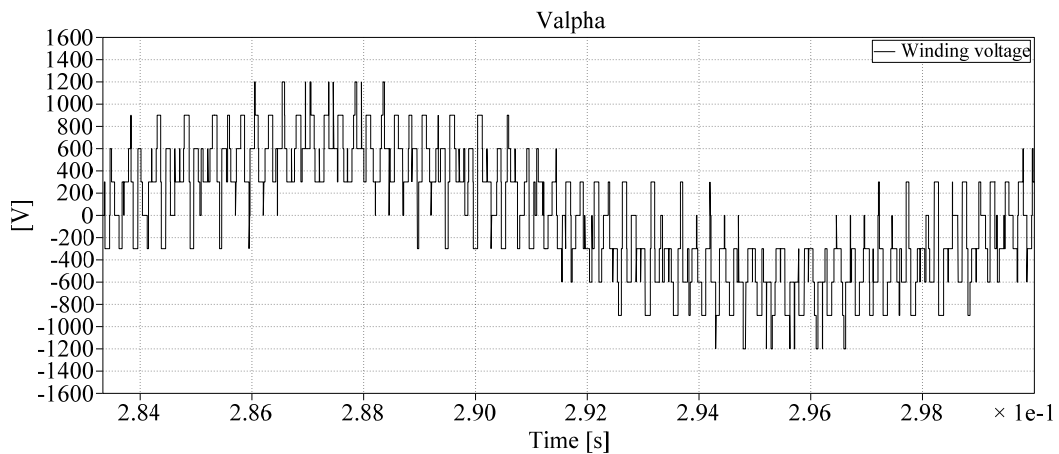
그림 5.3 델타 권선 경우 계통 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (a) 제안된 결선 시

계통 전류의 파형은 두 경우가 동일하였다. 시뮬레이션 결과로부터 제안된 결선 방식 역시 이중 델타 구조와 마찬가지로 1차 측에서 인터리빙의 효과를 그대로 얻을 수 있음을 확인하였다.

각 권선에 인가되는 전압은 그림 5.4와 같다.



(a) 일반적인 결선 시: THD 91.10 %



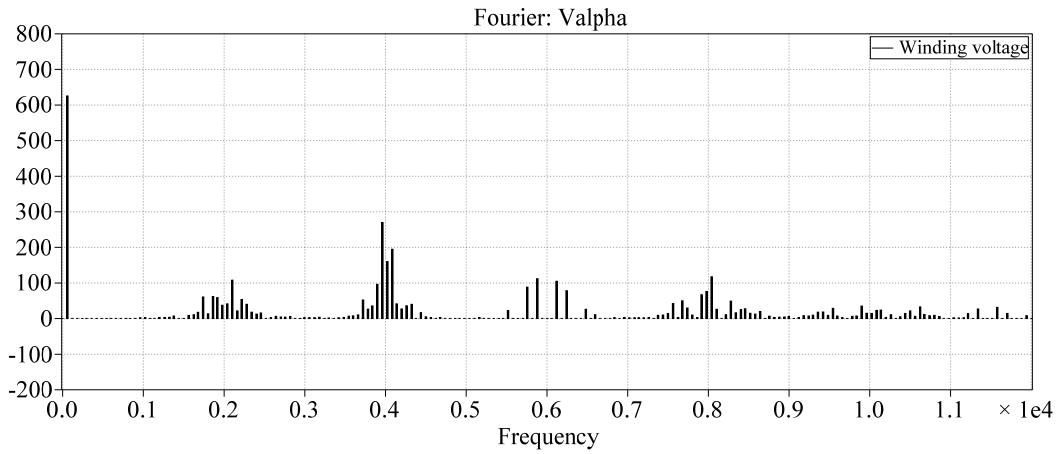
(b) 제안된 결선 시: THD 71.08 %

그림 5.4 델타 권선 경우 권선 전압 파형, $MI = 0.8$

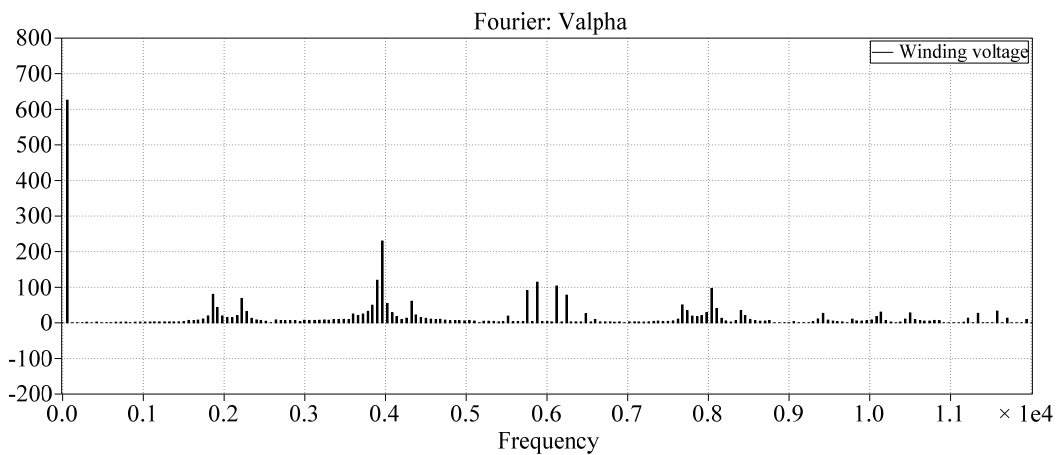
(a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

2차 측 델타 권선 전압의 레벨 수는 3개로부터 9개로 증가함을 확인하였다.

THD는 91.1%에서 71.08%로 기존 결선 방법 대비 21.98%감소하였다.



(a) 일반적인 결선 시



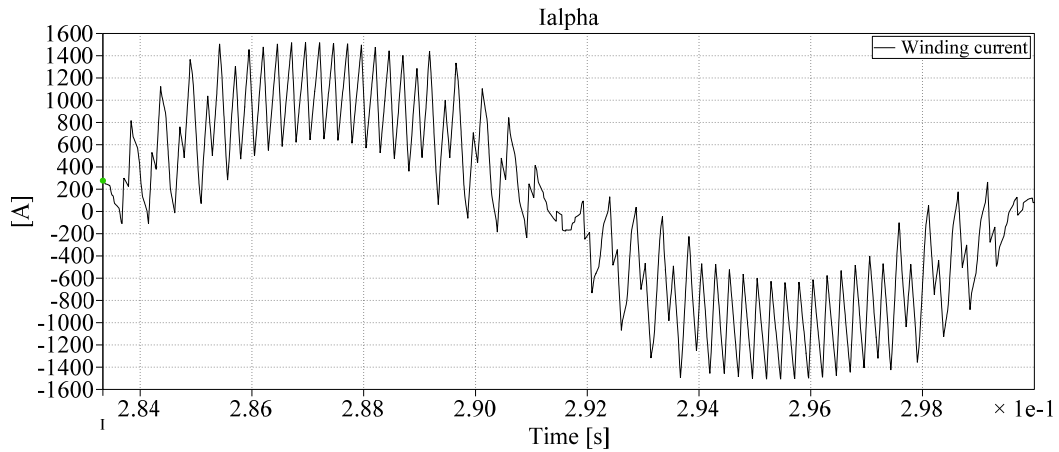
(b) 제안된 결선 시

그림 5.5 델타 권선 경우 권선 전압 FFT (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

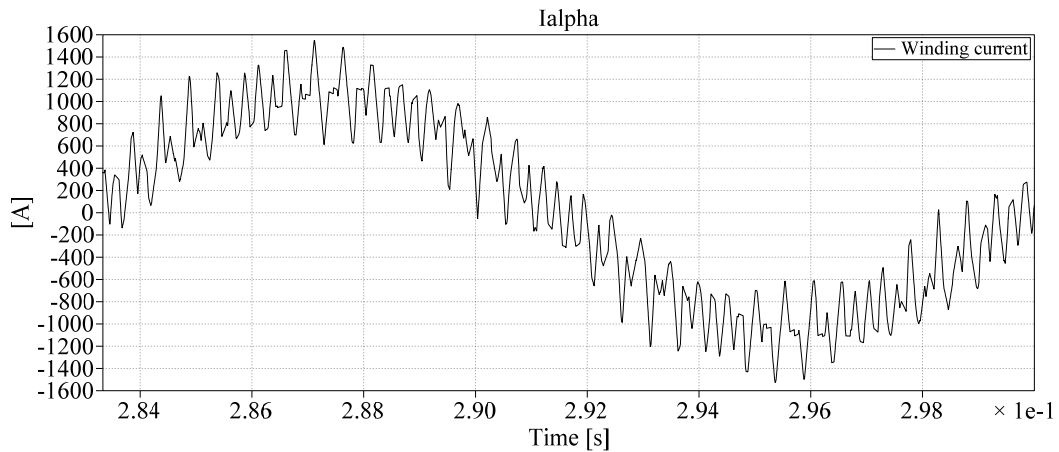
가로 축 단위 [1 kHz/div], 세로 축 단위 [100V/div]

권선 전압의 FFT 결과, 기본파의 크기는 650V로 동일하나 반송파 양측 고조파(Sideband harmonics)가 일반적인 결선에 비해 제안된 결선에서 전체적으로 감소함을 확인하였다.

권선 전압에 멀티 레벨 전압이 인가되어 권선 전류의 고조파는 대폭 줄어들었다. 그 결과는 그림 5.6와 같다.



(a) 일반적인 결선 시: THD 37.61 %

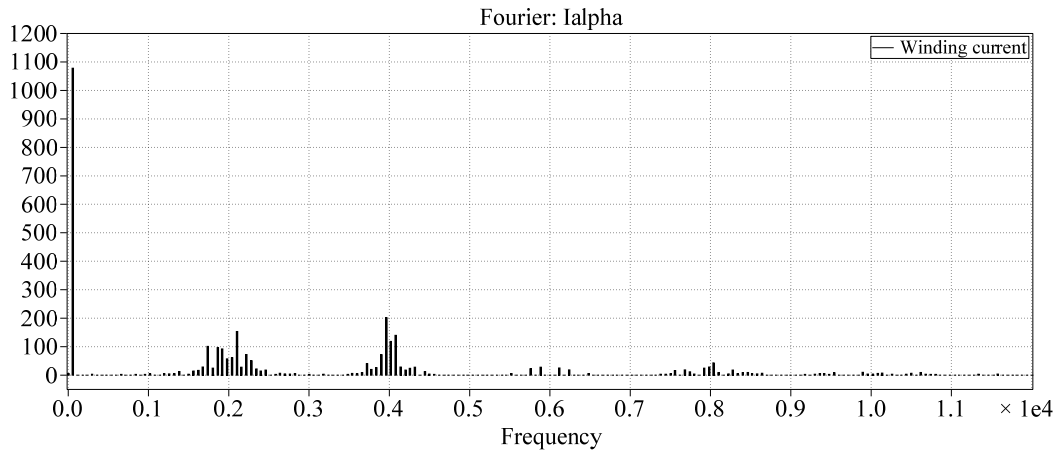


(b) 제안된 결선 시: THD 27.43 %

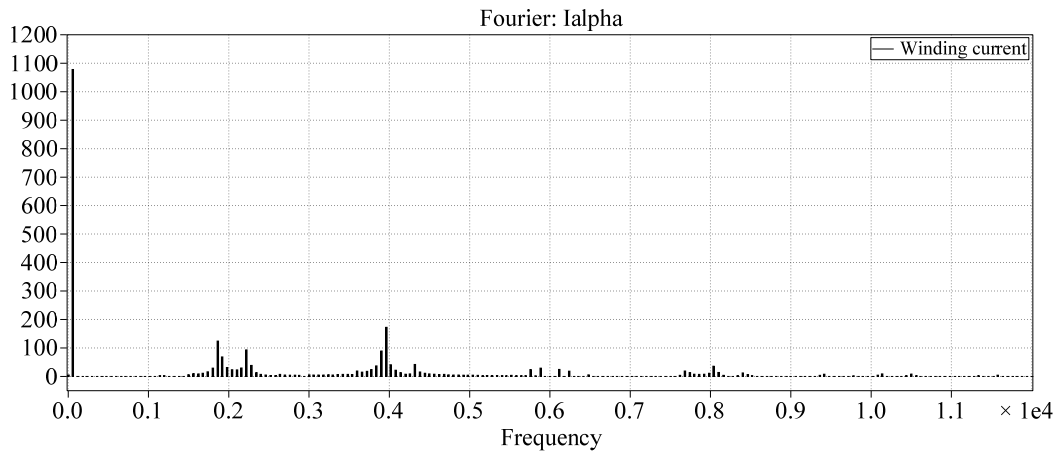
그림 5.6 델타 권선 경우 권선 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

권선 전류의 THD는 각각 37.61 %와 27.43 %로 제안된 결선 방법을 통해 기존 결선 방법 대비 27.06 % 감소하였다.

그림 5.7의 권선 전류에 대한 FFT 결과로부터 줄어드는 전류 고조파 성분을 확인할 수 있다.

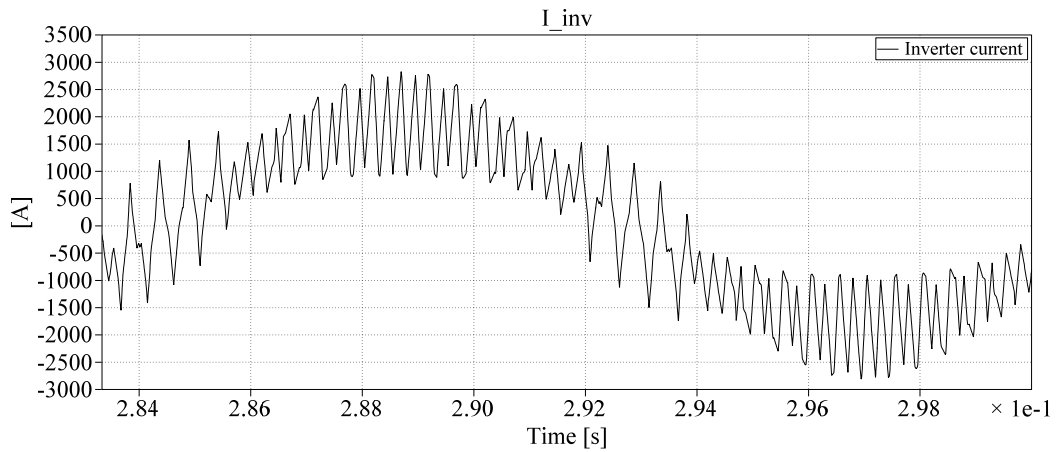


(a) 일반적인 결선 시

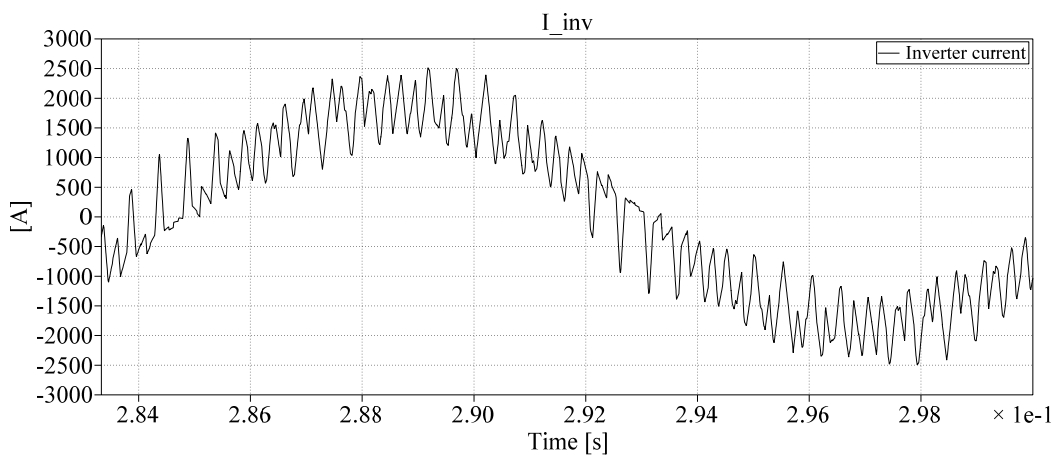


(b) 제안된 결선 시

그림 5.7 델타 권선 경우 권선 전류 FFT (a) 일반적인 결선 시, (b) 제안된 결선 시
가로 축 단위 [1 kHz/div], 세로 축 단위 [100A/div]



(a) 일반적인 결선 시: THD 37.55 %, 최대값 2829 [A], RMS값 1411 [Arms]



(b) 델타 권선 경우 제안된 결선 시:

THD 27.47 %, 최대값 2513 [A], RMS값 1369 [Arms]

그림 5.8 컨버터 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

컨버터 전류의 최대 값은 소자 결정에 영향을 주고 실효치(RMS)는 소자 손실에 영향을 준다. 최대 값은 각각 2829A와 2513A로 12% 감소하였고 전류 RMS 값도 3% 감소하였다. THD는 각각 37.55%와 27.47%로 26.84% 감소했다.

5.2 Y권선 경우 시뮬레이션 결과

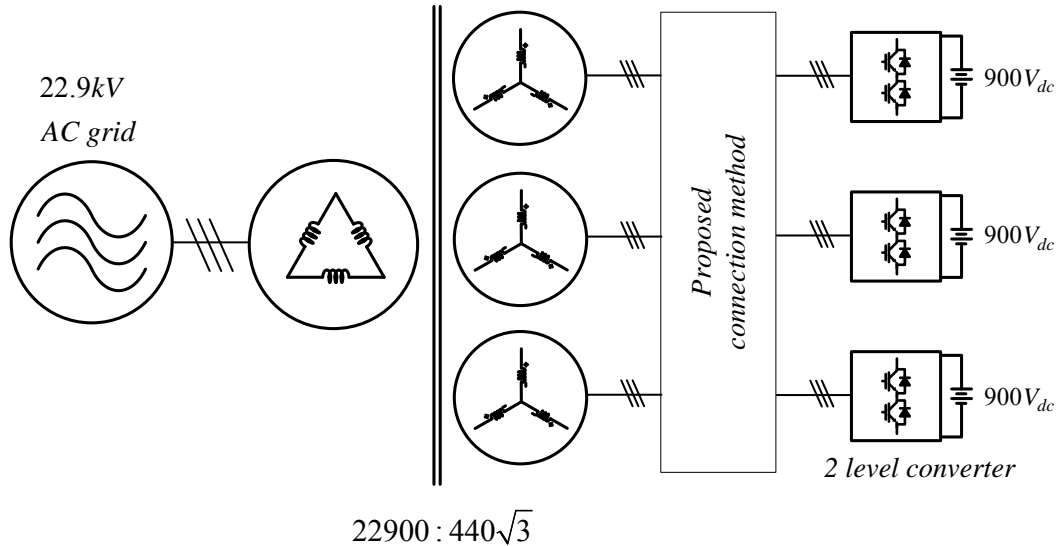


그림 5.9 시뮬레이션에 사용된 2차 측에 Y권선을 가지는 계통 연계형 3MW BESS

2차 단이 Y권선을 가질 경우에도, 분석한 등가회로의 유효성을 검증하고 그 효과를 확인하기 위해, 그림 5.9과 같은 구조를 2차 측에 Y권선을 가지는 4권선 변압기를 사용한 계통 연계형 3MW BESS (Battery Energy Storage System)에 대하여 PLECS를 이용하여 시뮬레이션을 하였다. 그림 5.1의 델타 권선을 가지는 구조와 동일한 Per unit 값을 갖도록 변압기와 시스템의 제 정수를 설정하였다. 델타 권선 경우에 대한 시뮬레이션과 동일하게 개루프 제어를 통해 역률 1 운전을 하였다. 시뮬레이션에 사용한 회로의 상당 등가회로와 제 정수는 각각 그림 5.10 과 표 5-2와 같다. 시뮬레이션 결과로부터 Y권선에 인가할 수 있는 레벨 수는 훨씬 많으나, 델타 권선 경우와 리플 감쇠 효과는 동일함을 알 수 있었다.

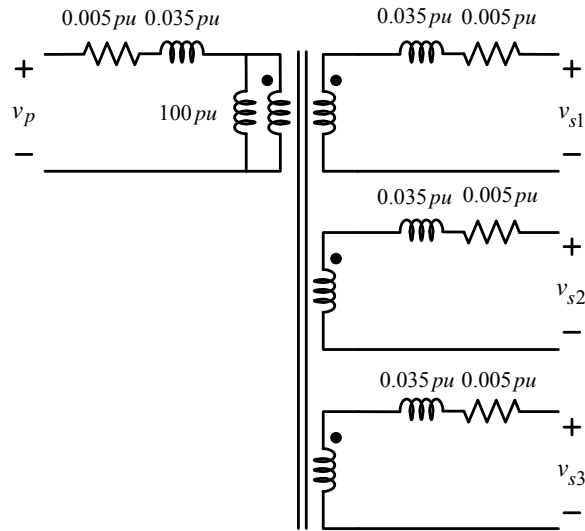
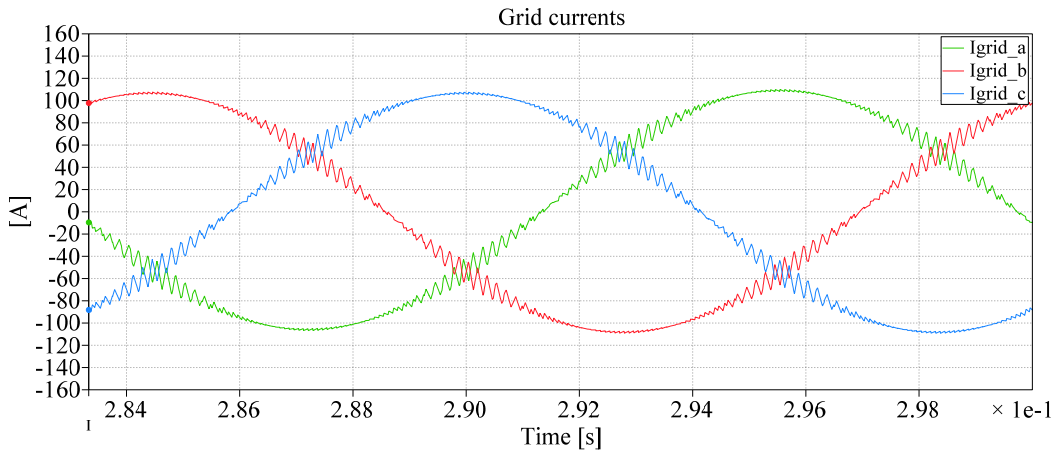


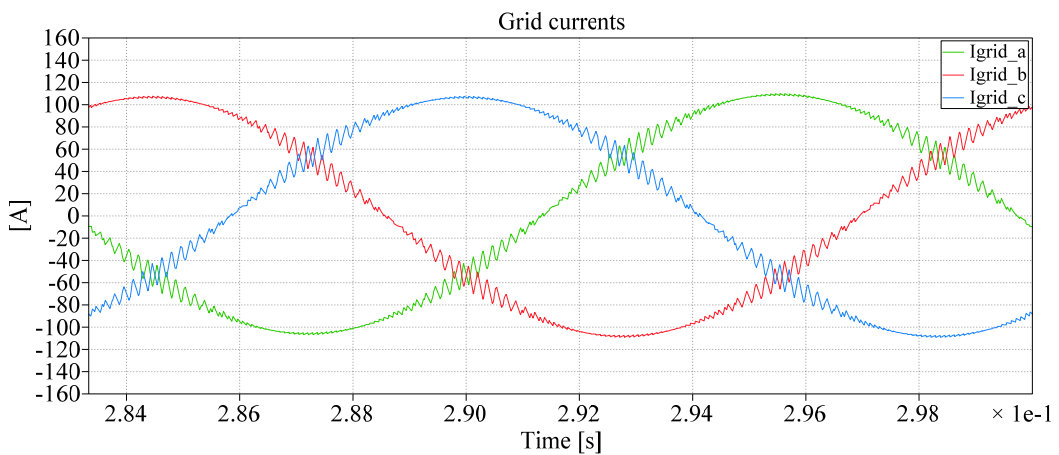
그림 5.10 Y권선 시뮬레이션에 사용한 상당 등가회로

표 5-2 Y권선에 대한 시뮬레이션의 시스템 제 정수

1차단 계통 선간 전압	22900 V
2차단 전원단 선간 전압	440 V
변압기 1차단 정격 전력	3 MW
변압기 2차단 1개 권선 정격 전력	1 MW
변압기 2차단 권선 수	3
변압기 1차단 누설 인덕턴스 (델타 권선)	0.035 p.u = 48.68 mH
변압기 2차단 누설 인덕턴스 (Y 권선)	0.035 p.u = 17.97 uH
배터리 전압	900 V
스위칭 주파수	2 kHz
샘플링 주파수	4 kHz
PWM 방법	Space Vector PWM



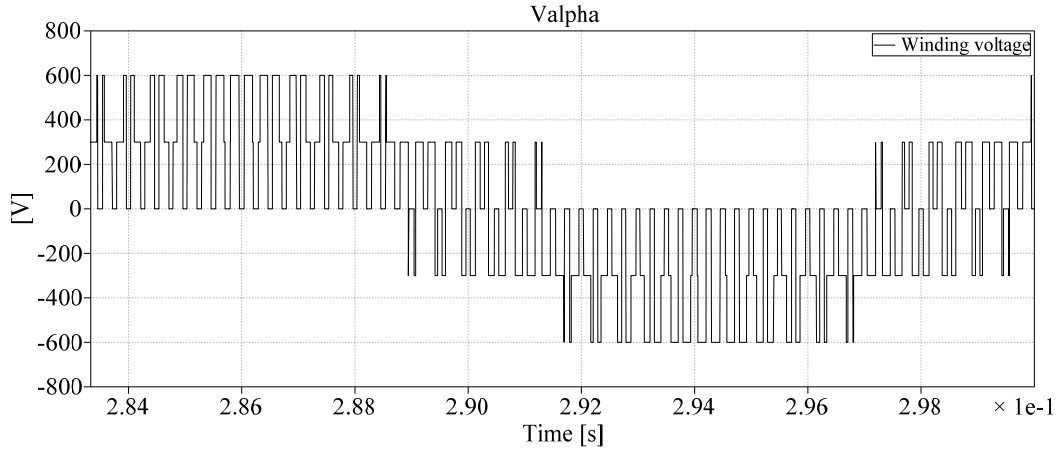
(a) 일반적인 결선 시: 총 고조파 왜율(THD) 4.624 %



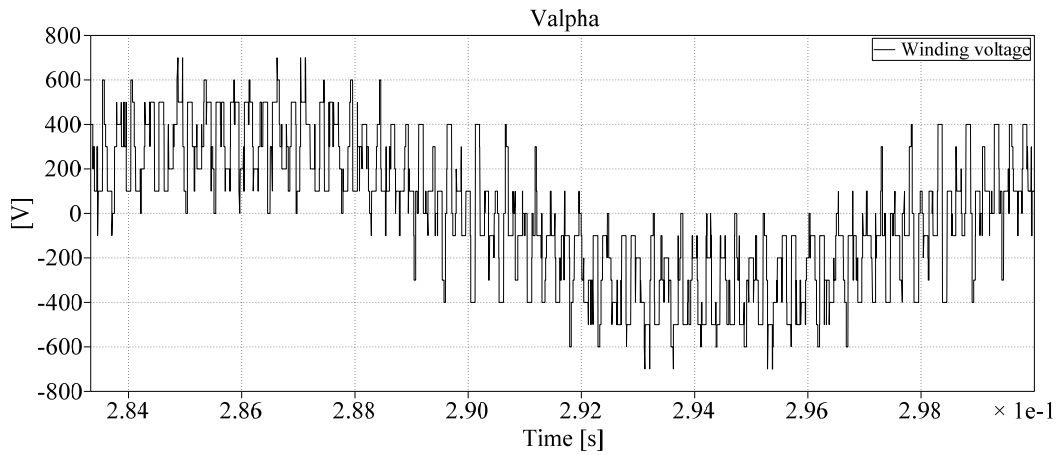
(b) 제안된 결선 시: THD 4.624 %

그림 5.11 Y권선 경우 계통 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (a) 제안된 결선 시

계통 전류의 파형은 델타 권선에 연결된 경우와 동일하였다. 시뮬레이션 결과로부터 Y권선에서도 1차 측에서 인터리빙의 효과를 그대로 얻을 수 있음을 확인하였다.



(a) 일반적인 결선 시: THD 91.08 %

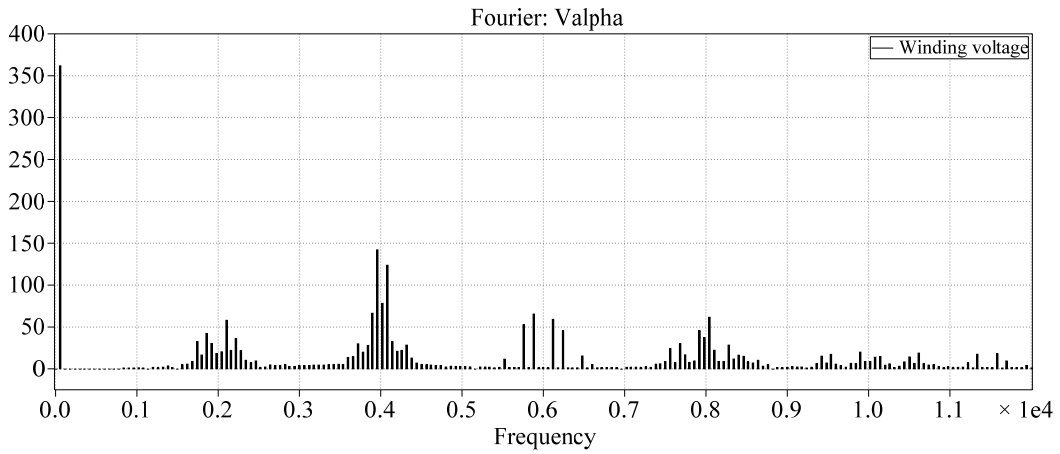


(b) 제안된 결선 시: THD 71.84 %

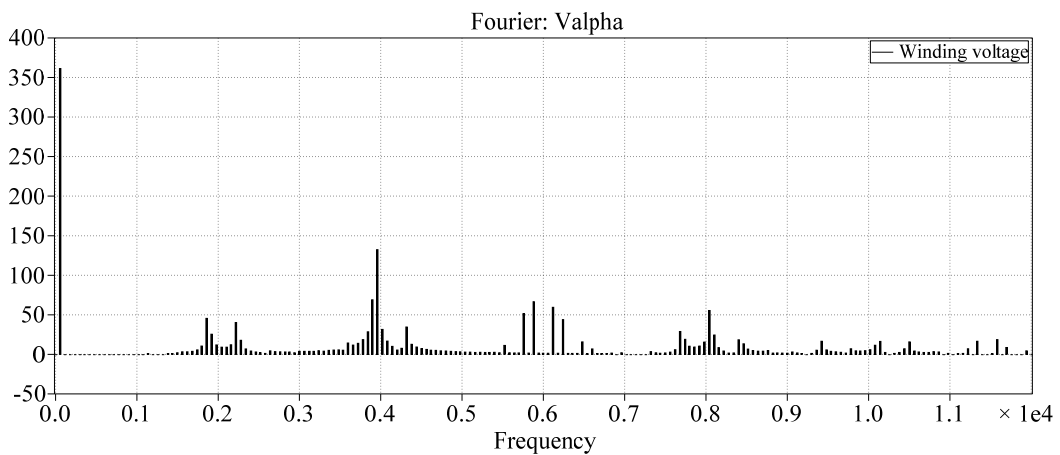
그림 5.12 Y권선 경우 권선 전압 파형, $MI = 0.8$

(a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

2차 측 Y권선 전압의 레벨 수는 5개로부터 17개로 증가함을 확인하였다. THD는 91.08%에서 71.84%로 기존 결선 방법 대비 21.12% 감소하였다. Y권선이 레벨 수는 더 많이 늘어나나, THD의 감소 폭은 델타 권선 경우와 동일하였다.



(a) 일반적인 결선 시

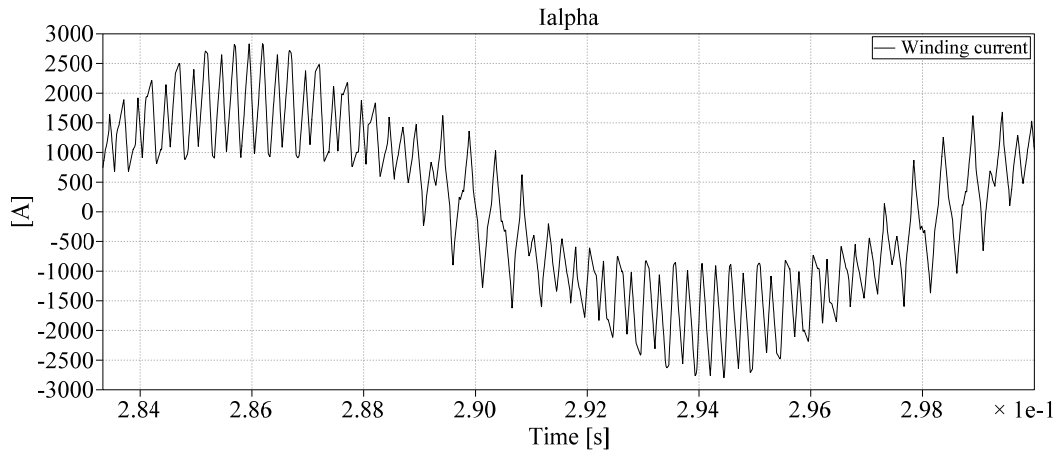


(b) 제안된 결선 시

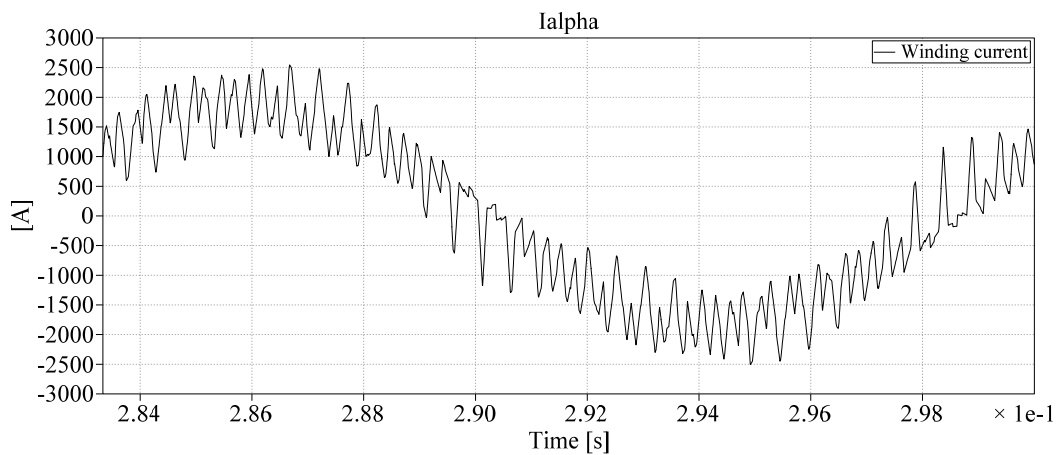
그림 5.13 Y권선 경우 권선 전압 FFT (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

가로 축 단위 [1 kHz/div], 세로 축 단위 [50V/div]

권선 전압의 FFT 결과, 기본파의 크기는 361V로 동일하나 반송파 양측 고조파(Sideband harmonics)가 일반적인 결선에 비해 제안된 결선에서 전체적으로 감소함을 확인하였다. 전체적으로 델타 권선 경우와 양상이 동일하였다.



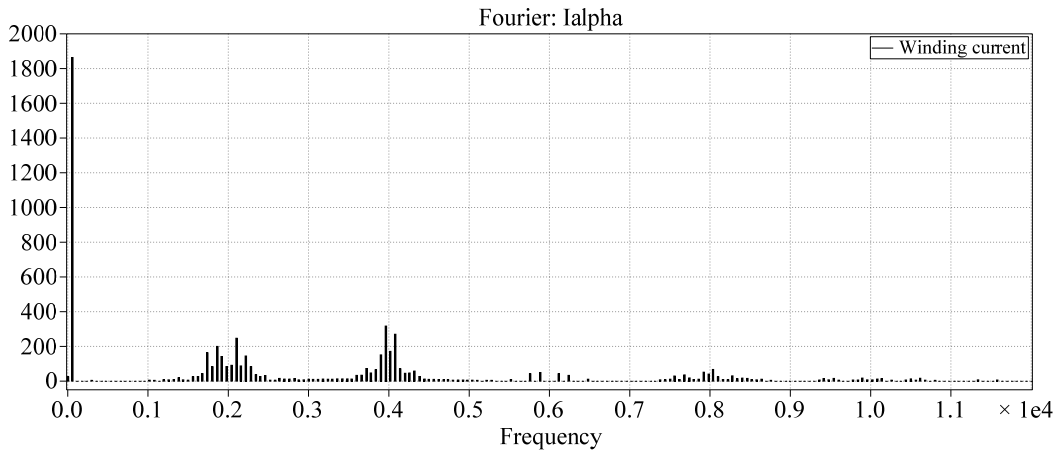
(a) 일반적인 결선 시: THD 37.72 %



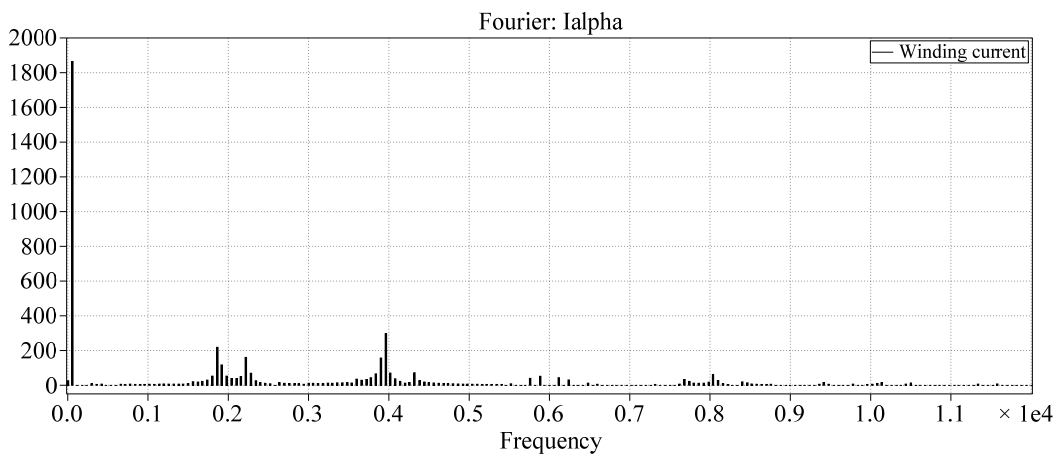
(b) 제안된 결선 시: THD 27.42 %

그림 5.14 Y권선 경우 권선 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

Y권선의 경우 권선 전류의 THD는 각각 37.72 %와 27.42 %로 제안된 결선 방법을 통해 기존 결선 방법 대비 27.30 % 감소하였다. 이는 델타 권선 경우의 권선 전류 THD 감소와 동일하다.

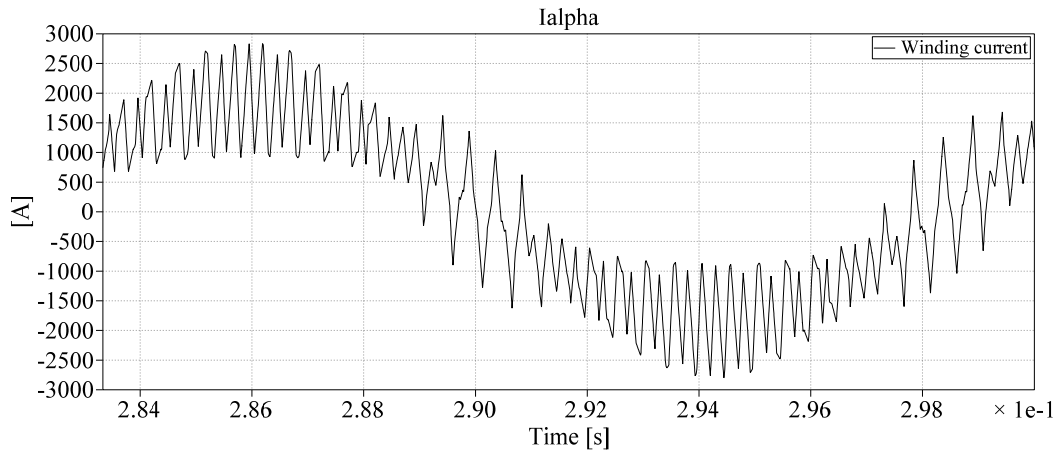


(a) 일반적인 결선 시

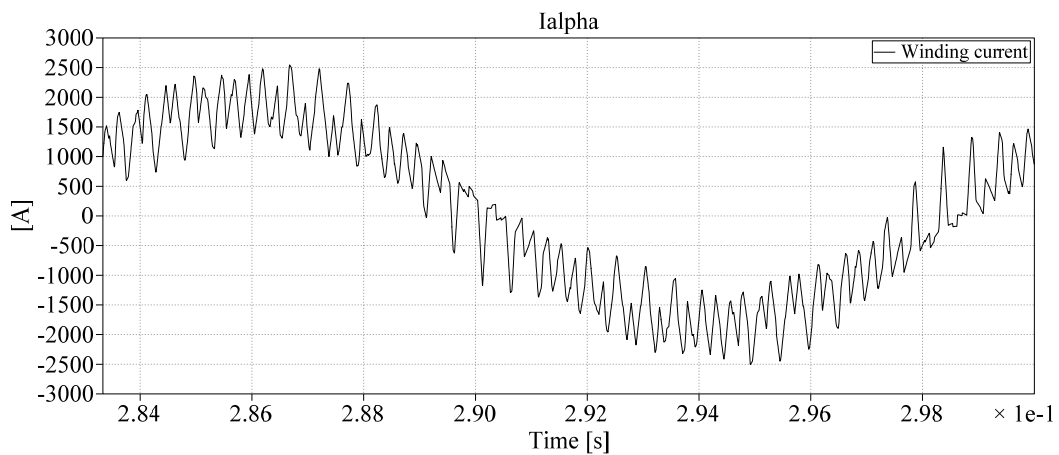


(b) 제안된 결선 시

그림 5.15 Y권선 경우 권선 전류 FFT (a) 일반적인 결선 시, (b) 제안된 결선 시
가로 축 단위 [1 kHz/div], 세로 축 단위 [200A/div]



(a) 일반적인 결선 시: THD 37.72 %, 최대값 2834 [A], RMS값 1409 [Arms]



(b) 제안된 결선 시: THD 27.42, 최대값 2547 [A], RMS값 1367 [Arms]

Y권선 경우 컨버터 전류 파형 (a) 일반적인 결선 시 (b) 제안된 결선 시

Y권선 경우, 컨버터 전류와 권선 전류가 동일하다. 최대 값은 각각 2834A와 2547A로 10.12% 감소하였고 전류RMS 값도 3% 감소하였다. 이는 델타 권선 경우와 동일한 결과이다.

6. 실험 결과

6.1. 실험 세트의 구성

실험을 위해 구성한 세트는 그림 6.1과 같다.

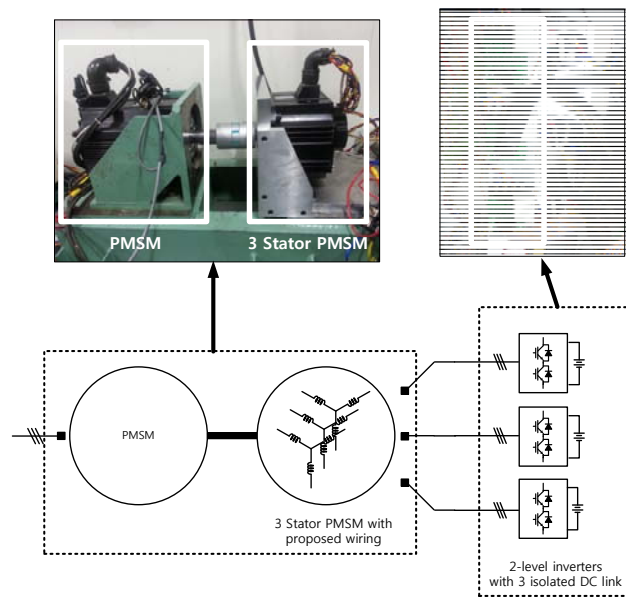


그림 6.1 실험 장치의 구성

6.1.1 3개의 고정자를 가지는 영구자석 전동기

제안된 결선 방식을 검증하기 위해 3개의 고정자를 가지는 영구자석 전동기를 제작하였다. 대형 유도 전동기의 경우, 통상 여러 개의 고정자 권선을 가진다[7]. 이러한 대형 전동기를 모의하기 위하여 3개의 3상 권선을 가지는 3.9kW 영구자석 전동기를 제작하였고 이를 이용하여 제안된 결선 방법의 유효성을 입증하고자 한다. 전동기의 3개의 3상 권선은 Y결선 되어있고, 각 권선 중성점은 접근이 가능하도록 되어있어 스코프를 통해 상전압을 직접 측정

할 수 있었다.

6.1.1.1 3개의 고정자를 가지는 영구자석 전동기의 모델링

고정자 누설 인덕턴스 간의 자속 쇄교를 무시하여 누설 인덕턴스는 1개 고정자 권선에만 영향을 미친다고 하고, 권선의 기생 캐패시턴스를 무시할 수 있다고 가정하자. 또한, 각 권선의 고정자 간 상호 인덕턴스(Mutual inductance)가 동일하고 이를 L_{ms} 라고 했을 때, 1번 고정자 abc상에 쇄교되는 자속은 (6.1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \lambda_{as1} \\ \lambda_{bs1} \\ \lambda_{cs1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{lk1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lk1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lk1} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} + k_{12} \begin{bmatrix} L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} \\
 &+ k_{13} \begin{bmatrix} L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as3} \\ i_{bs3} \\ i_{cs3} \end{bmatrix} + \frac{2}{3}\lambda_f \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

k_{12} 는 1번 고정자 abc상 권선과 2번 고정자 abc상 권선 간의 결합계수 (coupling coefficient), k_{13} 는 1번 고정자 abc상 권선과 3번 고정자 abc상 권선 간의 결합계수이다. 권선 간의 결합계수가 1이라고 가정하면 (6.1)은 (6.2)와 같이 정리된다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \lambda_{as1} \\ \lambda_{bs1} \\ \lambda_{cs1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{lk,1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lk1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lk1} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as3} \\ i_{bs3} \\ i_{cs3} \end{bmatrix} + \frac{2}{3}\lambda_f \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6.2}$$

이를 abc 평면 상의 복소수 벡터로 표현하면 (6.3) ~ (6.4)와 같다.

$$\bar{\lambda}_{abcs1} = \lambda_{as1} + \lambda_{bs1}e^{j\frac{2}{3}\pi} + \lambda_{cs1}e^{-j\frac{2}{3}\pi} \tag{6.3}$$

$$\bar{\lambda}_{abcs1} = \left(L_{ls,1} + \frac{3}{2}L_{ms}\right)\bar{i}_{abcs1} + \frac{3}{2}L_{ms}\bar{i}_{abcs2} + \frac{3}{2}L_{ms}\bar{i}_{abcs3} + \lambda_f e^{j\theta_r} \tag{6.4}$$

$L_m = \frac{3}{2}L_{ms}$ 로 정의하면 1번 고정자의 쇄교 자속은 (6.5)와 같다.

$$\bar{\lambda}_{abcs1} = (L_{ls,1} + L_m)\bar{i}_{abcs1} + L_m\bar{i}_{abcs2} + L_m\bar{i}_{abcs3} + \lambda_f e^{j\theta_r} \tag{6.5}$$

1번 고정자의 3상 전압에 대한 식은 (6.6)과 같다.

$$\begin{aligned}
\bar{v}_{abcs1} &= R_{s1}\bar{i}_{abcs1} + \frac{d}{dt}\bar{\lambda}_{abcs1} \\
&= R_{s1}\bar{i}_{abcs1} + (L_{ls,1} + L_m)\frac{d}{dt}\bar{i}_{abcs1} + L_m\frac{d}{dt}\bar{i}_{abcs2} + L_m\frac{d}{dt}\bar{i}_{abcs3} + \omega_r\lambda_f e^{j\theta_r}
\end{aligned} \tag{6.6}$$

영구자석에 의한 자속을 전류원으로 모델링 하였을 때 전류원의 크기는 (6.7)과 같다.

$$i_f = \frac{\lambda_f}{L_m} e^{j\theta_r} \tag{6.7}$$

식 (6.6)과 (6.7)을 바탕으로 구한 3개의 고정자를 가지는 영구자석 동기 전동기의 상당 등가회로는 그림 6.2와 같다.

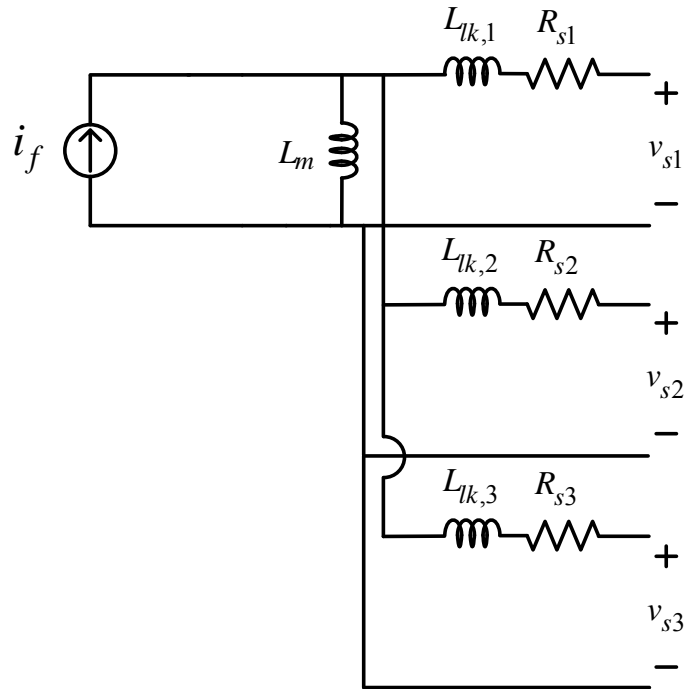


그림 6.2 3개의 3상 고정자 권선을 가지는 영구자석 동기 전동기의 모델

6.1.1.2 인터리빙 운전 시 전류 제어에 영향

3개의 3상 고정자 권선을 가지는 영구자석 전동기에 연결된 3개의 컨버터가 인터리빙 운전을 하여 권선 전압을 합성해 주는 경우, 전류 제어 시 각 권선의 누설 인덕턴스만이 전류 리플을 결정하게 되어 고정자 전류의 리플이 매우 커진다. 스위칭 주기에서 소신호 분석(small signal analysis)을 통해 이를 이해할 수 있다.

n번째 스위칭 주기에서 3개의 a상 권선 전류의 기본파를 동일한 크기의 상수(constant) $I_a[n]$ 라고 가정하고 이때의 1,2,3번 고정자의 리플 전류를 각각 $\Delta i_{as1}, \Delta i_{as2}, \Delta i_{as3}$ 이라고 하자. 소신호 분석을 위해 n번째 스위칭 주기에서의 고정자의 a상 전류를 (6.8)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{as1} &= I_a[n] + \Delta i_{as1} \\ i_{as2} &= I_a[n] + \Delta i_{as2} \\ i_{as3} &= I_a[n] + \Delta i_{as3} \end{aligned} \quad (6.8)$$

이 때 (6.5)로 부터 a상 권선의 자속 λ_{as1} 을 구하면 (6.9)와 같다. 이를 (6.6)에 대입하여 1번 고정자 a상 권선에 대한 전압 식으로 나타내면 (6.10)과 같다.

$$\lambda_{as1} = (L_{ls,1} + L_m) i_{as1} + L_m i_{as2} + L_m i_{as3} + \lambda_f \cos \theta_r \quad (6.9)$$

$$v_{as1} = R_{s1} i_{as1} + (L_{ls,1} + L_m) \frac{d}{dt} i_{as1} + L_m \frac{d}{dt} i_{as2} + L_m \frac{d}{dt} i_{as3} + \omega_r \lambda_f \cos \theta_r \quad (6.10)$$

(6.8)을 (6.10)에 대입하여 정리한 결과는 (6.11)과 같다.

$$V_{as1}[n] + \Delta v_{as1} \approx R_{s1} (I_a[n] + \Delta i_{as1}) + L_{ls,1} \frac{\Delta i_{as1}}{\Delta t} + L_m \frac{\Delta i_{as1} + \Delta i_{as2} + \Delta i_{as3}}{\Delta t} + \omega_r \lambda_f \cos(\theta_r[n]) \quad (6.11)$$

인터리빙 운전의 경우, 각 컨버터 출력 전류의 리플의 합은 원래 리플에 비해 매우 작아진다. 따라서 이상적인 인터리빙 운전 조건에서는 (6.12)이 성립한다.

$$\Delta i_{as1}[n] + \Delta i_{as2}[n] + \Delta i_{as3}[n] \rightarrow 0 \quad (6.12)$$

역기전력의 경우 스위칭 주기 내에서 거의 일정하므로 상수로 볼 수 있다. 전류 기본파 성분 역시 스위칭 주기 내에서 거의 일정하므로 그 변화량을 0으로 둘 수 있다. 식 (6.11)에 (6.12)를 대입하고, 소신호에 대해서만 정리하면 (6.13)과 같다.

$$\Delta v_{as1} \approx R_{s1} \Delta i_{as1} + L_{ls,1} \frac{\Delta i_{as1}}{\Delta t} \quad (6.13)$$

식 (6.13)에서 인덕턴스에 의한 전류 변화에 1번 권선의 누설 인덕턴스만 관여하게 되는 것을 알 수 있다. 3개의 3상 고정자 권선을 가지는 영구자석 전동기를 이용하여 인터리빙 운전을 하면, 전류제어 시에 마치 회로의 인덕턴스가 누설 인덕턴스만 존재하는 것으로 보여 고정자 전류의 리플이 매우 커진다. 이러한 문제는 각 3상 권선을 서로 다른 슬롯(Slot)에 배치하면 대폭 경감할 수 있으리라 예상된다.

6.2. 실험 조건

제안된 결선의 효과를 확인하기 위해 결선 방식과 인터리빙 여부에 따라서 표 6-1과 같은 4가지 조건에서 파형을 비교하였다. 부하기로 속도를 제어하여 일정 속도에서 전동기가 전류제어를 할 때 고정자 권선 전압과 고정자 권선 전류를 측정하였다. 컨버터 출력 주파수 40Hz에서 실험을 진행하였다. 전류 제어는 3개 3상 권선의 평균 전류를 기준으로 각 컨버터 마다 동일한 전압 지령을 인가하는 방식으로 하였다. 실험 조건에서 MI는 약 0.86이었다.

THD(Total Harmonic Distortion)와 WTHD(Weighted Total Harmonic Distortion)는 오실로스코프의 데이터를 PLECS를 이용하여 기본파의 800차수까지 FFT(Fast Fourier Transform)한 결과로부터 얻었다. WTHD의 경우 스위칭에 의한 전류 고조파 성분만을 고려하기 위해, 10차부터 800차 고조파 성분에 대하여 구하였다.

표 6-1 4개의 실험 조건

일반적인 결선 방식		제안된 결선 방식	
삼각파 동기	인터리빙	인터리빙	삼각파 동기

표 6-2 실험의 세팅

전동기 속도	600 r/min, 전기각 40Hz
전동기 d 축 전류 지령	0 A
전동기 q 축 전류 지령	5 A
각 직류 전압원 전압 크기	100 V
스위칭 주파수	5 kHz
샘플링 주파수	10 kHz

6.3. 실험 파형

6.3.1. 일반적인 결선 방식과 삼각파 동기 운전

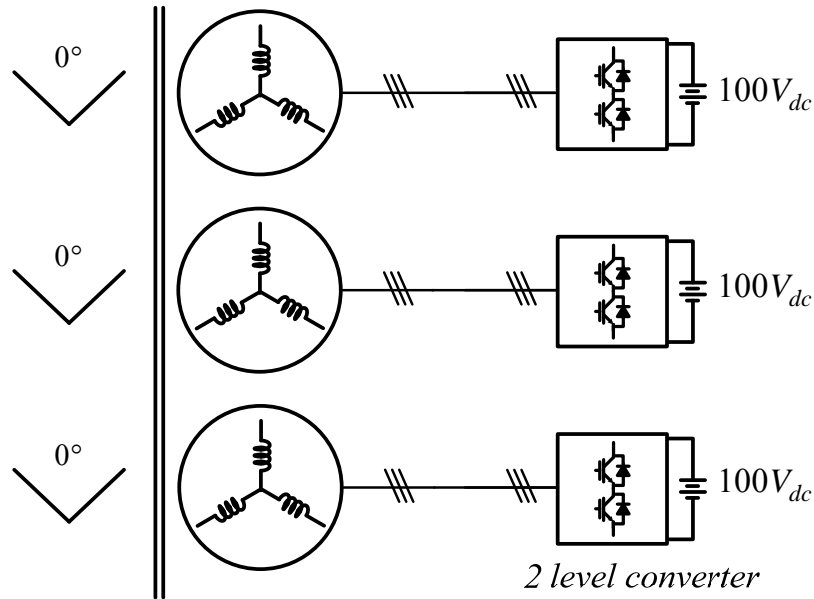


그림 6.3 일반적인 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 회로

그림 6.3는 일반적인 결선 방식으로 삼각파 동기 운전할 때 회로를 나타낸다. Y권선 왼쪽의 표시는 해당 권선에 연결되는 인버터 레그의 삼각파의 위상을 나타낸다. 실험 결과, 그림 6.5에서 볼 수 있듯이 선간 전압은 3개의 레벨을, 상전압은 5개의 레벨을 가졌다. 그림 6.7의 선간 전압 FFT결과로부터 얻은 1번 권선 선간 전압의 THD는 82.31 %, WTHD는 0.3679 % 였다. WTHD의 값이 매우 작은 이유는, 인덕턴스 부하를 가정하는 WTHD의 계산과 달리 실험조건에서 기본파 성분의 대부분은 역기전력 항이기 때문이다. 인버터 비선형성에 의해 권선 전류에 저차 고조파가 존재한다.

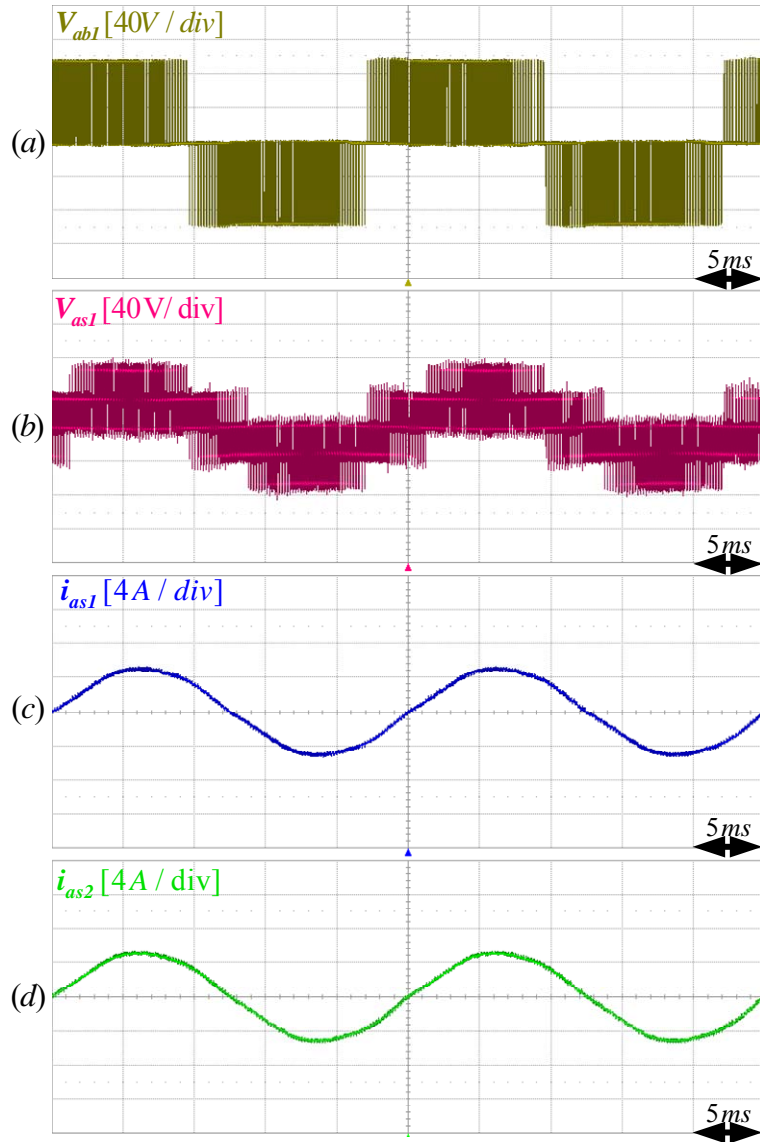


그림 6.4 일반적인 결선과 삼각파 동기 운전 시 전압 전류 파형
 (a) 1번 권선 선간전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압
 (c) 1번 권선 a상 전류 (d) 2번 권선 a상 전류

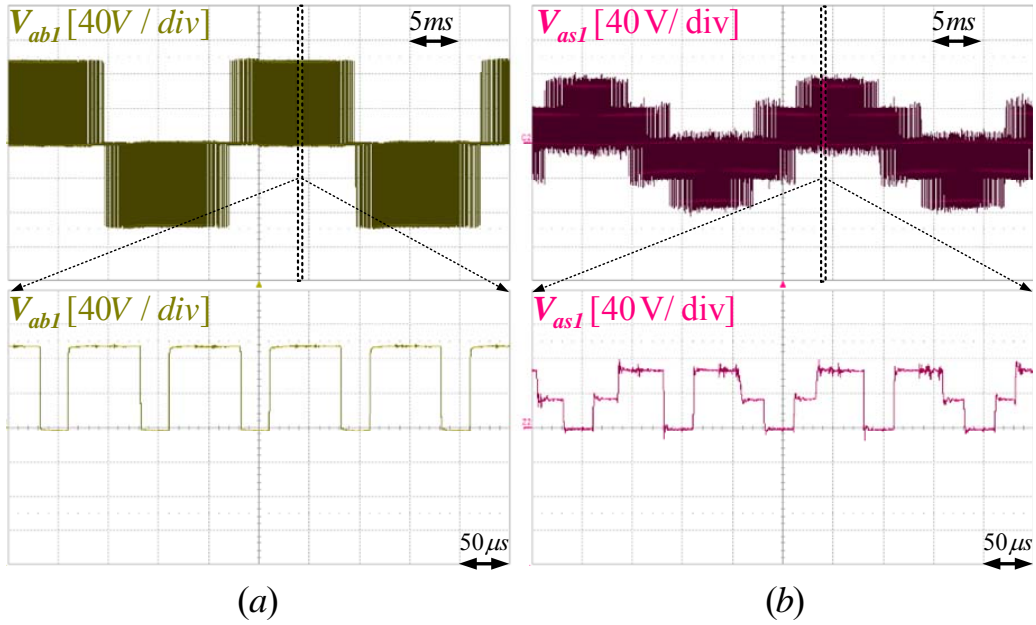


그림 6.5 일반적인 결선과 삼각파 동기 운전 시 전압 확대 파형

(a) 1번 권선 선간전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압

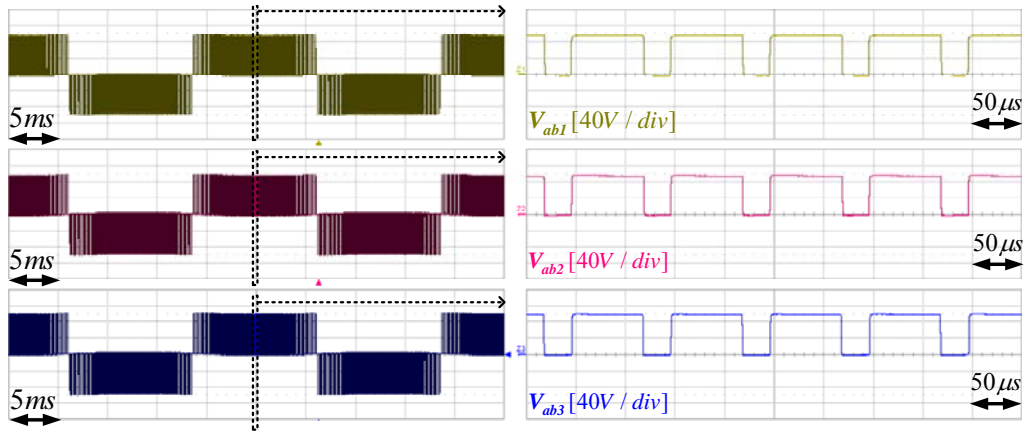
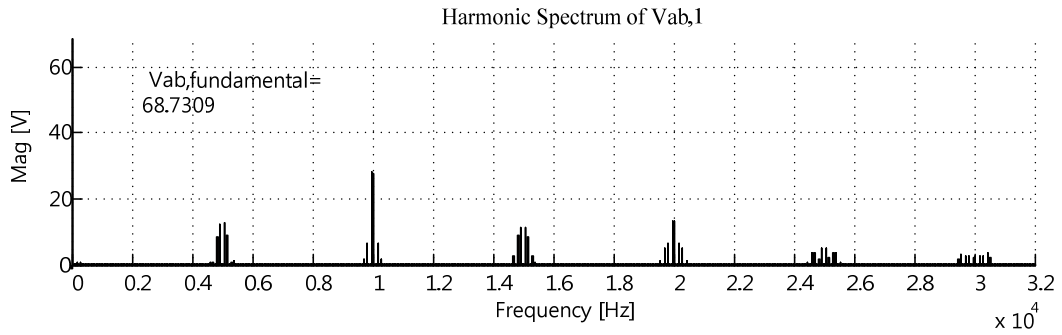
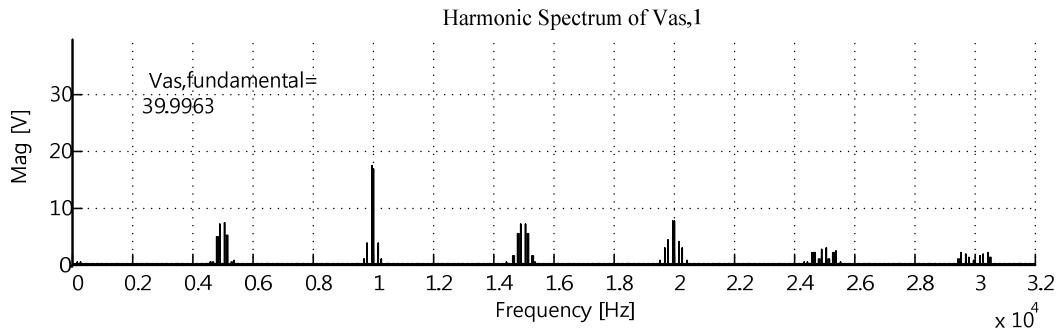


그림 6.6 일반적인 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 선간 전압 파형

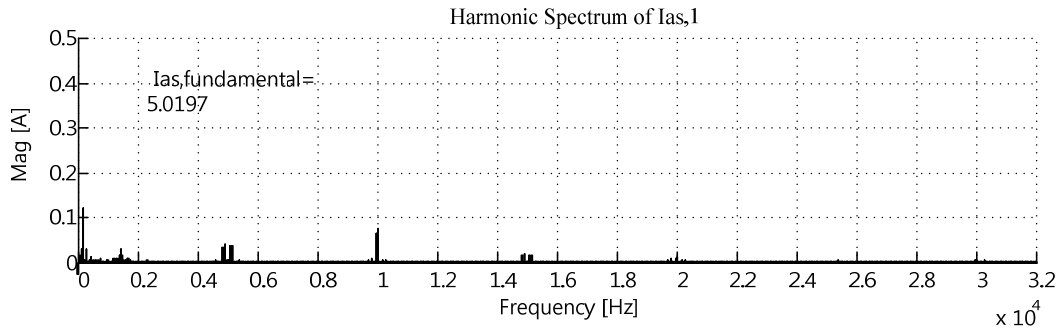
(a) 1번권선 선간 전압 V_{ab} , (b) 2번권선 선간 전압 V_{ab} , 3번권선 선간 전압 V_{ab}



(a) 선간 전압, THD: 82.3162 %, WTHD: 0.3679 %



(b) 상전압, THD: 85.6493 %, WTHD: 0.3768 %



(c) 상전류, THD: 3.83 %

그림 6.7 일반적인 결선과 삼각과 동기 운전 시 전압 전류 FFT
 (a) 1 번 권선 선간전압 Vab (b) 1 번 권선 a 상전압 (c) 1 번 권선 a 상 전류

5.3.2 일반적인 결선 방식과 인터리빙 운전

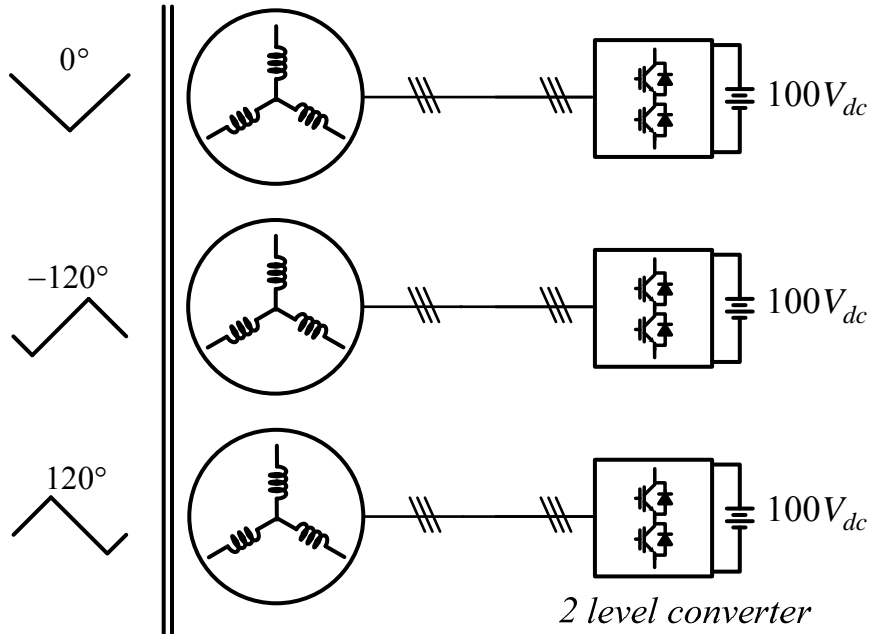


그림 6.8 일반적인 결선 방식과 인터리빙 운전 시 회로

그림 6.8는 일반적인 결선 방식으로 인터리빙 운전 시 회로를 나타낸다. 3대 컨버터의 삼각파는 각각 120° 씩 위상차가 된다. 일반적인 결선방식에서 삼각파 동기 운전 시의 파형인 그림 6.4과 인터리빙 운전 시의 파형인 그림 6.9를 비교하였을 때, 전류 THD가 크게 증가했다. 그림 6.12의 선간 전압 FFT결과로부터 이때의 선간 전압 THD는 89.67%, WTHD는 0.3804%로 이는 일반적인 결선 방식에서 삼각파 동기 운전을 했을 때의 전압 THD, WTHD와 각각 동일한 값이다. 따라서 리플의 증가는 회로의 인덕턴스 변화에 따른 것임을 알 수 있다. 6.1절에서 증명한 것과 같이 이는 인터리빙 운전 시 전동기의 누설 인덕턴스만 전류 제어에 영향을 미치게 되기 때문이다.

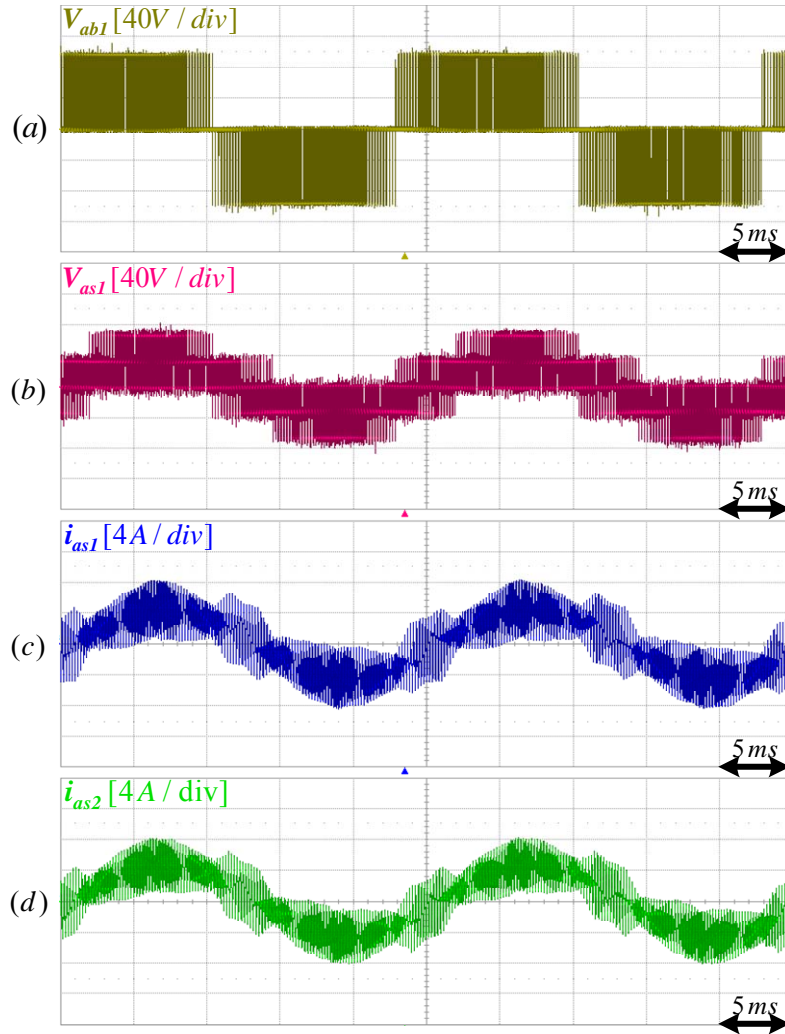


그림 6.9 일반적인 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 파형

(a) 1번 권선 선간전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압

(c) 1번 권선 a상 전류 (d) 2번 권선 a상 전류

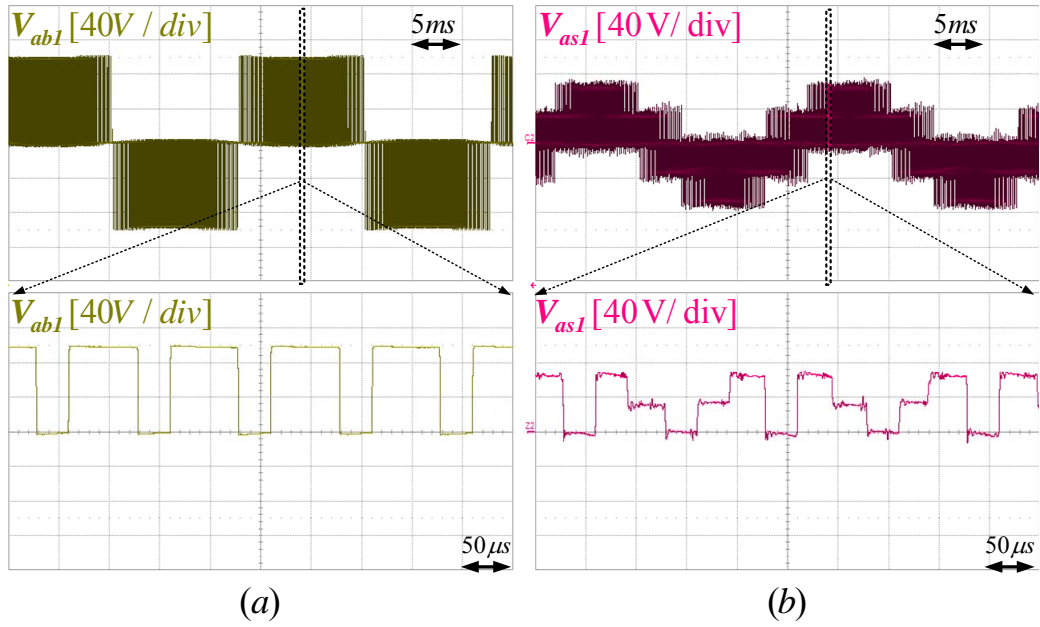


그림 6.10 일반적인 결선과 인터리빙 운전 시 전압 확대 파형
 (a) 1번 권선 선간전압 V_{ab1} (b) 1번 권선 a상전압

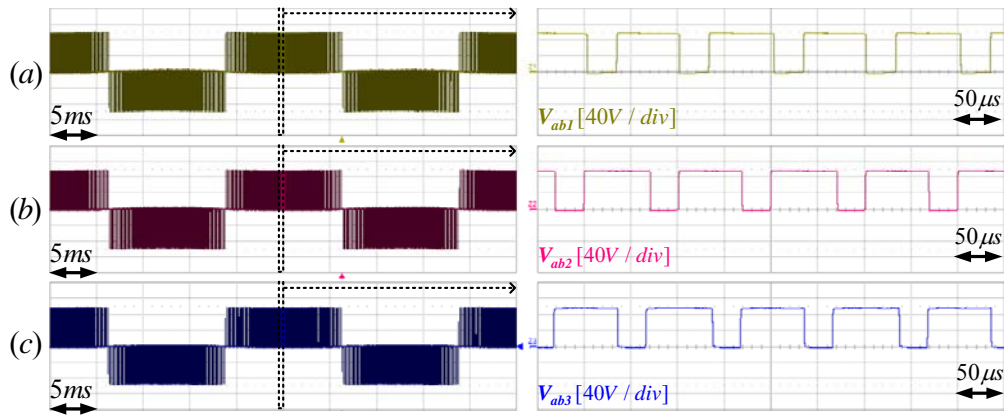
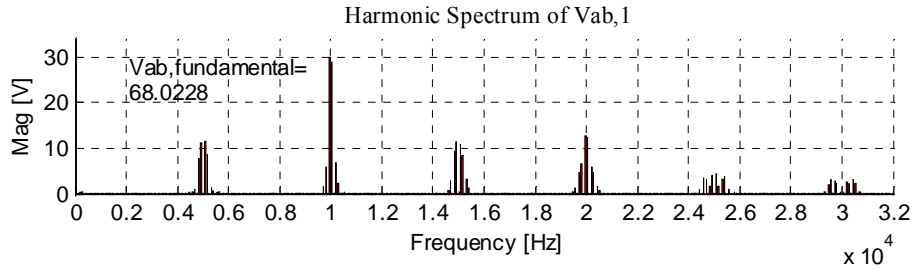
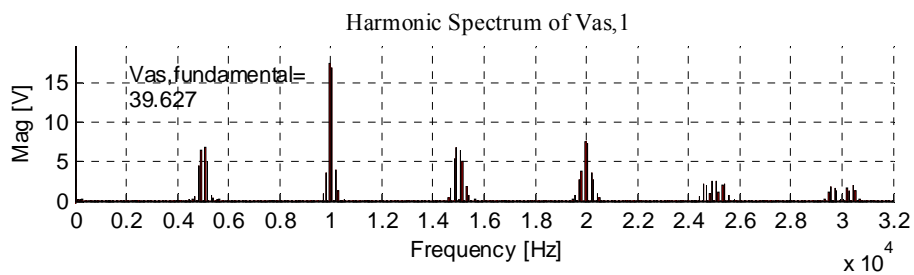


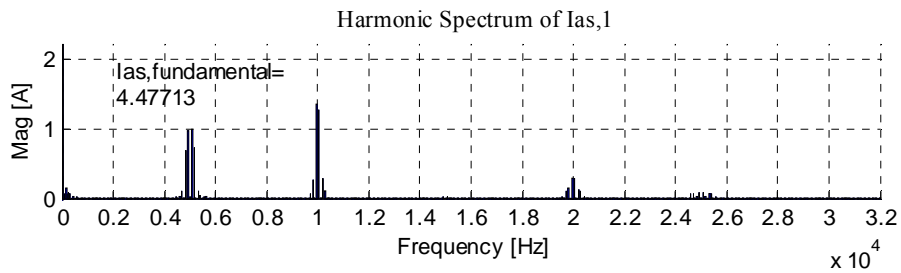
그림 6.11 일반적인 결선 방식과 인터리빙 운전 시 선간 전압 파형
 (a) 1번권선 선간 전압 V_{ab} , (b) 2번권선 선간 전압 V_{ab} , (c) 3번권선 선간 전압 V_{ab}



(a) 선간 전압, THD: 83.94 %, WTHD: 0.3612 %



(b) 상전압, THD: 84.96%, WTHD: 0.3639%



(c) 상전류, THD: 58.93%

그림 6.12 일반적인 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 FFT

(a) 1 번 권선 선간전압 Vab, (b) 1 번 권선 a 상전압, (c) 1 번 권선 a 상 전류

5.3.3 제안된 결선 방식과 삼각파 인터리빙 운전

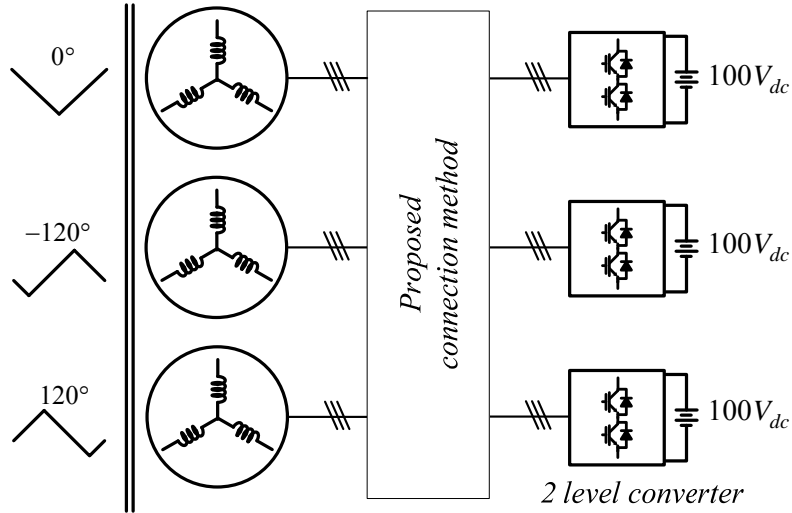


그림 6.13 제안된 결선 방식과 인터리빙 운전 시 회로

제안된 결선 방식과 삼각파 인터리빙 운전 시 선간 전압은 그림 6.14과 같이 9개의 레벨을 가졌다. 상전압 역시 레벨 수가 일반적인 결선 방식에 비해 크게 증가하는 것을 확인하였다. 제안된 결선 시 선간 전압의 FFT인 그림 6.17와 기존 결선 방식으로 인터리빙 운전 시의 FFT결과인 그림 6.12를 비교하면 거의 동일한 기본파 크기에서 선간 전압의 THD는 83.94%에서 59.98%로 기존 결선 방법 대비 28.54% 감소하였음을 알 수 있다. WTHD의 경우, 0.3804%에서 0.2683%로 기존 결선 방법 대비 29.47% 감소하였다. 권선 전류 FFT상에 저차 고조파가 존재한다. 제안된 방법에서는 서로 120° 위상 천이된 2개의 삼각파가 1개의 델타 권선 전압 합성에 관여하기 때문에 권선 전압이 각 삼각파의 최고점(peak)과 최저점(valley)을 기준으로 대칭적이지 않아 권선 전류 중간 값 샘플링이 되지 않는 문제가 있다. 이 때문에 전류 제어 시 저차 고조파가 발생하게 된다. 인버터 비선형성의 영향도 존재한다.

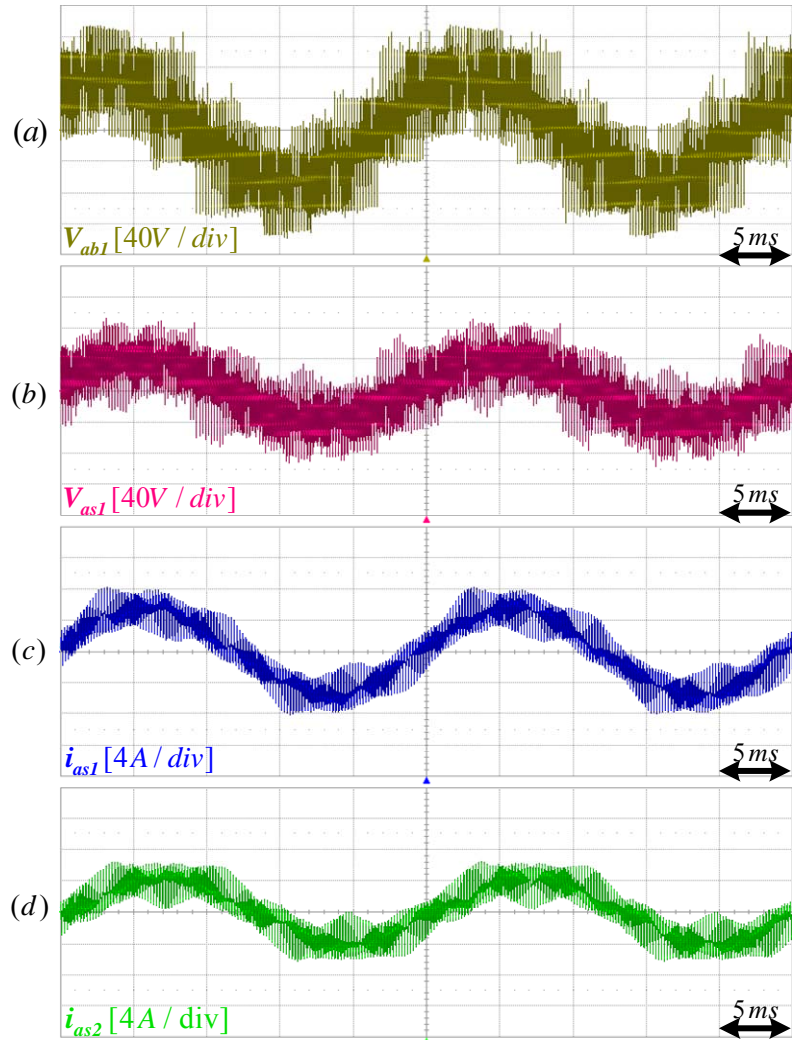


그림 6.14 제안된 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 파형

(a) 1번 권선 선간전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압

(c) 1번 권선 a상 전류 (d) 2번 권선 a상 전류

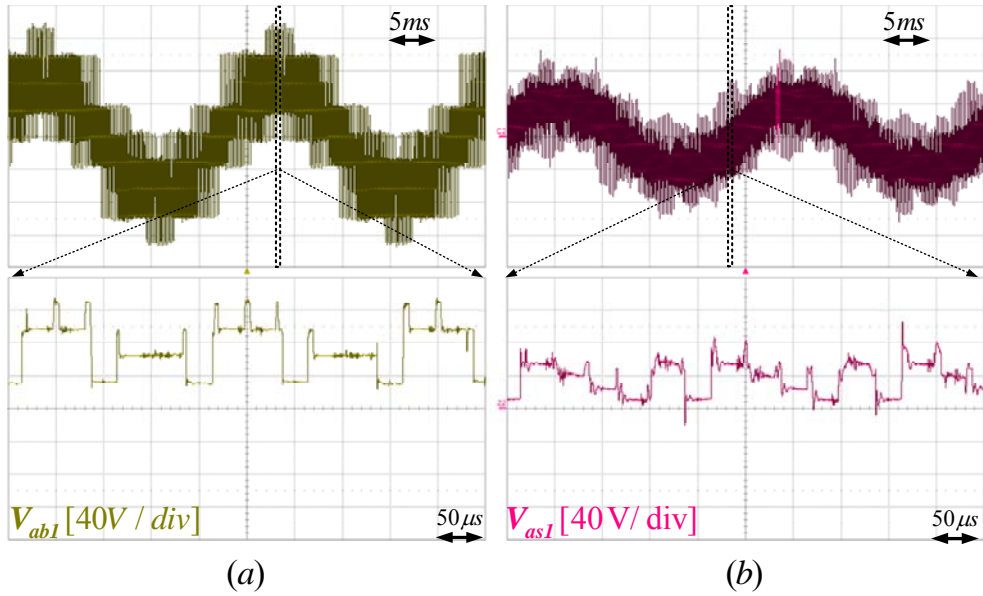


그림 6.15 제안된 결선과 인터리빙 운전 시 전압 전류 파형

(a) 1번 권선 선간전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압

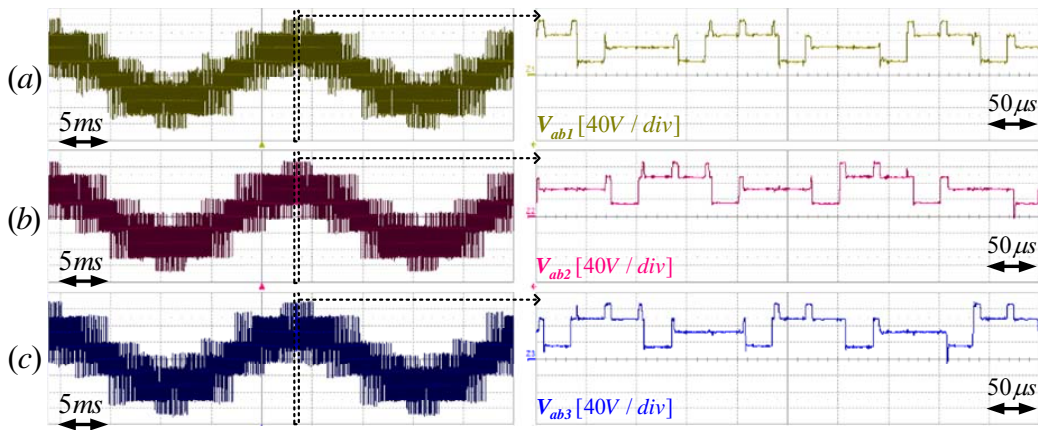
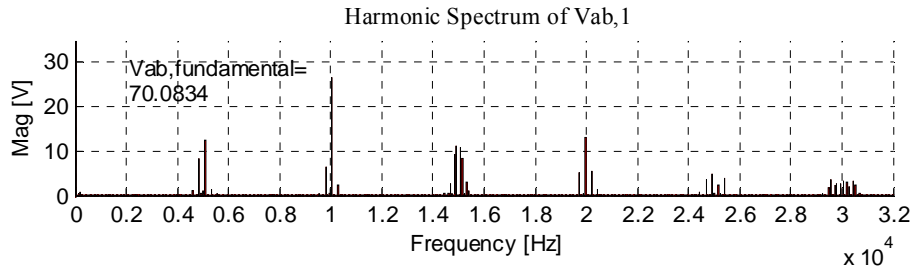
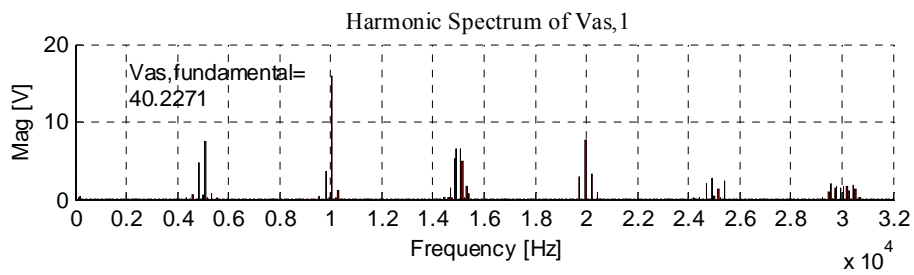


그림 6.16 제안된 결선 방식과 인터리빙 운전 시 선간 전압 파형

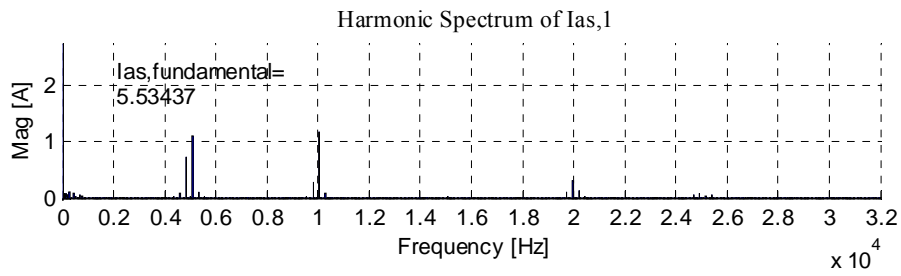
(a) 1번권선 선간 전압 V_{ab} , (b) 2번권선 선간 전압 V_{ab} , (c) 3번권선 선간 전압 V_{ab}



(a) 선간 전압, THD: 59.98%, WTHD: 0.2531%



(b) 상전압, THD: 62.25%, WTHD: 0.2610%



(c) 상전류, THD: 33.66%

그림 6.17 제안된 결선 방식과 인터리빙 운전 시 전압 전류 FFT

(a) 1 번 권선 선간전압 Vab, (b) 1 번 권선 a 상전압

5.3.4 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전

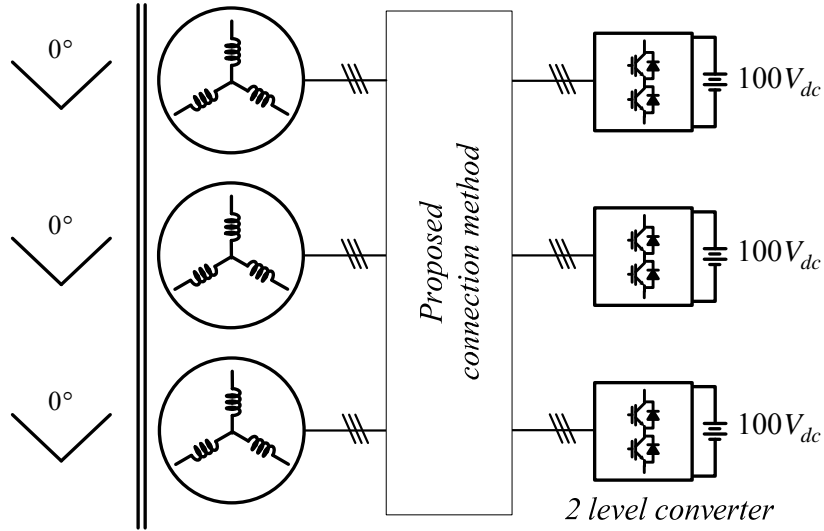


그림 6.18 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 회로

그림 6.19과 그림 6.20의 결과로부터 제안된 결선 방식에서 인터리빙 운전을 하지 않을 경우 얻을 수 있는 선간 전압의 레벨 수는 기존의 결선 방식과 동일함을 알 수 있다. 이는 권선 전압을 스위칭 함수로 표현한 (4.35)에서 예측할 수 있는 결과이다. 그림 6.21에서 알 수 있듯이 선간 전압의 THD와 WTHD는 각각 83.16%와 0.3672%로 일반적인 결선 방식에서의 값과 동일하다.

실제 실험 상에서는 게이팅(Gating) 신호의 전달이나 스위칭 소자 특성이 완전히 동일하지 않아 3대 컨버터의 턴-온(Turn-on)과 턴-오프(Turn-off)가 동일한 시점에 이루어지지 않는다. 따라서 그림 6.20와 같이 선간 전압 파형에 글리치(glitch)와 같이 매우 짧은 순간의 전압 변화가 보인다.

동기 된 삼각파로 전압을 합성하였으므로, 회로의 인덕턴스는 일반적인 결선 방법과 동기 된 삼각파를 사용했을 때와 같아 전류 리플이 작아진다.

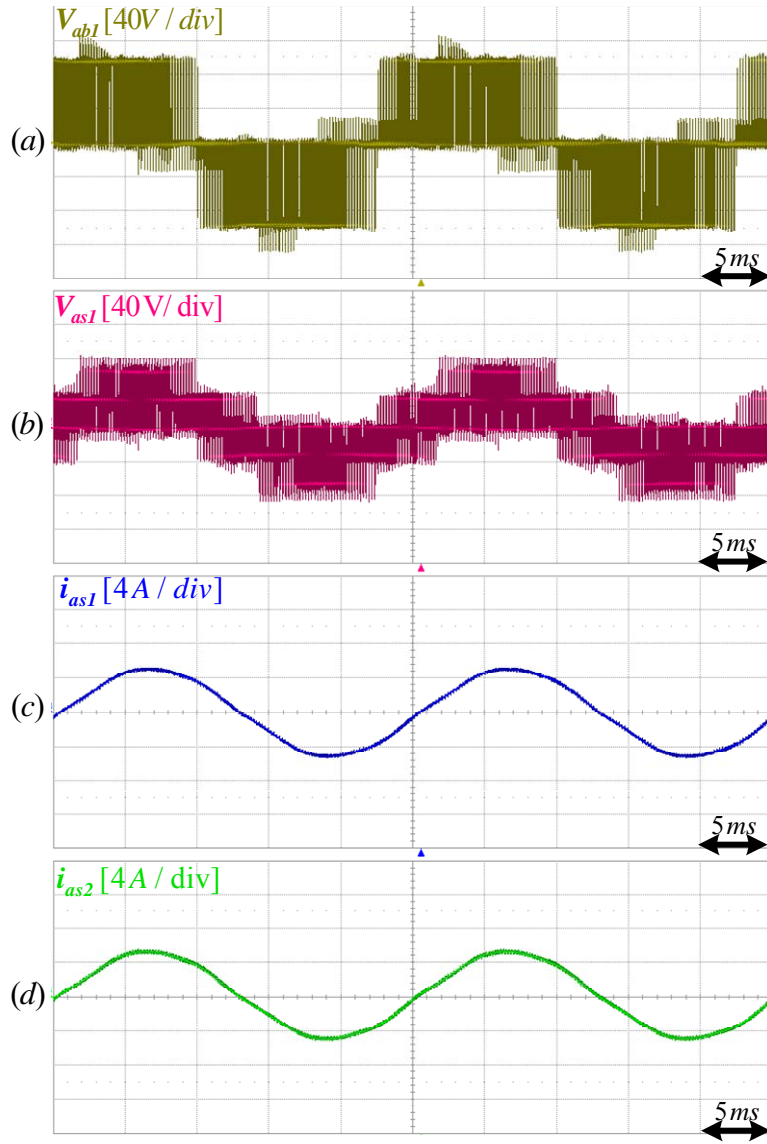


그림 6.19 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 전압 전류 파형

- (a) 1번 권선 선간전압 V_{ab} (b) 1번 권선 a상전압
- (c) 1번 권선 a상 전류 (d) 2번 권선 a상 전류

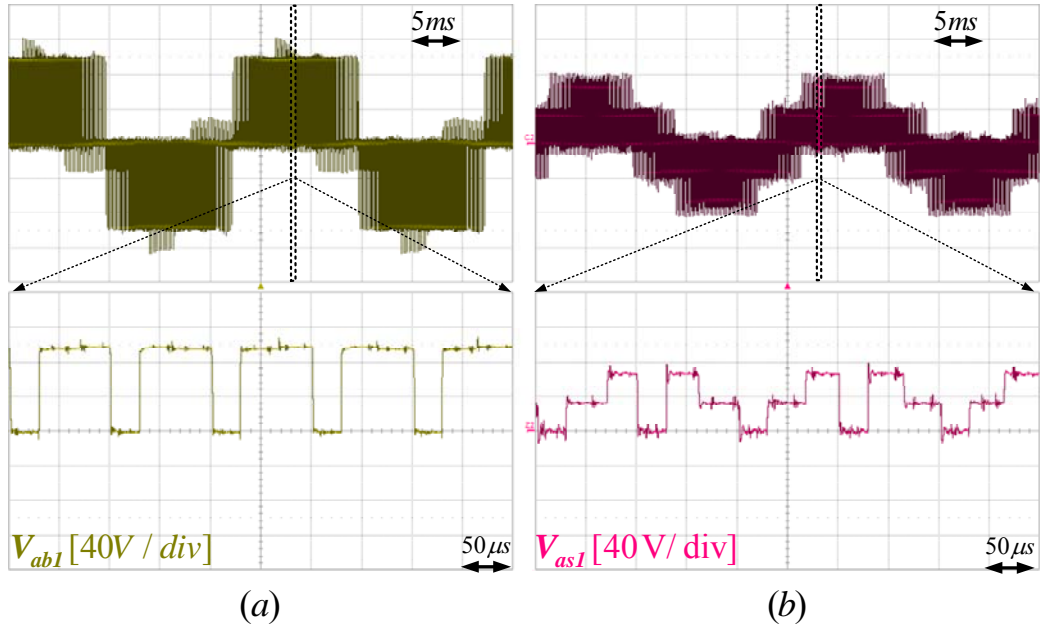
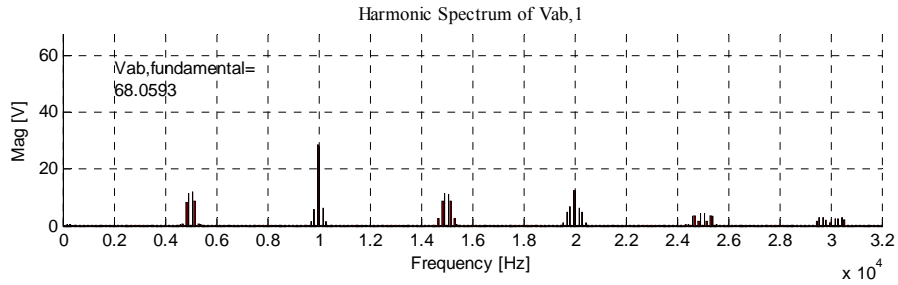
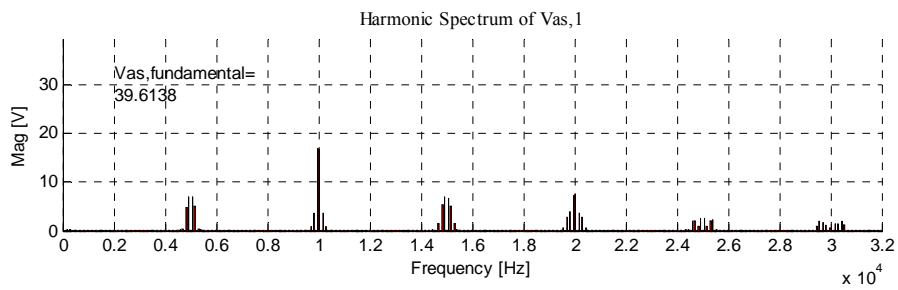


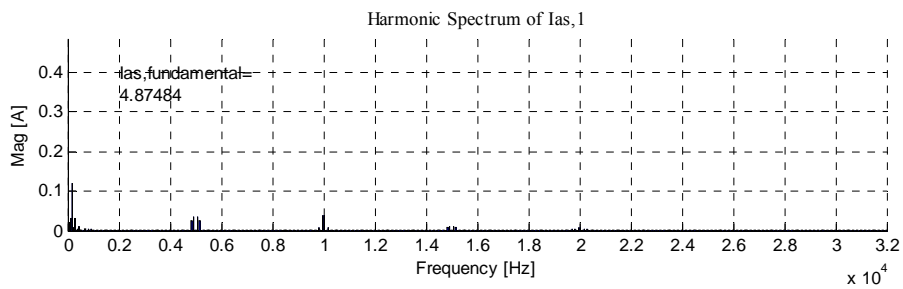
그림 6.20 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 전압 확대 파형
 (a) 1번 권선 선간전압 V_{ab1} , (b) 1번 권선 a상전압



(a) 선간 전압, THD: 83.16 %, WTHD: 0.3672 %



(b) 상전압, THD: 84.70 %, WTHD: 0.3727 %



(c) 상전류, THD: 3.300 %

그림 6.21 제안된 결선 방식과 삼각파 동기 운전 시 전압 전류 FFT
 (a) 1 번 권선 선간전압 Vab, (b) 1 번 권선 a 상전압, (c) 1 번 권선 a 상 전류

7. 결론

본 논문에서는 3대의 독립된 컨버터와 3개의 3상 권선을 가지는 대용량 DC-AC 전력 변환 시스템을 위한 새로운 결선 방식이 제안되었다. 개방 권선 구조와 이중 델타 전원의 확장인 제안된 결선 방식은, 직류 전원이 독립된 3대의 2레벨 컨버터를 사용했을 때 단순한 결선 변경만으로 권선에 인가되는 전압레벨 수를 크게 늘릴 수 있다는 장점을 가진다. 또한, 개방 권선 구조와 이중 델타 전원 구조와 달리 부하권선의 결선을 변경하지 않고 단순히 컨버터 출력의 결선을 변경함으로써 전압 레벨을 늘리는 것이 가능하고 부하의 권선이 델타 권선이거나 와이 권선인 경우 모두 적용 가능하다. 델타 권선 경우 권선 전압의 레벨 수는 9개로 늘릴 수 있었고 Y권선의 경우 권선 전압의 레벨 수는 17개로 늘어 난다. 이는 5레벨 컨버터가 합성하는 선간 전압, 상전압의 레벨 수와 같은 수치이다. 2차 측에 3상 3권선을 가지는 4권선 변압기를 이용한 시뮬레이션 결과와 3개의 고정자를 가지는 영구 자석 전동기를 이용한 실험을 통해 제안된 방법의 유효성을 검증하였다. 제안된 결선 방식은 일반적인 결선 방식 대비 합성되는 권선 전압의 THD와 WTHD를 30% 줄일 수 있음을 실험을 통해 확인하였다.

본 논문의 결과를 요약하면 다음과 같다.

(1) 개방 권선 구조와 이중 델타 전원에 대한 이해를 바탕으로, 다권선 시스템에 적용 가능한 새로운 결선 방법을 제안하였다.

반도체 소자의 전류 용량이 제한되어 있기 때문에, 또 시스템의 중복성 (Redundancy)을 확보하여 사고 시 대응하기 위해, 다권선 시스템은 대용량 전

력 변환 시스템에 널리 사용된다. 멀티레벨 운전은 2레벨 운전에 비해 많은 장점을 지니나, 멀티레벨 컨버터를 사용할 경우 전력변환 시스템의 비용과 제어의 복잡성이 늘어나고, 많아진 능동소자의 수는 사고의 위험성을 높인다.

제안된 결선 방식은 하드웨어의 변경 없이 단순히 컨버터와 3권선 시스템의 권선들 간에 연결만 변경함으로써 2레벨 컨버터를 이용한 멀티레벨 운전이 가능하게 하였다. 합성되는 권선 전압의 레벨 수는 5레벨 컨버터가 합성하는 전압 레벨 수와 동일하였다. 제안된 결선 구조에서 인터리빙 운전을 하는 경우 1차 측에서 전류 리플끼리 서로 상쇄되어 스위칭 주파수 대역 전류 고조파의 크기가 작아지고 리플 주파수가 높아지는 인터리빙 운전의 효과를 그대로 얻을 수 있는 동시에, 2차 측에서도 합성되는 권선 전압의 고조파가 감소하였다.

(2) 제안된 결선 방식의 등가회로를 도출하였다.

본 연구에서는 제안된 결선 방식의 등가회로를 도출하였다. 컨버터가 합성하는 전압을 3상 평형 성분 전압과 영상분 성분 전압으로 나누고 중첩의 원리를 이용해서 각 컨버터에 대한 등가회로를 도출할 수 있었다. 또한, 델타 권선 경우와 Y권선 경우 모두 동일한 절차를 통해 등가회로를 도출할 수 있음을 보였다. 제안된 결선 방법의 등가회로는 3개의 권선이 Y형태로 연결되는 형태를 가졌다.

(3) 제안된 결선 방식의 유효성을 실제 실험을 통해 검증하였다.

제안된 방식은 3개의 권선을 가지는 다권선 변압기와 대형 유도 전동기 모두에 적용 가능하다. 본 논문에서는 4권선 변압기를 이용한 PLECS시뮬레이션과 3개의 3상 고정자 권선을 가지는 영구 자석 전동기를 이용한 실험을 통해 등

가회로의 유효성을 검증하였다. 실험적으로 제안된 결선 방식이 권선 전압의 레벨 수를 늘려 전압 고조파를 감소시키고, 따라서 전류 고조파 감소에 큰 효과가 있음을 확인하였다.

본 연구와 관련된 다음의 연구가 진행 되면 본 연구 결과의 실용성을 더욱 높일 수 있으리라 생각된다.

(1) 개별 권선 전류 제어를 위한 전압 지령

본 논문의 실험에서는 3개 권선 전류의 평균값을 바탕으로 컨버터 3개에 동일한 전압 지령을 인가하는 방식으로 제어하였다. 그러나 실제 다권선 시스템의 경우 권선 간에 임피던스가 동일하지 않고 직류전압원의 크기도 다르기 때문에 각 권선 전류 제어를 위해 3개의 3상 권선 전압을 독립적으로 합성할 수 있어야 한다. 특히 계통 연계를 위한 4권선 변압기의 경우 계통의 까다로운 전류 규정을 만족하기 위해 각 권선 전류를 개별적으로 온전히 제어할 수 있어야 한다. 따라서 제안된 결선 방법에서는 각 3상 권선에 대해 독립적인 전류 제어기를 설계하여 각 권선의 전류를 제어할 필요가 있다.

(2) 2차 측 권선 전압 파형 개선과 중간값 전류 샘플링을 위한 새로운 PWM

SVPWM과 120° 인터리빙 된 삼각파로 스위칭 함수를 결정지을 경우 기존 결선 방법에 비해서는 전압의 THD와 WTHD가 개선되나, 실험의 상 전압 파형에서 볼 수 있듯이 사용 가능한 전압레벨은 일반적인 멀티레벨 컨버터가 합성하는 전압의 형태와 다르다. 따라서 가지고 있는 권선 전압 합성에 있어서의 자유도가 완전히 최적화가 되지 않았음을 알 수 있다. 또한, 서로 120° 위

상 차이를 가지는 2개의 삼각파가 1개의 권선 전압 합성에 참여하면서 삼각파의 최고점과 최저점에서 전류의 중간 값이 샘플링이 되지 않는다.

다권선 시스템은 일반적인 컨버터 병렬 회로와 달리 컨버터 간에 전기적인 절연이 존재하므로, 이러한 특성을 이용하여 제안된 결선 방법이 가질 수 있는 멀티레벨 전압 출력을 최적화 하는 PWM 방법이 필요하다. 최적화된 PWM을 통해 각 컨버터 측에서 더 적은 스위칭을 통해 컨버터 손실을 저감하면서도, 제안된 결선에 의해 늘어난 권선 전압의 레벨 수를 이용하여 계통 측에서는 비슷한 수준의 고조파 전류, 또는 전동기 경우 비슷한 크기의 맥동을 가진 토크를 출력할 수 있을 것으로 기대 된다. 또한 PWM패턴을 조절하여 권선 전류의 중간값 샘플링이 가능하도록 PWM이 설계되어야 한다. 이러한 최적화된 PWM을 통해 제안된 결선 방법을 통해 만들어지는 권선 전압 합성의 자유도를 최적화할 수 있을 것으로 생각된다.

(3) 1대 컨버터 탈락 시 제어 전략

일반적인 결선 방법의 경우, 1대의 컨버터가 1개의 3상 권선의 전압을 합성하게 되어 1대 컨버터 탈락 시에 나머지 2대는 전력전달을 유지할 수 있다. 제안된 결선 방법의 경우 3대의 독립된 컨버터가 3개의 3상 권선 전압 합성에 참여하게 되므로, 사고 시 컨버터 1대가 탈락하여 차단기가 떨어졌을 때에도 전력 전달을 유지할 수 있어야 한다. 따라서 향후 컨버터 탈락 시 등가회로 분석과 이때 전력 전달을 위한 제어전략이 연구될 필요가 있다.

참고 문헌

- [1] R. Inzunza, T. Sumiya, Y. Fujii, and E. Ikawa, "Parallel connection of grid-connected LCL inverters for MW-scaled photovoltaic Systems," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, 2010, pp. 1988–1993.
- [2] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, J. H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L. T. Moran, and S. K. Sul, "An Interleaved Active Power Filter with Reduced Size of Passive Components," in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, 2006, pp. 969–976.
- [3] J. S. Siva Prasad and G. Narayanan, "Minimization of Grid Current Distortion in Parallel-Connected Converters Through Carrier Interleaving," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 76–91, Jan. 2014.
- [4] F. Wang, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 3, pp. 1042–1054, 2010.
- [5] R. Burgos and D. Boroyevich, "Common-Mode Circulating Current Control of Paralleled Interleaved Three-Phase Two-Level Voltage-Source Converters With Discontinuous Space-Vector Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3925–3935, Dec. 2011.
- [6] Y. Park, S. Ohn, and S.-K. Sul, "Multi-Level Operation With Two-Level Converters Through a Double-Delta Source Connected Transformer," *J. Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 1093–1099.

- [7] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, Dec. 2007.
- [8] H. Stemmler and P. Guggenbach, "Configurations of high-power voltage source inverter drives." pp. 7–14 vol.5, 1993.
- [9] M. R. Baiju, K. K. Mohapatra, R. S. Kanchan, and K. Gopakumar, "A Dual Two-Level Inverter Scheme With Common Mode Voltage Elimination for an Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 794–805, May 2004.
- [10] G. Grandi, C. Rossi, D. Ostojsic, and D. Casadei, "A New Multilevel Conversion Structure for Grid-Connected PV Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4416–4426, Nov. 2009.
- [11] Y. Wang and D. Panda, "Open-Winding Power Conversion Systems Fed by Half-Controlled Converters," *Power Electron. IEEE ...*, vol. 58, no. 11, pp. 5130–5141, 2013.
- [12] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Hybrid Multilevel Inverter," in *PulseWidth Modulation for Power Converters: principles and practice, New Jersey, U.S.A.: John Wiley & Sons, Inc.*, 2003, pp. 507–517.
- [13] D. Panda and T. A. Lipo, "Open-Winding Power Conversion Systems Fed by Half-Controlled Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2427–2436, May 2013.
- [14] M. Lambert, M. Martinez-Duro, J. Mahseredjian, F. de Leon, and F. Sirois, "Transformer Leakage Flux Models for Electromagnetic Transients: Critical

Review and Validation of a New Model,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 5, pp. 2180–2188, Oct. 2014.

부록 A. 제작된 전동기의 파라미터

표 A-1 제작된 전동기의 파라미터

	각 고정자	3개 권선 합
출력	1.3 kW	3.9 kW
정격 속도	2000 r/min	
정격 토크	6.22 Nm	18.66 Nm
폴 수	8	
전원 전압	선간 220 Vrms	
정격 전류	32.16 A	10.72 A
역기전력 상수	0.151 Vs	
저항	0.17 Ω	
상당 인덕턴스	2.1 mH	

ABSTRACT

For high-power converters to interface with the grid or for high-power induction motor drive systems, a 3-phase multi-winding system is widely used to enlarge the system's power capability and to suppress current harmonics.

This paper presents a new connection method between 3 independent converters and a 3-phase 3-winding system. Simply changing the interconnection between the 3 converters and the 3 windings, the voltage level of each winding can be increased up to 9 for delta-connected windings and up to 17 for wye-connected windings with three 2-level converters. The proposed method can be applied to a 4-winding transformer or a high-power induction motor with 3 stator windings by simply changing the wire connection. In this paper, an equivalent circuit for the proposed connection method is derived. The validity of the equivalent circuit and an effect of the proposed method are verified through the computer simulation. Furthermore, an experiment with a permanent magnet synchronous motor with 3 stator windings is executed to experimentally verify the effect of the new connection method. From the experimental result, the total harmonic distortion of the winding voltage is reduced by 30 % compared to the conventional connection method.

Key Words: Open-end winding, Double Delta Sourced Winding, converter parallel-operation, multi-winding system

Student Number: 2013-20828