creative commons

COMMONS DEED

저작자표시 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.
- 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

- 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

dCollection

공학석사학위논문

이중 인버터를 이용한 개방 권선 전동기의 최대 전력 운전

Maximum Power Operation of

Dual Inverter Driven Open-end Winding Machine

2013년 2월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

이 용 재

이중 인버터를 이용한 개방 권선 전동기의 최대 전력 운전

Maximum Power Operation of

Dual Inverter Driven Open-end Winding Machine

지도교수 하 정 익

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함

2013년 2월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

이 용 재

이용재의 공학석사 학위 논문으로 인준함

2013년 2월

위 원 장 : _____

부위원장 : _____

위 원 : _____

초록

개방 권선 전동기(Open-end Winding Machine)는 일반적인 3상 모터가 Y-결선이나 Δ-결선으로 내부에서 연결되어 있는 것과는 달리 내부 연결을 풀고 이 세 선을 모터의 외부에서 연결할 수 있게 한 구조를 말한다.

개방 권선 전동기는 일반적으로 두 개의 인버터를 이용하여 구동하게 되며, 이렇게 될 경우, 양측에서 전압을 출력할 수 있기 때문에 모터에 인가할 수 있는 전압을 늘릴 수 있다. 또한 모터 자체에 인가되는 전압도 늘어나기 때문에 최대 4-레벨 인버터와 동일한 효과를 얻을 수도 있다.

개방 권선 전동기를 이중 인버터를 이용하여 구동하는 경우, 두 개의 인버터에 각각의 전원을 연결하여 모터에 전력을 공급하는 것이 일반적이지만 한 쪽의 인버터에만 전원을 연결하고 다른 한 쪽은 전원과 분리하여 전원과 분리된 쪽의 DC 링크 전압을 전원에 관계없이 원하는 만큼 늘려 사용할 수도 있다. 이 경우, 이 인버터는 지속적으로 유효 전력을 출력하거나 받을 수 없기 때문에, 무효 전력원으로서의 역할을 수행할 수 있다. 모터는 고속에서 많은 양의 무효 전력을 필요로 하기 때문에 이러한 구조는 모터의 고속운전 시 출력을 높이는 방법으로 사용될 수 있다.

단일 전원을 가지는 이중 인버터 구조는 유효 전력을 전원에 연결된 인버터에서만 자유로이 출력할 수 있기 때문에 모터의 출력이 전원이 연결된 인버터의 출력에 의해서 정해진다는 특징을 가지고 있다. 기존의 연구에서는 양 측 인버터 모두 SVPWM(Space Vector PWM)을 이용하여 모터를 구동하였기 때문에 이러한 단일 전원을 가지는 이중 인버터의 특징을 모두 이용하지 못하였다.

본 논문에서는 이처럼 단일 전원을 가지는 이중 인버터를 이용한 개방 권선 전동기의 최대 전력 운전 방법에 대해 기술한다. 본 논문에서는 전원이 연결된 인버터를 6스텝으로 구동하여 전원이 연결된 인버터의 전력을 최대로 사용하는 방법을 제안한다. 동시에 6스텝으로 인하여 발생하는 전압의 왜곡은 반대 쪽 인버터에서 순시적으로 보상하여 모터에 인가되는 홀수 고조파 성분을 억제할 수 있다. 본 방법을 이용하면 고속영역에서 인버터의 유효전력 출력은 약 10% 정도 증가될 수 있다. 또한 제안하는 방법은 기존의 이중 인버터가 가지던 인버터 손실이 높다는 단점 역시 동시에 보완할 수 있기 때문에 그 효과가 크다고 할 수 있다.

본 논문에서는 제안하는 6 스텝을 이용한 이중 인버터의 전압 변조 방법에 대하여 논하였다. 제안하는 방법을 통해 얻을 수 있는 전력 변환 용량의 향상, 효율 증가 효과, DC 링크 맥동 분석 등에 관해 연구하였으며, 제안하는 방법을 효과적으로 수행하기 위한 제어 방법 또한 제안하였다. 본 논문에서는 모의 실험과 11kW급 PMSM을 이용하여 제안하는 방법의 유효성 및 효과를 확인하였다.

주요어 : 개방 권선형 전동기, 이중 인버터, 최대 전력 제어, 고조파 억제, 인버터 손실 저감

학번 : 2011-20901

목차

초록 i

목차 iii

그림 목차 v

표 목차 viii

제 1 장 서론 1

1.1 연구 배경 1

1.2 연구 목적 2

1.3 논문의 구성 3

제 2 장 이중 인버터와 개방 권선 전동기 4

2.1 개방 권선 전동기의 구조 및 모델링[3] 4

2.1.1 Y-결선 전동기의 구조 및 모델링 4

2.1.2 개방 권선 전동기의 구조 및 모델링 7

2.2 다양한 이중 인버터의 구동 방법 9

2.2.1 하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터[6] 10

2.2.2 하나의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터[10,11] 12

2.2.3 두 개의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터[3] 13

제 3 장 제안하는 이중 인버터의 최대 전력 운전 15

3.1 기존의 유효/무효 전압 분리 제어 기법[6,7] 15

3.1.1 영구자석 동기 전동기의 전력 특성 15

3.1.2 유효/무효 전력의 분리 제어 19

3.2 제안하는 유효 전력 최대화를 위한 전압 변조법 23
3.2.1 6 스텝 운전을 이용한 전압 변조법 24
3.2.2 유효/무효 전력의 흐름 36
3.2.3 이중 인버터의 약자속 제어 40
3.2.4 6 스텝 운전의 위상 변조 기법 43
3.2.5 6 유효/무효 전압의 폐루프 제어 45
3.3 전동기의 운전 영역 분석 47
3.4 DC 링크단의 전압 맥동 분석 52
3.5 시스템의 효율 개선 분석 54
3.6 배터리의 전류 맥동 분석 58

제 4 장 모의 실험 및 실험 결과 61
4.1 모의 실험 결과 61
4.2 실험 결과 75

제 5 장 결론 및 향후 과제 87

참고 문헌 89

ABSTRACT 91

그림 목차

그림 2.1 일반적인 3상 Y-결선 모터의 개략적인 구조 5
그림 2.2 개방 권선 전동기의 구조 7
그림 2.3 양방향 부스트 컨버터와 인버터 9
그림 2.4 하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터 11
그림 2.5 하나의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터 12
그림 2.6 두 개의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터 13
그림 3.1 PMSM의 속도별 전류, 전압 벡터도 18
그림 3.2 기존의 유도기의 유효/무효 전력 분리 제어 기법 21
그림 3.3 기존의 영구자석 동기 전동기의 유효/무효 전력 분리 제어 기법 23
그림 3.4 6 스텝 운전시의 상 별 폴 전압 25
그림 3.5 전류 각에 따른 기존의 이중 인버터 유효/무효 전압 분리 제어 28
그림 3.6 전류 각에 따른 제안하는 이중 인버터 유효/무효 전압 분리 제어 ... 29
그림 3.7 임의의 각에 대해 6 스텝 운전이 생성하는 유효/무효 전압 벡터 30
그림 3.8 SVPWM으로 인해 발생하는 유효/무효 전압 32
그림 3.9 6 스텝으로 인해 발생하는 유효/무효 전압 32
그림 3.10 6 스텝으로 인해 발생하는 유효 전압과 평균 34
그림 3.11 전압, 전류의 각 차이가 70°일 때 상 전압, 유효/무효 전압 35
그림 3.12 전압, 전류의 각 차이가 70°일 때 유효/무효, 인버터 출력 전압 35
그림 3.13 전압, 전류의 각 차이가 70°일 때 Inv2 출력 상, 공통 모드 전압 ... 36
그림 3.14 이중 인버터의 전력 흐름도 37

그림 3.15 이중 인버터의 순시적인 유효 전력 39
그림 3.16 이중 인버터의 순시적인 무효 전력 39
그림 3.17 기존에 사용되던 약자속 제어기의 구조 40
그림 3.18 제안하는 약자속 제어기의 구조 42
그림 3.19 위상 변조 방법의 벡터도 44
그림 3.20 위상 변조 방법의 제어 블록도 45
그림 3.21 제안하는 유효/무효 전압의 분리 제어기를 포함하는 폐루프 제어기 46
그림 3.22 속도별 구동 방법에 따른 최대 운전 영역 상황 51
그림 3.23 6 스텝 전압과 전류의 각 차이에 따른 맥동 에너지 계수 54
그림 3.24 구동 방법 별 스위칭 손실의 크기 56
그림 3.25 구동 방법 별 도통 손실의 크기 56
그림 3.26 배터리의 전기적 모델링 구조 58
그림 3.27 6 스텝 운전시의 DC 링크단 전류($pf=1$) 60
그림 4.1 500rpm에서의 위상 변조 기법 파형 63
그림 4.2 1500rpm에서의 최대 전력 출력 파형 65
그림 4.3 제안하는 약자속 제어기의 MPTA 추종 곡선 66
그림 4.4 부하 출력 증가 모의 실험 69
그림 4.5 전압 합성 방법에 따른 DC 링크단 전류 72
그림 4.6 전압 합성 방법에 따른 DC 링크단 전압 74
그림 4.7 실험 구성도 75
그림 4.8 전동기 및 회로 구성 76

그림 4.9 제안하는 이중 인버터 구동 방법의 상 출력 전압(1000rpm) 77
그림 4.10 제안하는 6 스텝 운전 결과(1000rpm) 79
그림 4.11 인버터 구동 방법에 따른 구동 영역 분석 80
그림 4.12 1000rpm에서의 실험 결과 81
그림 4.13 500rpm에서의 위상 변조 기법 실험 결과 83
그림 4.14 200rpm에서의 위상 변조 기법 실험 결과 84
그림 4.15 기존 방법과 제안하는 방법의 전력 및 효율 비교 86

표 목차

표 2.1 전원 연결 방법에 따른 이중 인버터 구조의 특징 14

표 3.1 구형파의 고조파 성분과 크기 25

표 3.2 θ_i^s 에 따른 6 스텝 전압 출력 46

표 3.4 11kW급 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 제정수 및 시험 조건 48

표 4.1 모의 실험의 조건 및 SMPMSM의 제정수 61

표 4.2 배터리 모의 및 운전 조건의 제정수 70

제 1 장 서론

1.1 연구 배경

최근 국제 유가의 지속적인 상승과 지구 온난화 등의 환경 문제가 대두되면서 승용차의 연비에 대한 소비자들의 관심이 증대되고 있다. 국제 유가는 2001년 세계경제침체를 기점으로 가파르게 상승하여 2011년 배럴당 105불 이상으로 치솟았으며, 앞으로도 지속적으로 상승할 것으로 예상된다[1]. 또한 지구온난화를 방지하기 위해 1997년 발효된 도쿄의정서에 따라 세계 각국에서 이산화탄소 배출 저감을 위한 많은 정책들이 시행되고 있다. 자동차 분야에도 이 영향이 미쳐 우리나라의 경우 2013년에 판매량의 60% 이상, 2014년에 80%, 2015년 이후에는 100%를 강화된 연비나 이산화탄소 배출량 기준을 충족시키는 자동차로 하는 법안이 입법되었다.

자동차의 연비 개선 및 이산화탄소 배출 저감을 위한 방법으로 연구되고 있는 방법 중 가장 효율적인 방법은 내연기관(ICE, Internal Combustion Engine)과 모터를 결합한 하이브리드(HEV, Hybrid Electric Vehicle) 형태이다. 특히 하이브리드 자동차 내부 배터리의 외부 충전이 가능한 형태인 플러그인 하이브리드(PHEV, Plug-In Hybrid Electric Vehicle)의 경우 차세대 전력망인 스마트 그리드(Smart Grid)와 연계되어 전력 계통의 개선에도 기여할 것으로 기대되고 있다[2]. 나아가서는 내연기관을 제거하고 모터와 배터리만으로 구동되는 전기자동차(EV, Electric Vehicle)로의 진보를 위해 학계와 산업계가 연구를 진행하고 있

다.

때문에 최근에는 하이브리드 자동차에 쓰이는 모터, 모터 구동용 인버터, 기어 시스템, 드라이브 트레인, 배터리에 이르기까지 많은 부분에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다.

하이브리드 자동차에 주로 쓰이는 자속 집중형 영구자석 동기기(IPMSM, Internal Permanent Magnet Synchronous Motor)의 경우 고속에서의 특성이 타 영구자석 모터에 비해 좋다고 할 수 있으나, 영구자석 모터로서의 한계를 가지고 있는 것은 마찬가지이다. 따라서 영구자석 동기기의 고속 특성을 보완하기 위한 인버터 구조에 대한 연구들이 널리 이루어지고 있다.

1.2 연구 목적

이중 인버터 시스템은 단일 인버터 구성에 비해 높은 전압을 합성할 수 있고, 멀티 레벨의 효과를 함께 얻을 수 있다는 특징을 가지고 있다. 또한 두 개의 독립된 전원이 아닌 하나의 전원을 사용하는 경우 한 쪽의 DC 링크 전압을 모터를 통해 승압할 수 있기 때문에, 전원에 관계없이 높은 전압을 모터에 공급할 수 있다는 장점 역시 가지고 있다.

하지만 이중 인버터 구조는 두 개의 인버터를 사용하기 때문에 인버터 손실이 두 배로 증가할 뿐만 아니라, 제어 역시 복잡해진다는 단점을 가지게 된다. 더욱이 단일 전원을 사용하는 경우, 지속적인 유효 전력을 전원 측에서만 공급할 수 있기 때문에 유효 전력의 양은 전원이 연결된 인버터의 용량에 의해 결정되어 그 크기가 작다는 단점을 가진다.

이에 본 논문에서는 기존의 단일 전원을 사용하는 이중 인버터 구조가 가지

는 단점들을 보완하고, 장점을 개선하는 방법을 제시한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

1 장에서는 하이브리드 자동차의 모터 구동용 인버터 개발의 필요성과 이를 위한 이중 인버터 시스템의 개선 필요성에 대해 언급한다.

2장에서는 이중 인버터 구조의 모델링과 다양한 이중 인버터 구조의 특징과 장·단점을 양방향 부스트 컨버터를 이용하는 기존의 단일 인버터 구동 시스템과 비교하여 분석해본다.

3장에서는 제안하는 이중 인버터를 이용한 개방 권선 전동기의 최대 전력 운전 방법에 대해서 소개하며, 이로 인해 기대되는 효과들을 설명한다.

4장에서는 제안하는 이중 인버터 운전법의 기본 동작, 운전 영역, 전류 고조파와 효율 개선 효과를 모의하고, 11kW급 영구자석 동기기를 이용하여 제안된 방법의 효과 및 타당성을 검증한다.

5장에서는 결론 및 향후 과제에 대해 기술한다.

제 2 장 이중 인버터와 개방 권선 전동기

본 장에서는 개방 권선 전동기의 모델링을 일반적인 3상 Y-결선 전동기의 모델링과 비교하여 소개하며, 다양한 구조의 이중 인버터와 동작 원리에 대해서 설명한다. 또한 각 구조의 장·단점을 일반적으로 이용되는 양방향 부스트 컨버터를 가지는 단일 인버터 구조와 비교하여 분석한다.

2.1 개방 권선 전동기의 구조 및 모델링[3]

본 절에서는 개방 권선 전동기의 구성과 전기적 모델링을 3상 Y-결선 전동기의 모델링과 비교하여 소개한다. 개방 권선 전동기는 일반적인 Y-결선 전동기와 달리 상의 양 측에서 전압을 인가할 수 있다는 특징을 가지고 있기 때문에 이를 고려한 식 전개가 필요하다.

2.1.1 Y-결선 전동기의 구조 및 모델링

일반적인 3상 Y-결선 모터의 구조는 그림 2.1과 같다. 각각의 상이 고정자에서 코일을 이루고 있기 때문에 인덕터(L_s)를 기본 모델로 하고 있으며, 이 권선의 내부 저항에 의한 저항(R_s)이 포함되어 있다. 역기전력(EMF)은 회전자와 고정자의 상호 작용으로 발생하며 회전자와 고정자의 쇄교자속과 회전자의 전기적인 회전 각속도의 곱으로 표현될 수 있다. 따라서, 회전자의 회전 속도가 0일 경우, 회전하지 않는 경우, 역기전력은 보이지 않게 된다.

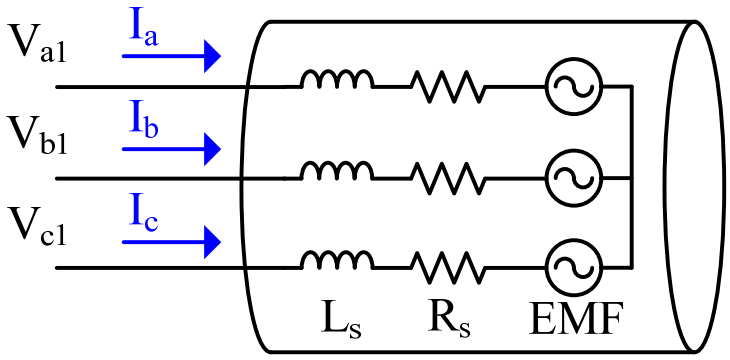


그림 2.1 일반적인 3상 Y-결선 모터의 개략적인 구조

그림 2.1에서 볼 수 있듯이 모터에 인가하는 삼상의 전압 V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}의 전압에 의해 유도되는 전류 I_a, I_b, I_c에 의해 모터가 구동하게 된다. 이 때 인가하는 전압, 유도되는 전류와 쇄교자속 사이의 관계는 (2.1)과 같이 정의 될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{a1s} &= R_s I_a + p\lambda_a \\ V_{b1s} &= R_s I_b + p\lambda_b \\ V_{c1s} &= R_s I_c + p\lambda_c \end{aligned} \tag{2.1}$$

이 때 쇄교자속 λ_a, λ_b, λ_c는 (2.2)와 같이 계산 될 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_a &= L_s I_a + \lambda_f \cos\theta_r \\ \lambda_b &= L_s I_b + \lambda_f \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_c &= L_s I_c + \lambda_f \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \tag{2.2}$$

여기서 λ_f는 회전자의 자속을 의미하며, θ_r은 고정자의 a상과 회전자의 자속 축이 이루는 각을 의미한다. 영구자석 동기기의 경우 λ_f는 일정한 값을 가

지게 되고, 그렇지 않은 경우에는 다른 관계식으로 정의되게 된다. 본 논문에서는 편의상 영구자석 동기기를 이용하여 식을 전개하도록 한다.

모터의 중성점 전압 V_s는 모터로의 입력 전압 V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}을 통해 정의되며, 그 크기는 식 (2.3)과 같다.

$$V_s = \frac{V_{a1} + V_{b1} + V_{c1}}{3} \tag{2.3}$$

따라서 중성점의 전압을 조절하여 모터의 상에 인가하는 차동 모드 (Differential Mode) 전압의 크기를 조절할 수 있다[4].

식 (2.1)을 회전자 동기의 d, q, n 좌표계로 옮겨 표현하게 되면 (2.4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d^r &= (R_s + pL_d)I_d^r - \omega_r L_q I_q^r \\ V_q^r &= (R_s + pL_q)I_q^r + \omega_r(\lambda_f + L_d I_d^r) \\ V_n^r &= (R_s + pL_n)I_n^r \end{aligned} \tag{2.4}$$

이 때, a, b, c의 고정 좌표계 값들을 회전자 동기의 d, q, n 좌표계로 변환하는 변환행렬 $T(\theta_r)$은 (2.5)와 같이 정의되고, 회전자 동기 좌표계의 값과 a, b, c 삼상 값의 관계는 (2.6)과 같다.

$$T(\theta_r) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

$$f_{dgn}^r = \begin{bmatrix} f_d^r \\ f_q^r \\ f_n^r \end{bmatrix} = T(\theta_r)\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

이를 이용하면 모터의 입력 에너지와 출력 에너지의 관계는 (2.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$
\begin{aligned}
P_{in} &= V_{a1s}I_a + V_{b1s}I_b + V_{c1s}I_c \\
&= \frac{3}{2}(V_d^r I_d^r + V_q^r I_q^r + V_n^r I_n^r) \\
&= \frac{3}{2}R_s(I_d^{r2} + I_q^{r2} + I_n^{r2}) + \frac{3}{2}p(\frac{1}{2}L_d I_d^{r2} + \frac{1}{2}L_q I_q^{r2} + \frac{1}{2}L_n I_n^{r2}) + \frac{3}{2}\omega_r \lambda_f I_q^r \qquad (2.7) \\
&= (Copper\ loss) + (Variation\ \ of\ \ inductive\ ly\ stored\ energy) \\
&\qquad + (Mechanical\ output)
\end{aligned}
$$

식 (2.7)에서 볼 수 있듯이 모터로 입력되는 전기에너지는 모터 권선에서의 동손, 무효 에너지의 변화량과 기계적 출력으로 정리할 수 있다.

2.1.2 개방 권선 전동기의 구조 및 모델링

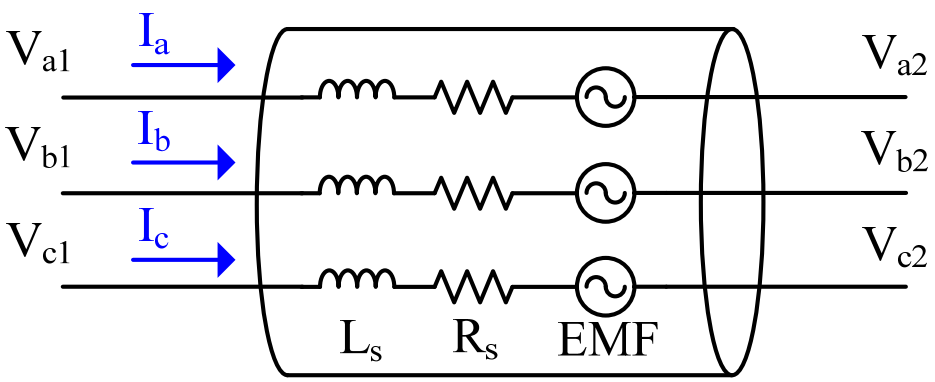


그림 2.2 개방 권선 전동기의 구조

그림 2.2는 개방 권선 전동기의 구조를 나타낸다. 개방 권선 전동기는 고정자의 묶인 권선을 풀어 고정자 권선의 양측에 전압을 인가할 수 있도록 한 전

동기를 의미한다. 그림 2.1의 일반적인 Y-결선 모터에서는 고정자에 인가하는 전압과 (2.3)과 같이 정의되는 중성점의 전압 V_s의 차이인 V_{a1s}, V_{b1s}, V_{c1s}가 상에 인가된다. 반면에 개방 권선 전동기의 경우 각 권선의 양측에 직접적으로 인가하는 전압의 차이인 V_{a1a2}, V_{b1b2}, V_{c1c2}가 각 상에 인가되게 된다.

따라서 식 (2.1)은 개방 권선 전동기의 경우 (2.8)과 같이 적을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{a1a2} &= R_s I_a + p\lambda_a \\ V_{b1b2} &= R_s I_b + p\lambda_b \\ V_{c1c2} &= R_s I_c + p\lambda_c \end{aligned} \tag{2.8}$$

모터의 양 측에서 인가하는 전압을 (2.6)을 이용하여 동기 좌표계로 회전시킨 값들을 각각 V_{dqn1}, V_{dqn2}로 정의하면, 모터에 인가되는 동기 좌표계 전압 V_{dqn}은 (2.9)와 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d &= V_{d1} - V_{d2} \\ V_q &= V_{q1} - V_{q2} \\ V_n &= V_{n1} - V_{n2} \end{aligned} \tag{2.9}$$

위 식은 식 (2.8)과 마찬가지로 삼상 좌표계와 동기 좌표계 모두에서 양측에서 인가하는 전압의 차이로 모터에 인가되는 전압을 정의할 수 있음을 보여준다. 이 때 V_n은 스위칭 상태에 따라서 달라지게 되며, 그 값은 식 (2.10)과 같이 적을 수 있다.

$$V_n = V_{n1n2} = \frac{1}{3}(V_{a2} + V_{b2} + V_{c2} - V_{a1} - V_{b1} - V_{c1}) \tag{2.10}$$

V_n으로 나타나는 공통모드 전압은 공통모드 경로가 없을 경우 전류 전류를 발생시킬 수가 없고, 따라서 차동모드 전압을 늘리는데 사용될 수 있다.

2.2 다양한 이중 인버터의 구동 방법

본 절에서는 다양한 구조의 이중 인버터를 이용한 개방 권선 전동기의 구동용 회로에 대해서 살펴본다. 영구자석 동기 전동기의 고속 특성을 개선하기 위해서는 높은 DC 링크 전압이 필요하기 때문에, 모터의 출력 전압을 높일 수 있는 구조들을 중심으로 시스템들을 소개하도록 한다. 이중 인버터 구조들의 비교를 위해 양방향 부스트 컨버터를 포함한 단일 인버터를 이용한 전동기 구동 시스템도 함께 분석하도록 한다.

하이브리드 자동차에 쓰이는 배터리의 경우, 높은 전압을 사용하게 되면 안전상의문제가 발생할 뿐만 아니라, 배터리의 셀(Cell)간의 충전 상태(SOC, State Of Charge)를 맞추기 위해 복잡한 배터리 관리 시스템(BMS, Battery Management System)을 필요로 하기 때문에 높은 비용과 복잡한 회로를 요구하게 된다. 때문에 일반적인 경우, DC/DC 컨버터로 비교적 낮은 배터리 전압을 승압하여 비교적 높은 DC 링크 전압을 만들고, 이 DC 링크를 이용해 모터를 구동하는 그림 2.3과 같은 구조를 취하게 된다.

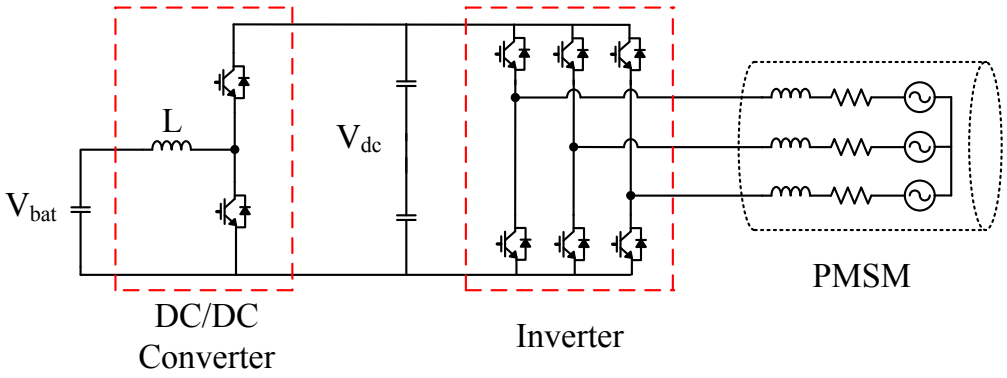


그림 2.3 양방향 부스트 컨버터와 인버터

DC/DC 컨버터는 필터 인덕터를 필요로하기 때문에 하이브리드 자동차의 무게 저감에 큰 걸림돌이 된다. 뿐만 아니라 필터 인덕터의 철손으로 인해 효율도 떨어지게 된다. 인덕터에서 발생하는 손실은 승압률(Boosting Ratio)이 높아질수록 커지기 때문에, 일반적인 승압률은 1.5~2 정도로 설계된다.

TOYOTA의 Prius를 예로 살펴볼 때, DC/DC 컨버터 자체의 효율은 약 97% 정도로 나타난다[5]. 또한 인버터와 컨버터의 총 무게가 13kg임을 감안할 때, 필터 인덕터의 무게는 3.6kg 정도로 전력 변환 회로에서 큰 비중을 차지하고 있음을 알 수 있다[5].

때문에 이 DC/DC 컨버터를 제거하면서 높은 전압을 합성할 수 있는 회로들에 대한 연구가 지속적으로 이루어지고 있다[6-9]. 뒤이어 소개되는 이중 인버터 구조도 그 중에 하나이다.

부스트 컨버터를 이용한 단일 인버터 구조는 일반적인 삼상 인버터와 마찬가지로 출력할 수 있는 상전압의 크기는 공통 모드 전압을 사용할 경우 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이다[4].

2.2.1 하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터[6]

그림 2.4는 단일 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터의 구조를 보여준다. 단일 인버터 구조와는 달리 두 개의 인버터가 모두 전압을 만들 수 있기 때문에 모터에 출력할 수 있는 상전압의 크기는 공통 모드 전압을 사용하는 경우 $(V_{dc1}+V_{dc2})/\sqrt{3}$ 이다.

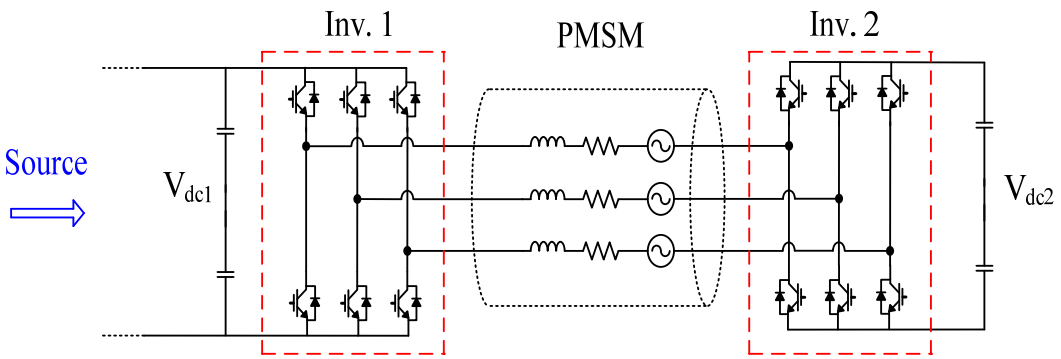


그림 2.4 하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터

전원이 연결된 Inv1측의 DC 링크 전압이 배터리, 정류된 계통 전압 등으로 종속되는 반면에, Inv2측의 전압은 제어를 통해서 원하는 전압으로 승압이 가능하다는 점에서 사용되는 구조의 장점이 부각된다. 이 때의 승압 가능한 전압은 Inv2에 사용되는 스위칭 소자의 전압 정격에 따라 결정되게 된다.

이 구조의 또 다른 특징은 하나의 DC 링크가 전원과 분리되어있기 때문에 이 전압을 일정하게 유지하려면 이 인버터가 출력하는 유효전력을 0으로 만들어야 한다는 점에 있다. 즉, 이 구조는 모터 제어와 DC 링크의 전압 제어를 동시에 수행해야 하며, 이는 제어상의 복잡도를 증가시킨다. 또한 모터가 사용할 수 있는 유효전력은 전원이 연결된 인버터의 출력으로 결정되기 때문에 이 인버터의 출력을 최대로 하는 전략이 필요하다.

또한 한 쪽의 인버터에서 유효 전력을 지속적으로 출력할 수 없다는 점 때문에 평균적으로 상에 출력할 수 있는 전압은 각 인버터의 출력 전압의 제곱합의 제곱근인 $\sqrt{V_{dc1}^2 + V_{dc2}^2}/\sqrt{3}$ 으로 나타나게 되며 이는 이 구조의 단점으로 지적될 수 있다.

2.2.2 하나의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터[10,11]

그림 2.5와 같이 하나의 전원이 두 개의 인버터에 모두 연결된 이중 인버터 구조 역시 최근에 연구되었다. 이 구조는 각 상을 H-bridge처럼 제어할 수 있다는 특징을 지니고 있다. 두 인버터가 연결되어 있기 때문에 다른 구조가 지니고 있는 공통 모드 전류가 형성되던 문제, 공통 모드 전압의 차이로 인한 문제 등이 사라지게 된다.

이 구조는 인버터를 두 개 사용하여 출력 전압을 높일 수는 있지만 두 인버터의 전압 모두가 승압이 없는 전원의 전압을 그대로 사용해야 하기 때문에 출력 전압이 높지 않다. 이를 해결하기 위해서는 공통의 DC 링크 전압을 승압하기 위한 추가적인 DC/DC 컨버터가 필요하다. 게다가 공통 모드 경로가 형성되어 공통 모드 전압을 사용할 수 없기 때문에 차동 모드 전압의 최대 출력값은 전원 전압인 V_{dc}가 된다.

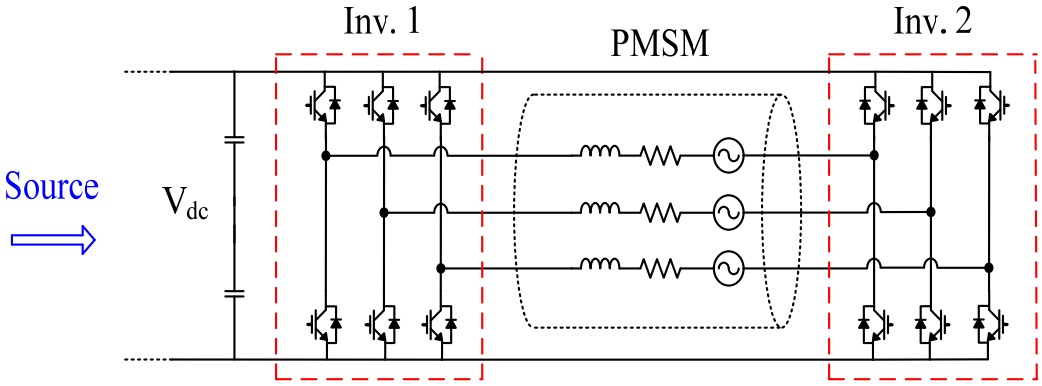


그림 2.5 하나의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터

2.2.3 두 개의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터[3]

그림 2.6은 두 개의 전원이 두 개의 인버터에 각각 연결된 이중 인버터 구조를 보여준다. 이 구조는 두 개의 DC 링크 전압을 다르게 형성할 수 있다는 점에서 2.2.2에서 다룬 하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터 구조와 유사하다고 할 수 있다. 이 구조 역시 공통 모드 전압으로 인해 공통 모드 전류가 형성되지 않기 때문에 공통 모드 전압을 조절해 차동 모드 전압을 형성할 수 있다. 따라서 합성할 수 있는 상전압의 크기는 $(V_{dc1}+V_{dc2})/\sqrt{3}$ 가 된다.

하지만 이 구조는 2.2.1의 단일 전원을 사용한 경우와는 다르게 양 쪽 모두에서 전력을 자유롭게 주고 받을 수 있으므로, 유효 전력과 무효 전력을 나누어 제어할 필요가 없다. 다시 말해, 이 구조는 출력할 수 있는 전압을 전력의 제한이 없는 한 자유롭게 출력할 수 있기 때문에, 출력할 수 있는 전력량이 이중 인버터 구조들 중 최대라고 할 수 있겠다.

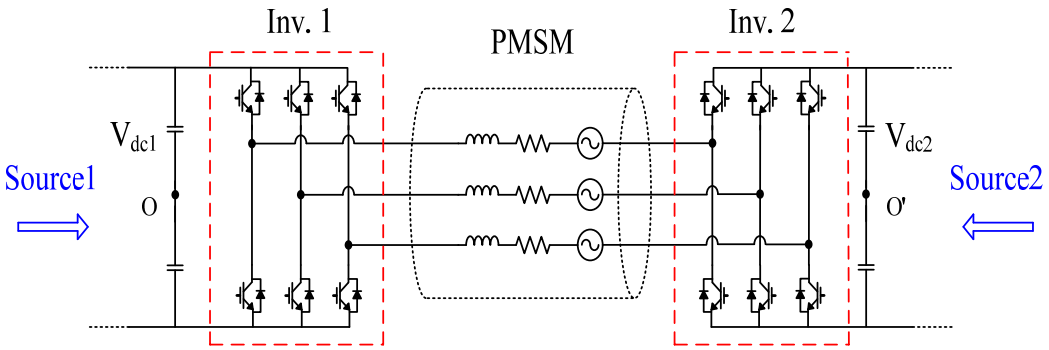


그림 2.6 두 개의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터

다음은 앞에서 다루었던 네 가지 구조들의 특징을 요약한 표이다.

표 2.1 전원 연결 방법에 따른 이중 인버터 구조의 특징

구조	그림	출력 가능 전압	비고
양방향 부스트 컨버터를 가지는 단일 인버터	그림 2.3	$V_{dc}/\sqrt{3}$	필터 인덕터 필요 안정적인 성능
하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터	그림 2.4	$(V_{dc1}+V_{dc2})/\sqrt{3}$	유효 전력과 무효 전력의 제한이 있음
하나의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터	그림 2.5	V_{dc}	공통 모드 전압 사용 불가
두 개의 전원이 두 개의 인버터에 연결된 이중 인버터	그림 2.6	$(V_{dc1}+V_{dc2})/\sqrt{3}$	유효 전력과 무효 전력의 제한이 없음

제 3 장 제안하는 이중 인버터의 최대 전력 운전

본 장에서는 앞서 소개한 3가지의 이중 인버터 구조들 중에서 첫 번째로 소개한 하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터 구조에서 모터로 전하는 전력을 최대화 할 수 있는 방법에 대해서 제안한다. 제안하는 방법의 이론적 배경과 특징을 영구자석 동기 전동기에 대하여 설명하고, 그 효과들에 대해서 분석한다. 또한 제안하는 방법을 통해 얻을 수 있는 부가적인 효과들에 대해서도 소개하도록 한다.

3.1 기존의 유효/무효 전압 분리 제어 기법[6,7]

[6]에서는 하나의 전원이 하나의 인버터에만 연결된 이중 인버터 구조를 이용하여 모터의 고속 성능을 개선하는 방법에 대해서 연구하였으며, 전원과 분리된 인버터 측의 전압을 유지하면서 모터 제어를 수행하기 위해, 유효/무효 전압을 분리하여 제어하는 방법을 제안하였다. 본 절에서는 [6]에서 제안하는 방법을 간단히 소개하도록 한다.

3.1.1 영구자석 동기 전동기의 전력 특성

영구자석 동기 전동기의 경우 동기 좌표계에서 전압과 전류의 관계식은 (2.4)에서 보았듯이 속도와 토크에 주로 영향을 받게 된다. 식 (2.4)에서 정상 상태를 가정하고 저항에 의한 전압 변동을 작아서 무시할 수 있는 정도라 가

정하면 (3.1)과 같이 전압과 전류의 관계식을 다시 적을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d &\cong \omega_r L_q i_q \\ V_q &\cong \omega_r (\lambda_f + L_d i_d) \end{aligned} \tag{3.1}$$

(3.1)에서 볼 수 있듯이 자속축 전압은 계자 전원에 의한 토크(Field Torque)를 발생시키는 직교 축 전류의 크기에 의해서 그 크기가 결정되며, 직교축 전압은 전동기의 속도에 의해 그 크기가 결정되게 된다. 이 때, 그 속도가 클 경우 자속축 전류를 음으로 주입하여, 인버터가 전압을 인가할 수 있는 범위 내로 모터의 전압이 형성되도록 제어할 수 있다[12].

전동기의 전력 특성을 살펴보기 위해서는 전압과 전류가 이루는 각이 가장 중요하다. 모터에 흐르는 전류의 경로는 하나이기 때문에 전류를 기준으로 전압을 분리하여 전력을 분리하는 방법이 선택 가능하다. 그림 3.1은 모터의 속도에 따라 최대 토크를 출력할 때의 전압과 전류의 벡터 다이어그램을 보여준다.

그림 3.1에서 전류 벡터는 파란색 화살표로, 전압 벡터는 붉은색 화살표로 표시되었으며, 전압을 다시 전류 벡터와 평행한 유효 성분 전압과 전류 벡터와 수직인 무효 성분 전압으로 분리하여 점선 화살표로 나타내었다.

먼저 전압과 전류의 경향을 살펴보도록 하자. 표면 부착형 영구자석 동기전동기는 자속 축과 직교 축 인덕턴스의 차이가 없기 때문에 필드 토크만을 발생시킬 수 있고 이는 직교 축 전류에 비례하게 된다. 따라서 토크를 최대로 만들기 위해서는 직교 축 전류만 흐르게 해야 한다. 하지만 속도가 올라갈수록 역기전력에 의해 전압이 모자라게 되기 때문에 이를 위한 음의 자속축 전류가 필요하게 된다. 때문에 직교축 전류가 줄어들게 되고 이 때문에 전동기

가 출력할 수 있는 토크가 줄어들게 된다.

전압의 위상과 크기는 전류와 속도에 의해 결정되게 되며, 전류와 전압의 위상 차이(θ_{pf})도 그에 의해 결정되게 된다. 위상 차이는 약자속 영역 이전의 경우, 전압이 전류를 앞서게 되고, 자속축 전류가 들어가면서 전압이 전류를 앞서는 형태를 띄게 된다. 이 각 차이는 속도가 증가할수록 늘어나게 되며, 모터가 요구하는 무효 전력의 크기도 이와 함께 증가하게 된다.

그림 3.1 (a)는 500rpm에서의 전압과 전류를 나타낸다. 앞서 말한 바와 같이 직교축 전류만이 모터로 주입되며, 전압의 크기가 자속축 전류 없이도 아직 인버터 출력 범위 내에 위치해 있는 것을 확인할 수 있다. 이 경우에도 자속축 전압이 전동기의 커플링 효과에 의해 발생하여 무효 전력을 필요로 하게 된다.

그림 3.1 (b), (c), (d)는 각각 1000rpm, 2000rpm, 3000rpm에서의 전압, 전류 벡터를 나타낸다. 속도가 증가할수록 역기전력이 증가하기 때문에 이를 보상하기 위해 자속 축 전류의 크기가 증가하게 되고, 때문에 전류와 전압의 위상차이가 속도가 증가할수록 감소하는 것을 볼 수 있다. 무효 전압의 크기가 속도가 증가할수록 증가하기 때문에 이를 공급하기 위해 무효 전압원이 필요하게 된다.

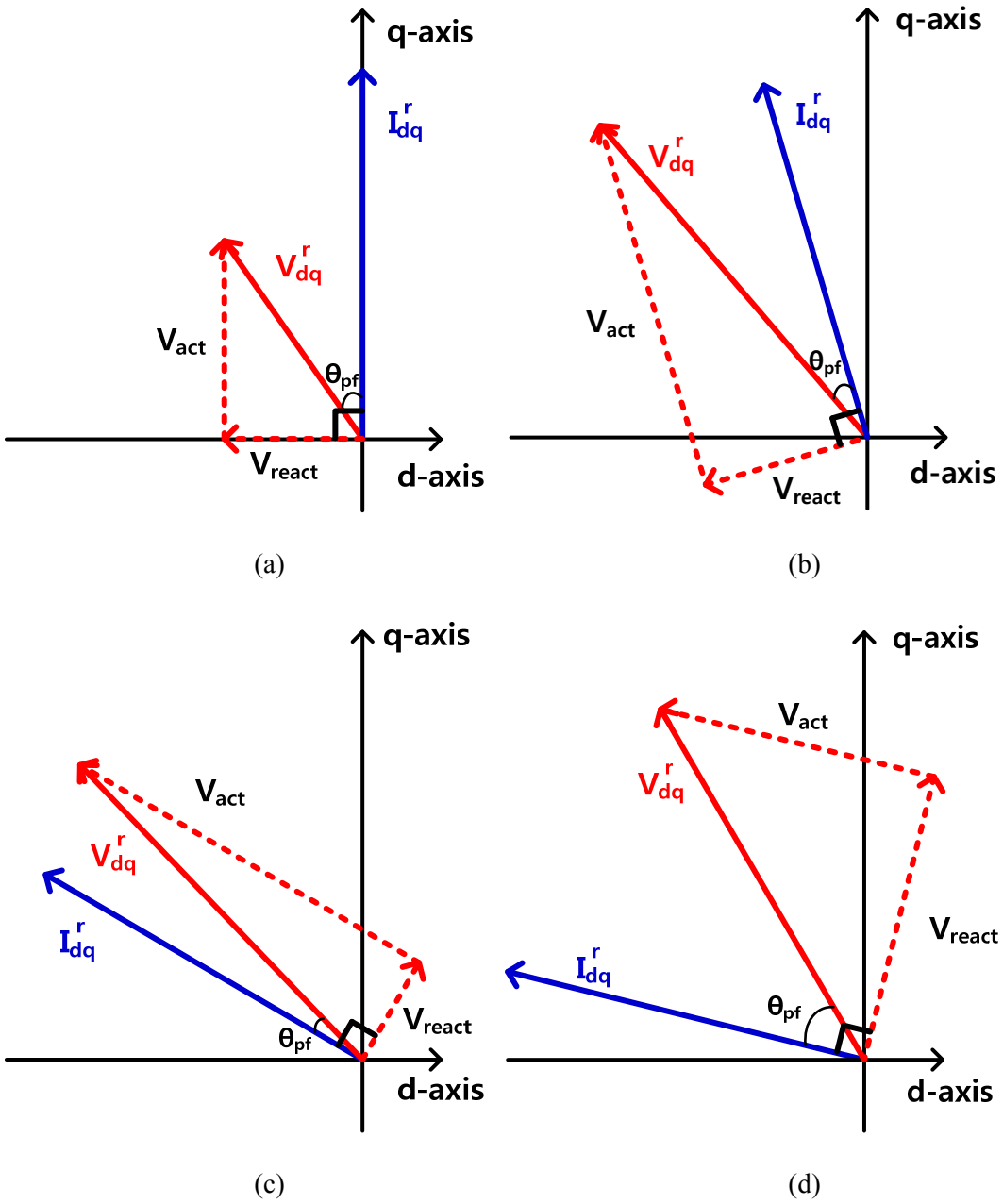


그림 3.1 PMSM의 속도별 전류, 전압 벡터도

(a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm, (d) 3000rpm.

3.1.2 유효/무효 전력의 분리 제어

본 절에서는 기존에 연구된 유효/무효 전력의 분리 제어 기법을 유도기의 경우와 영구자석 동기 전동기의 경우로 나누어 분석해보도록 한다. 두 방법 모두 전원이 연결된 인버터 측에서 유효 전력을 공급하고, 전원이 연결되지 않은 인버터에서 무효전력을 공급하여, 전동기의 구동 영역을 늘리는데 그 목적이 있다.

(1) 유도기의 유효/무효 전력의 분리제어[6]

[6]에서는 유도기의 유효/무효 전력의 분리 제어에 대해서 다루고 있다. 유도기의 전압 방정식은 (3.2)와 같이 적을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d &= R_s i_d^r + \sigma L_s p i_d^r - \omega_e \sigma L_s i_q^r + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_d^r \\ V_q &= R_s i_q^r + \sigma L_s p i_q^r + \omega_e \sigma L_s i_d^r + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_d^r \end{aligned} \tag{3.2}$$

[6]에서는 각 축에 발생하는 커플링 전압을 공급하는 형태로 유효/무효 전압을 분리하여 공급하는 방법을 취하고 있다. 그러면 전원이 연결된 인버터를 Inv1, 전원이 연결되지 않은 인버터를 Inv2라 할 때 각 인버터에서 공급하게 되는 전압은 (3.3), (3.4)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{d,inv1} &= R_s i_d^r + \sigma L_s p i_d^r + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_d^r \\ V_{q,inv1} &= R_s i_q^r + \sigma L_s p i_q^r + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_d^r \end{aligned} \tag{3.3}$$

$$V_{d,inv2} = \omega_e \sigma L_s i_q^r$$
$$V_{q,inv2} = -\omega_e \sigma L_s i_d^r \tag{3.4}$$

여기서 전원이 연결되지 않은 쪽의 전압은 (2.9)와 같이 전동기에 음의 전압으로 더해지기 때문에 부호가 (3.2)와 반대가 된다.

전원이 연결되지 않은 인버터는 전동기에 무효전압을 공급하는 것과 동시에 인버터에 연결된 DC 링크 전압을 일정하게 유지하는 제어를 동시에 수행해야 하기 때문에 이를 위한 제어기가 추가되어야 한다. 이를 위한 제어기는 (3.5)와 같이 설계될 수 있고, 이에 대한 자속 축, 직교 축 전압은 (3.6)과 같이 정해지게 된다.

$$V_2^* = (k_{pv} + k_{iv}\frac{1}{p})(V_{dc2}^* - V_{dc2}) \tag{3.5}$$

$$V_{d,dc}^* = V_2^* \cdot \frac{i_d^r}{|i_s|}$$
$$V_{q,dc}^* = V_2^* \cdot \frac{i_q^r}{|i_s|} \tag{3.6}$$

따라서 전원이 연결되지 않은 인버터의 출력 전압은 무효 전압과 DC 링크 전압 유지를 위한 유효 전압을 더한 값이 되며, (3.7)과 같이 적을 수 있다.

$$V_{d,inv2} = \omega_e \sigma L_s i_q^r + V_2^* \cdot \frac{i_d^r}{|i_s|}$$
$$V_{q,inv2} = -\omega_e \sigma L_s i_d^r + V_2^* \cdot \frac{i_q^r}{|i_s|} \tag{3.7}$$

[6]에서 제안된 유도기 구동을 위한 유효/무효 전력 분리 제어기의 구조는 그림 3.2와 같다.

이 방법은 전압의 무효 전력 성분을 계산하여 전원이 연결되지 않은 쪽의 전압 지령에 더해주는 형식인 개루프 방식 제어를 사용하기 때문에 제정수 오차, 인버터 비선형성 등의 문제로 인해 전압의 계산에 오차가 발생할 경우, 전동기에서 요구하는 무효전력을 모두 만들지 못하거나 넘치도록 만드는 경우가 발생할 수 있다. 때문에 유효 전력만을 공급해야 가장 효율적인 전원이 연결된 인버터 측에서 무효 전력을 발생시키게 되며, 이로 인해 전원이 연결된 인버터의 역률이 1이 아닌 상태로 제어되게 된다. 따라서 이중 인버터 구조가 출력할 수 있는 전력을 모두 사용하지 않는 제어 기법이라고 할 수 있다.

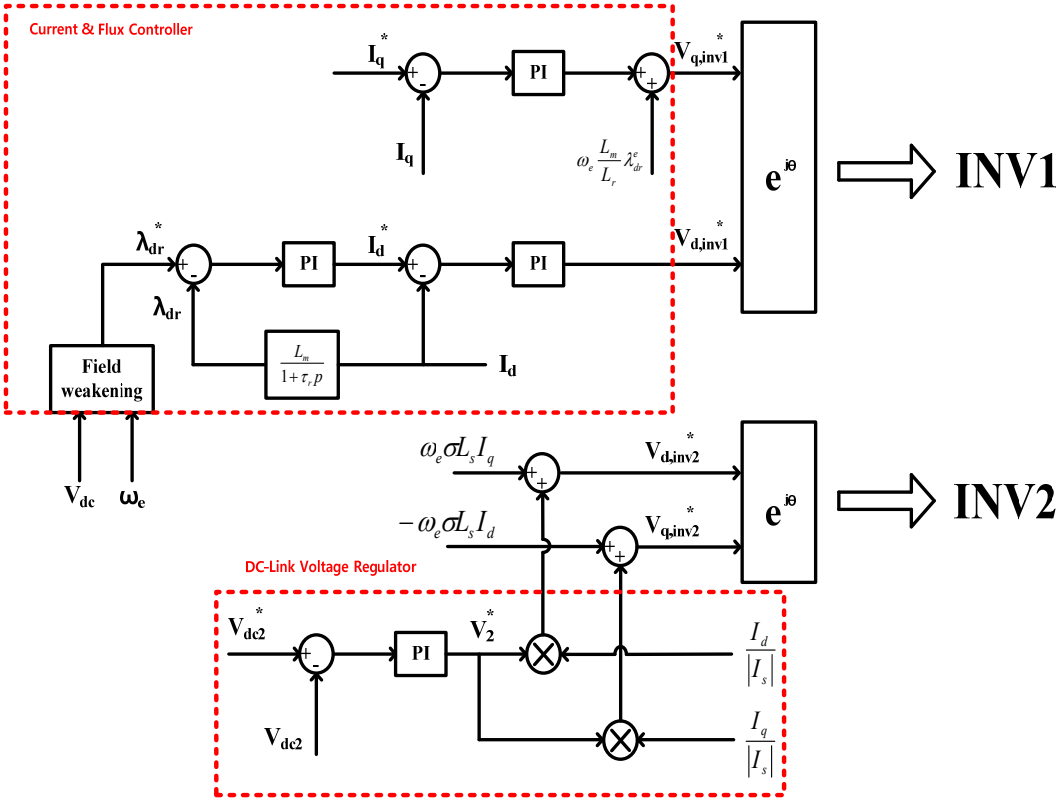


그림 3.2 기존의 유도기의 유효/무효 전력 분리 제어 기법

(2) 영구자석 동기 전동기의 유효/무효 전력의 분리제어[7]

[7]에서는 영구자석 동기 전동기의 유효/무효 전력의 분리 제어에 대해서 다루고 있다. [7]에서 제안하는 유효/무효 전력의 분리 제어 방법 역시 무효 전압을 전동기 제정수를 이용하여 계산한 뒤, 전원이 연결되지 않은 측의 인버터에서 출력하는 개루프 방법을 사용하고 있으며, 이 때 무효 전압의 크기는 (3.8)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{d,react} &= -\omega_e L_q I_q - \frac{\omega_e (L_d - L_q) I_q I_d + \omega_e \lambda_f I_q}{I_d^2 + I_q^2} I_d \\ V_{q,react} &= \omega_e L_d I_d + \omega_e \lambda_f - \frac{\omega_e (L_d - L_q) I_q I_d + \omega_e \lambda_f I_q}{I_d^2 + I_q^2} I_q \end{aligned} \tag{3.8}$$

제어기의 구조는 그림 3.2와 유사하며 이를 블록 다이어그램으로 표시하면 그림 3.3과 같다.

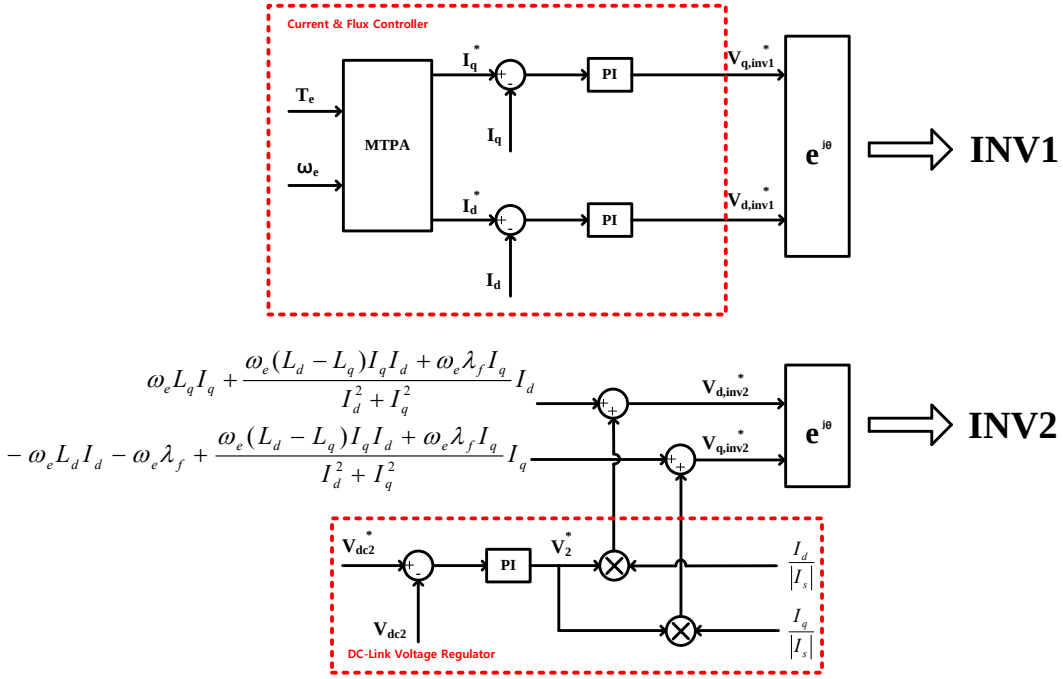


그림 3.3 기존의 영구자석 동기 전동기의 유효/무효 전력 분리 제어 기법

이 방법도 역시 개루프 방식을 사용하기 때문에 앞서 유도기의 경우에서와 같은 문제가 발생하게 되며, 이는 운전 효율을 떨어뜨리는 요인이 된다.

3.2 제안하는 유효 전력 최대화를 위한 전압 변조법

본 절에서는 이중 인버터의 구동에서 유효 전력을 최대화하기 위한 전압 변조 기법의 원리와 방법, 제어 기법에 대해서 논한다. 6 스텝 운전을 이용한 이중 인버터의 출력 전력 최대화 기법과 효과, 고조파 억제 기법에 대해서 분석한다. 본 절에서는 전원에 연결된 인버터를 Inv1, 전원이 연결되지 않은 인버터를 Inv2라고 하고 내용을 전개한다.

3.2.1 6 스텝 운전을 이용한 전압 변조법

6 스텝 운전은 과변조 기법 중 하나로 스위치의 on/off가 한 주기에 한 번씩만 일어나게 되므로 스위칭 손실을 크게 절감할 수 있다. 또한 SVPWM에 비해 조금 더 많은 전압을 출력할 수 있기 때문에 DC 링크의 전압이 모자라는 경우에 주로 사용된다. 하지만 전압의 고조파가 발생해 전류의 고조파를 유발하고, 이로 인해 전동기의 토크 맥동을 만들게 된다는 단점도 가지고 있다. 그림 3.4는 DC 링크 전압이 60V인 경우 6 스텝 운전에 의해 발생하는 폴 전압을 나타낸다. 6 스텝 운전에 따른 폴 전압은 전기각속도 ω_e와 각속도를 같이하는 구형파의 형태를 나타내게 된다. 하지만 공통모드 전압이 형성되는 것을 고려하면 실제로 전동기에 인가되는 전압은 조금 더 정현파에 가깝게 형성된다. 하지만 구형파 전압은 PWM을 통해 형성되는 정현파 전압과는 달리 기본파의 홀수 배 고조파를 함유하게 되고, 이 홀수 배 고조파의 크기는 표 3.1과 같다.

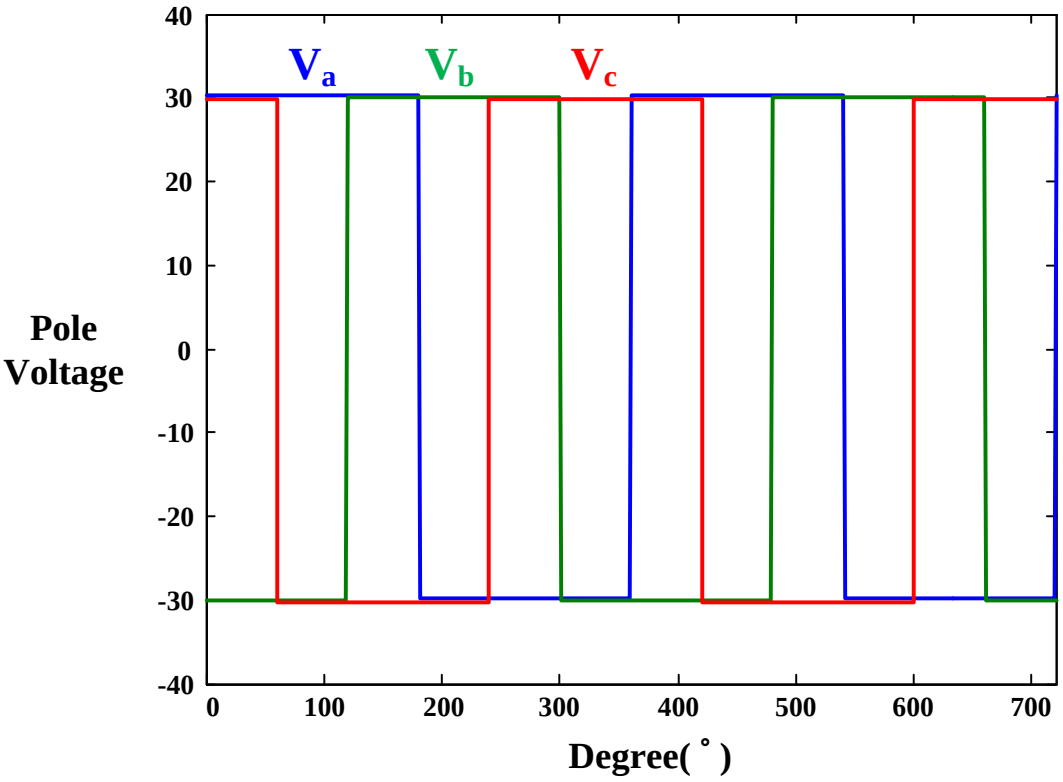


그림 3.4 6 스텝 운전시의 상 별 폴 전압

표 3.1 구형파의 고조파 성분과 크기

제 n차 고조파	1_{st}	3_{rd}	5_{th}	7_{th}	9_{th}	· · ·	n_{th}
크기	1	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{7}$	$\frac{1}{9}$	· · ·	$\frac{1}{n}$

이중 인버터 구조의 경우 상 전압이 두 인버터의 출력 전압 차이로 정해지기 때문에 한 인버터를 6 스텝 운전하더라도 반대 쪽 인버터에서 출력을 조절하여 정현파의 전압출력을 만들 수 있고, 따라서 이로 인해 발생하는 전류 고

조파를 억제할 수 있게 된다. 기존의 제어 방법에서는 두 인버터 모두에서 SVPWM을 이용한 정현파 전압을 형성하고 그 차이를 이용해서 정현파의 상 전압을 형성하는 방법을 사용하였다. 제안하는 이중 인버터의 제어방법은 두 인버터의 출력 전압을 정현파로 하지 않고 6 스텝 운전을 하는 인버터와 그를 보상하는 인버터를 합하여 상 전압을 정현파로 만드는 제어 방법이라 할 수 있다.

기존의 제어법의 경우 두 인버터의 출력 전압이 모두 정현파이기 때문에 그림 3.5와 같이 전압 벡터가 직교를 이루며 회전하게 된다. 제안하는 방법을 사용하는 경우 그림 3.6과 같이 두 인버터의 전압 벡터는 크기와 각을 순시적으로 달리하면서 회전하게 된다. 이 때, 그림 3.5와 3.6에서 각각의 벡터는 전동기가 요구하는 전압 V_s, 유효 전압 V_{act}, 무효 전압 V_{react}, Inv1에서 출력하는 전압 V_{inv1}, Inv2에서 출력하는 전압 V_{inv2}을 의미한다.

그림 3.5에서 볼 수 있듯이 기존의 제어방법의 경우 유효 전압과 무효 전압을 각각의 인버터가 독립적으로 공급하기 때문에 유효 전압은 Inv1의 전압이 되고, 무효 전압은 Inv2의 전압의 음수 형태가 된다.

$$\begin{aligned} V_{inv1} &= V_{act} \\ V_{inv2} &= -V_{react} \\ V_s &= V_{inv1} - V_{inv2} = V_{act} + V_{react} \end{aligned} \tag{3.9}$$

제안하는 제어방법의 경우 그림 3.6에서 볼 수 있듯이 Inv1은 최대 전압을 출력하기 위해 전동기 제어에 필요한 유효 전압 벡터와 가장 가까운 꼭지점으로 6 스텝 운전을 하게 되며, Inv2는 모터의 선형적 제어를 위해 남은 전압을 출력하게 된다. 두 전압의 벡터 합은 모터가 원하는 전압 V_s로 일정하기 때문

에 모터는 제어에 필요한 선형적 전압을 공급받게 된다.

이 경우, Inv1의 전압은 (3.10)과 같이 적을 수 있으며, Inv2의 전압은 상전압을 정현파로 만들기 위한 남은 전압으로 정의되게 된다.

$$V_{inv1,abc} = sign(I_{abc}) \cdot \frac{1}{2} V_{dc1} \tag{3.10}$$

$$\begin{aligned} V_s &= V_{inv1} - V_{inv2} \\ V_{inv2} &= V_{inv1} - V_s \end{aligned} \tag{3.11}$$

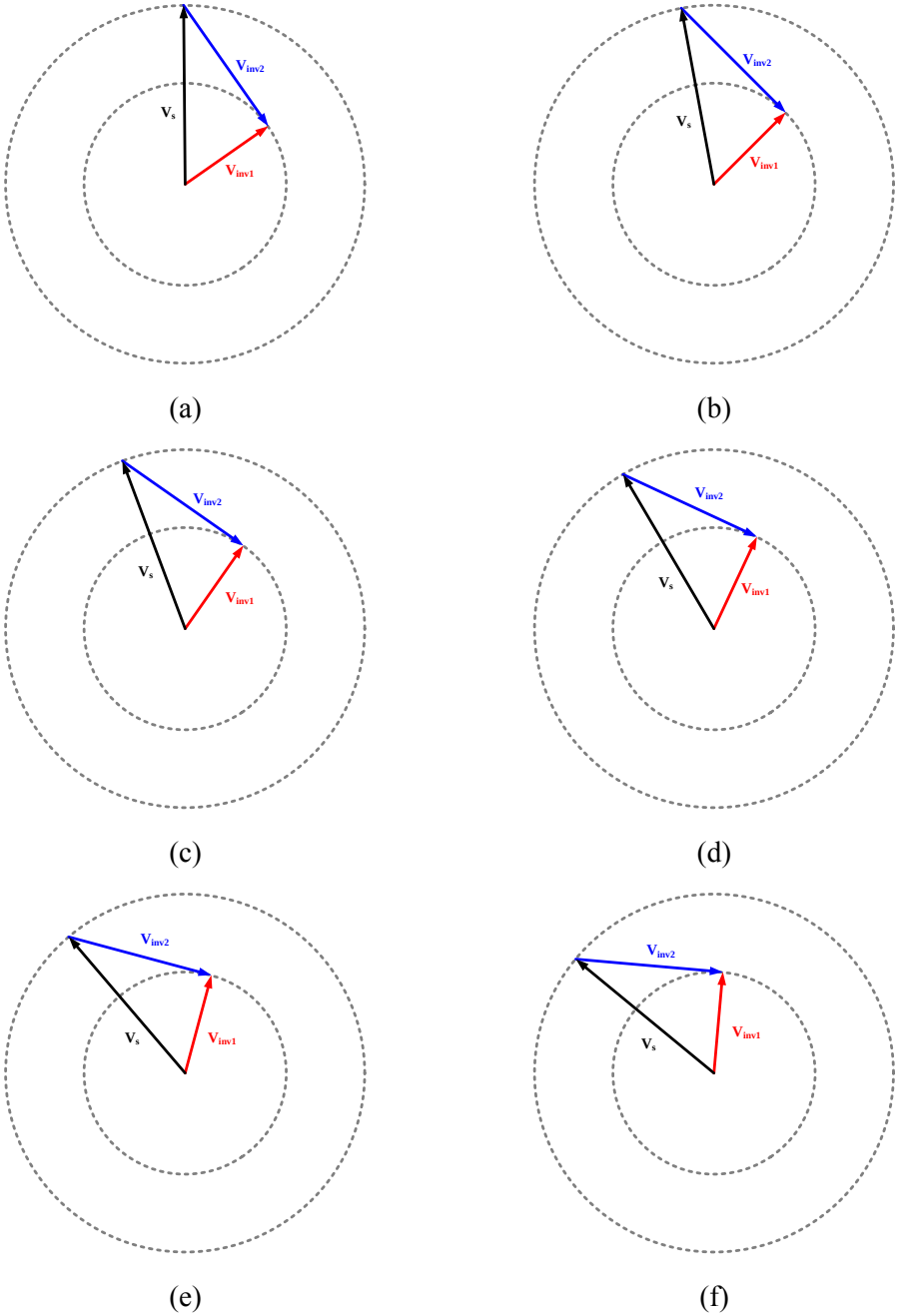


그림 3.5 전류 각에 따른 기존의 이중 인버터 유효/무효 전압 분리 제어

(a) 35˚, (b) 45˚, (c) 55˚, (d) 65˚, (e) 75˚, (f) 85˚

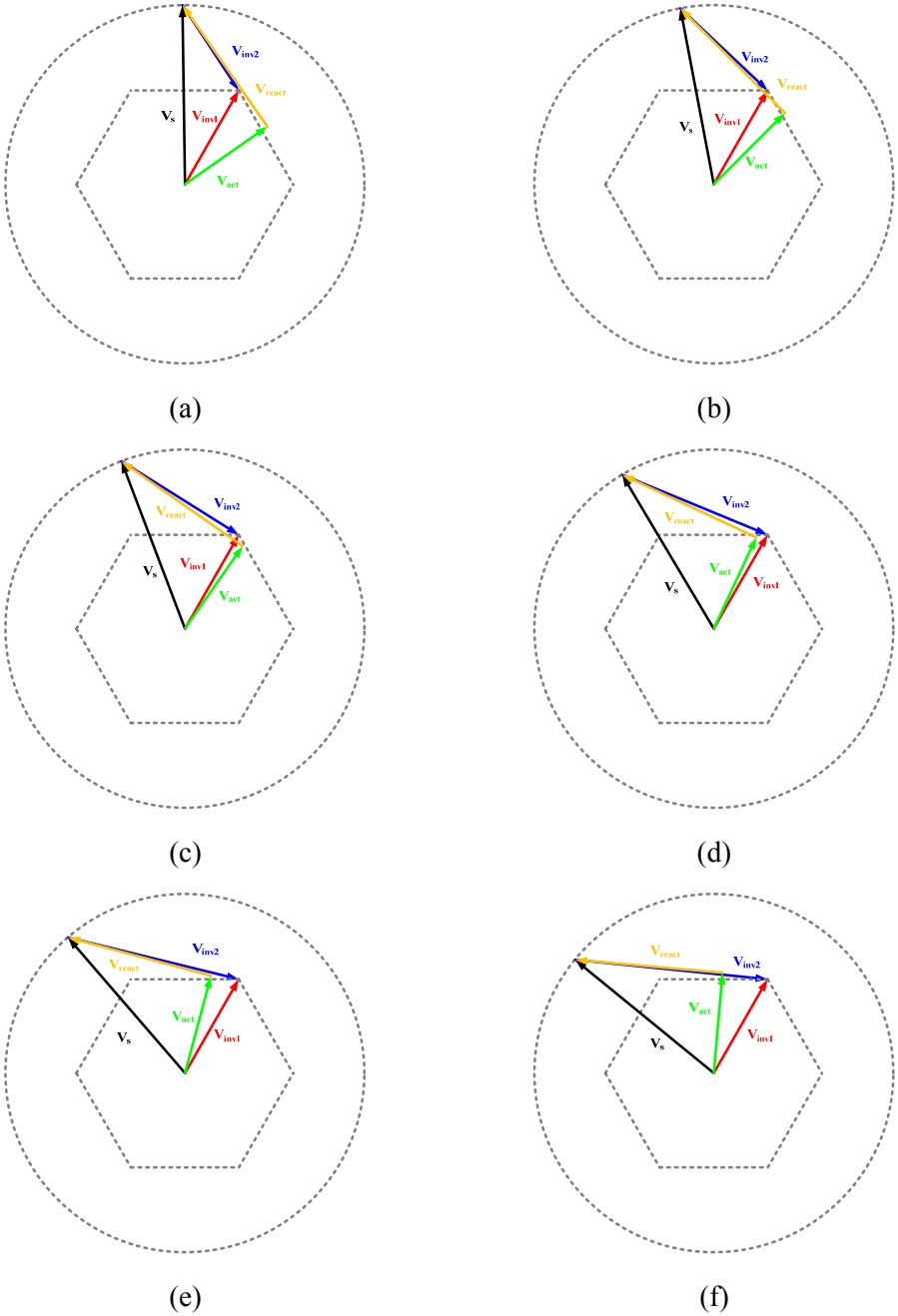


그림 3.6 전류 각에 따른 제안하는 이중 인버터 유효/무효 전압 분리 제어

(a) 35˚, (b) 45˚, (c) 55˚, (d) 65˚, (e) 75˚, (f) 85˚

본 방식의 문제점은 Inv1에서 출력하는 전압의 크기가 각에 대해 일정하지 않다는 점에 있다. 그림 3.7은 임의의 각에 대해 6 스텝 전압이 형성하는 전압 벡터를 나타낸다.

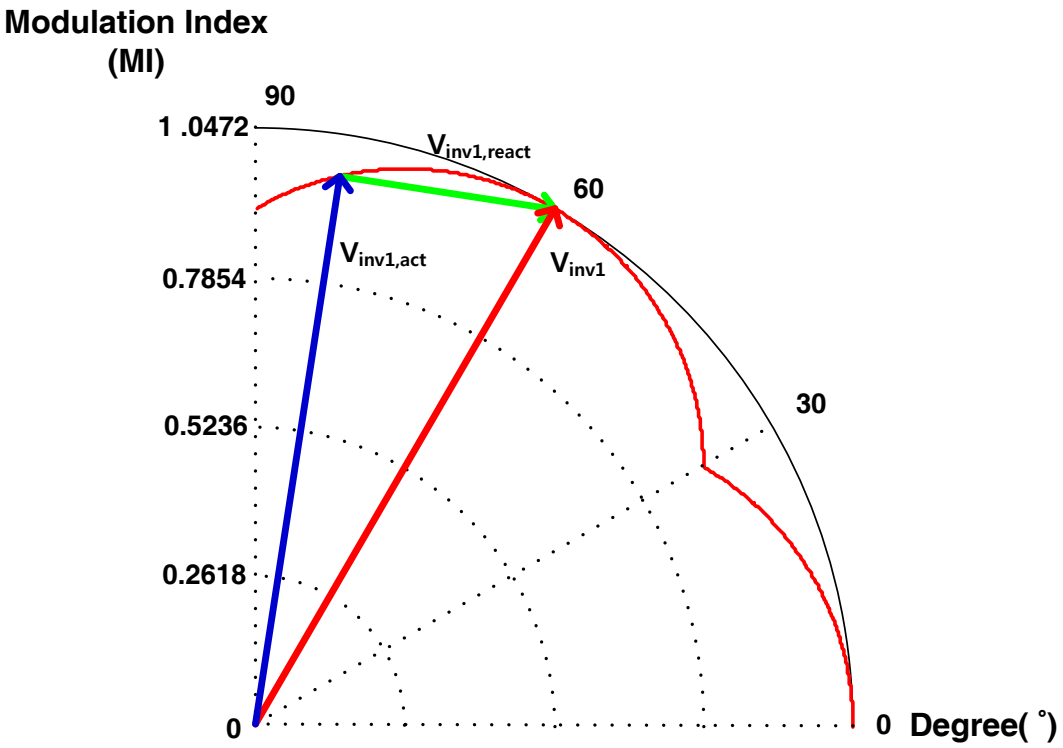


그림 3.7 임의의 각에 대해 6 스텝 운전이 생성하는 유효/무효 전압 벡터

그림 3.7에서 반지름의 단위는 MI(Modulation Index)로 6스텝 운전의 평균 출력 전압인 $\frac{2}{\pi}V_{dc}$를 1 로 하여 전압 벡터의 크기를 표현한 것이다. 그림 3.7에서 전류 벡터의 방향은 $V_{inv1,act}$와 같으며, 이 때의 출력 전압의 크기는 항상 SVPWM을 수행하는 경우의 최대 MI인 0.9069보다 크다는 것을 알 수 있다.

6 스텝 운전을 하는 경우 녹색으로 표시된 전압 벡터 $V_{inv1,react}$가 추가로 발생하게 된다. 유효 전압 $V_{inv1,act}$와 무효 전압 $V_{inv1,react}$의 크기는 6 스텝으로 출력되는 전압과 전류의 각 차이 $\theta_{inv1,i}$에 대하여 (3.12)와 같이 정의 될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{inv1,act} &= V_{inv1} \cdot \cos\theta_{inv1,i} \\ V_{inv1,react} &= V_{inv1} \cdot \sin\theta_{inv1,i} \end{aligned} \tag{3.12}$$

제안하는 운전 방법에서 $\theta_{inv1,i}$의 범위는 $-30^{\circ} \sim 30^{\circ}$로 제한이 되므로, $V_{inv1,act}$와 $V_{inv1,react}$의 크기는 $\theta_{inv1,i}$의 크기에 따라 (3.13)과 같이 정해진다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc} \le V_{inv1,act} \le \frac{2}{3}V_{dc} \\ -\frac{1}{3}V_{dc} \le V_{inv1,react} \le \frac{1}{3}V_{dc} \end{aligned} \tag{3.13}$$

이 때, Inv1이 출력하는 최소 전압인 $\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$는 Inv1의 출력 전압과 전류의 각이 30°를 이룰 때 출력되는 전압으로, SVPWM의 경우와 그 크기가 같다. 6 스텝 운전으로 인해 발생하는 무효 전압 $V_{inv1,react}$는 그림 3.6에서 볼 수 있듯이 Inv2에서 공급해야 하는 전압의 크기를 줄이기도, 늘이기도 한다. 따라서 Inv2의 DC 링크 전압은 이러한 보상 전압의 크기를 고려하여 전압을 공급할 수 있는 크기를 유지하고 있어야 한다.

그림 3.8과 그림 3.9는 기존에 사용되던 SVPWM을 이용하는 경우와 본 논문에서 제안하는 6 스텝 운전을 수행하는 경우 출력되는 유효/무효 전압을 전류각에 대하여 MI의 크기로 나타낸 것이다.

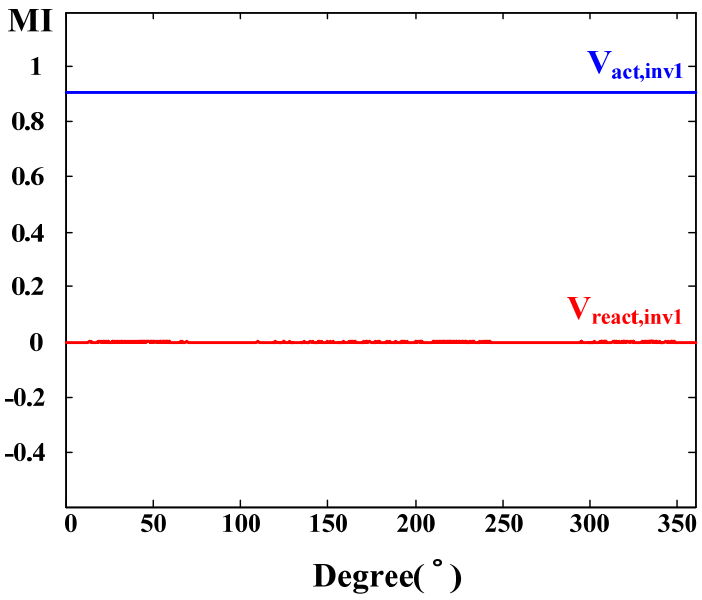


그림 3.8 SVPWM으로 인해 발생하는 유효/무효 전압

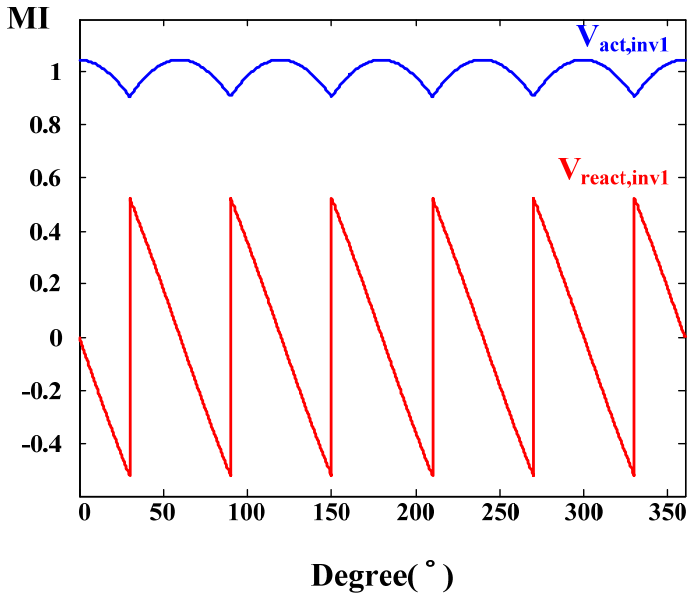


그림 3.9 6 스텝으로 인해 발생하는 유효/무효 전압

그림 3.9에서 볼 수 있듯이 6 스텝으로 인해 발생하는 무효 전압의 최대 크기는 $\frac{1}{3}V_{dc1}$ 이며, 0.522MI가 된다. 무효 전압은 6배 주파수를 가지고 맥동하며 이에 대한 보상 전압이 Inv2에서 출력되어야만 선형적인 전동기의 구동이 가능하다. 따라서 기존에 사용되던 방법에 비해 추가적인 무효 전압을 출력하기 위한 DC 링크의 전압이 더 필요하게 되며 이 크기는 (3.14)와 같다.

$$\Delta V_{dc2} = \frac{1}{3\sqrt{3}} V_{dc1} \tag{3.14}$$

6 스텝 운전을 하는 Inv1에서는 무효 전압뿐 만 아니라 유효 전압의 맥동 역시 발생하게 된다. 따라서 이 유효 전압의 맥동까지 없애야만 일정한 유효 전력을 전동기로 전달할 수 있게 된다. 이를 그림으로 나타내면 그림 3.10과 같다.

그림 3.10과 (3.13)에서 볼 수 있듯이 유효 전압은 평균이 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$ 이며 맥동을 포함하게 된다. 이 맥동의 특징은 평균이 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$ 이기 때문에, 이 선을 기준으로 A영역과 B영역의 넓이가 같다는 것이다. 따라서 전동기의 요구 유효전압을 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$ 로 제어하여, 모자라거나 넘치는 유효 전압을 Inv2에서 보상하면 선형적으로 전동기에 유효전압을 공급할 수 있게 된다. 전동기의 필요 유효 전압을 일정 값으로 제어하는 방법은 다음 절의 이중 인버터의 약자속 제어에서 다루도록 한다. 이 방법을 사용하게 되면 무효 전력만 출력하던 Inv2에서 유효 전력의 출입이 발생하게 되므로 Inv2 측 DC 링크 전압에 맥동이 발생하게 된다. DC 링크 전압의 맥동에 관한 분석은 이어지는 절에서 DC 링크 전압의 제어

법을 다루면서 함께 다루도록 한다.

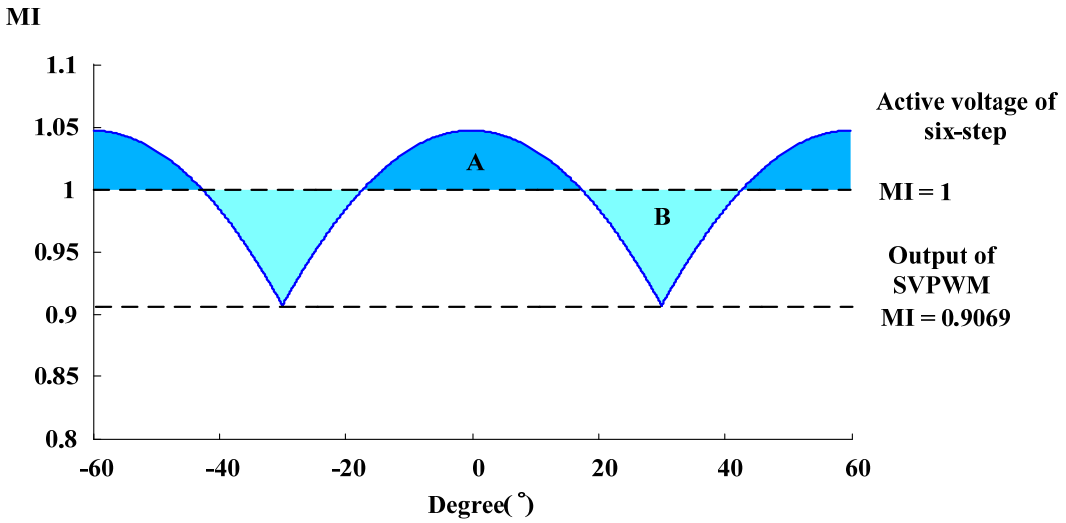


그림 3.10 6 스텝으로 인해 발생하는 유효 전압과 평균

아래의 그림 3.11과 그림 3.12는 전동기의 전압과 전류의 각 차이가 70˚일 때의 a상 전압, 유효/무효 전압, Inv1의 출력 전압, Inv2의 출력 전압을 보여준다. 그림 3.11에서 유효 전압과 전류는 동일한 방향을 가지므로 전류는 표시하지 않았다. 그림 3.12에서 볼 수 있듯이 유효 전압은 Inv1에서, 무효 전압은 Inv2에서 대부분 공급하고 있는 것을 알 수 있으며, Inv1과 유효 전압의 차이를 Inv2에서 추가로 공급하고 있음을 알 수 있다. 각 상 전압을 출력하기 위한 인버터의 출력 전압은 그림에 표시된 차동 모드 전압에 공통 모드 전압을 더해 만들어지게 되므로, 공통 모드 전압을 조절하여 인버터에서 출력하는 전압을 차동 모드 전압보다 작게 할 수 있다. 6 스텝 운전을 하는 Inv1의 폴 전압은 그림 3.4와 같으며, Inv2의 폴 전압은 그림 3.13과 같다.

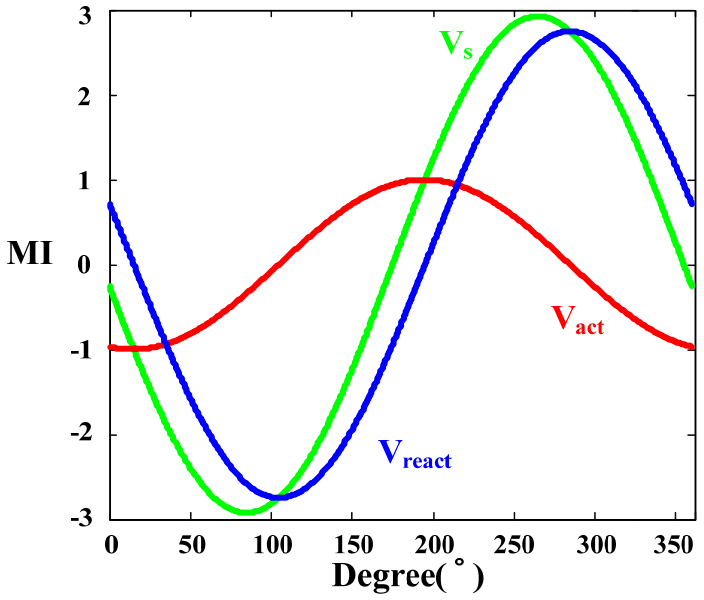


그림 3.11 전압, 전류의 각 차이가 70°일 때 상 전압, 유효/무효 전압

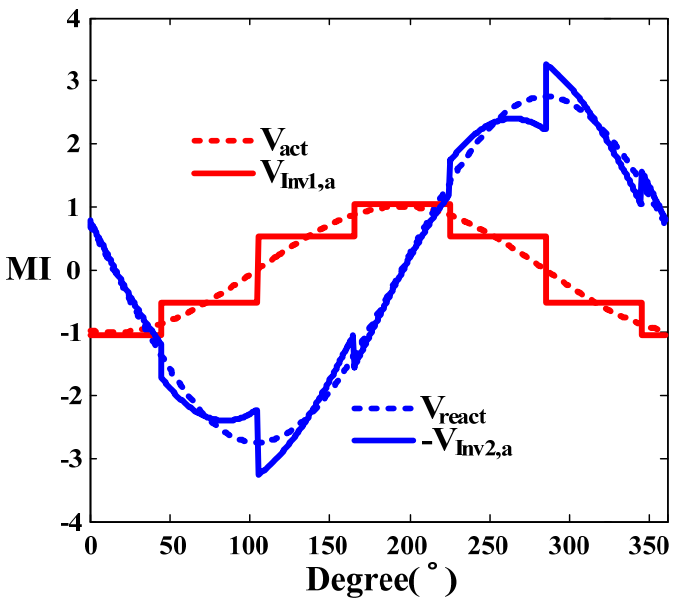


그림 3.12 전압, 전류의 각 차이가 70°일 때 유효/무효, 인버터 출력 전압

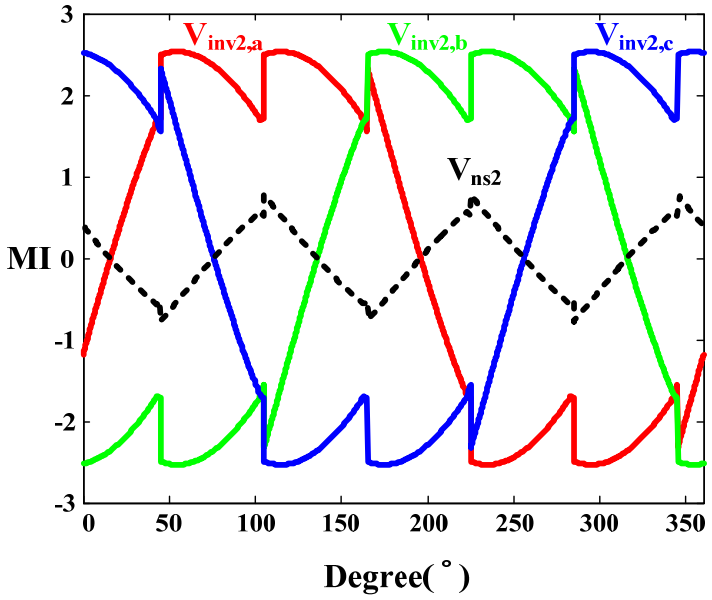


그림 3.13 전압, 전류의 각 차이가 70°일 때 Inv2 출력 상, 공통 모드 전압

3.2.2 유효/무효 전력의 흐름

본 절에서는 전동기와 인버터에서 발생하는 전력의 흐름에 대해서 알아보도록 한다. 기존의 방법과 제안하는 방법에서의 전력 흐름을 파악하고 비교해 보도록 한다.

그림 3.14에서 Inv1이 전력원(배터리)에 연결되었다고 하자. 전동기와 전력 변환에서 발생하는 손실을 0이라고 생각하고, 내용을 전개하도록 한다.

전력 변환에서의 손실이 0일 경우, 각 인버터에서 출력되는 피상 전력 S_{inv1}과 S_{inv2}, 전동기에서 출력되는 피상 전력 S_{out}간의 관계는 (3.15)와 같다.

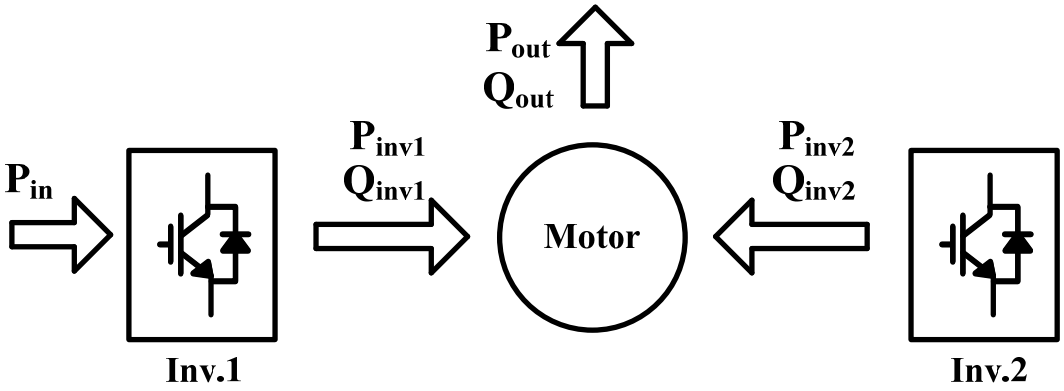


그림 3.14 이중 인버터의 전력 흐름도

$$S_{out} = S_{inv1} + S_{inv2} \tag{3.15}$$

이 때 각 전력을 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{inv1} &= P_{inv1} + jQ_{inv1} \\ S_{inv2} &= P_{inv2} + jQ_{inv2} \\ S_{out} &= P_{out} + jQ_{out} \end{aligned} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned} P_{out} &= P_{inv1} + P_{inv2} \\ Q_{out} &= Q_{inv1} + Q_{inv2} \end{aligned} \tag{3.17}$$

기존에 사용되던 방법의 경우, 정상 상태에서 유효 전력과 무효 전력이 완전히 분리되므로 (3.18), (3.19)와 같은 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} P_{inv2} &= 0 \\ Q_{inv1} &= 0 \end{aligned} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned} P_{out} &= P_{inv1} = P_{in} \\ Q_{out} &= Q_{inv2} \end{aligned} \tag{3.19}$$

기존의 방법에서는 (3.18)에서 볼 수 있듯이 $P_{inv2} = 0$ 이므로, Inv2 쪽의 유효 전력 흐름이 없어 DC 링크 전압이 일정하게 유지되게 된다.

본 논문에서 제안하는 6 스텝 운전을 사용하는 경우, 정상 상태에서 순시적으로는 (3.18)의 관계가 성립할 수 없게 되고, 평균적인 관점에서 (3.18), (3.19)의 관계가 성립하게 된다.

그림 3.15와 그림 3.16은 3.2.1에서 살펴본 바와 같이 70°의 각 차이를 가지는 경우 순시적으로 발생하는 전력의 흐름을 보여준다. 그림 3.15는 각 인버터에서 출력하는 유효 전력 P_{inv1}, P_{inv2}와 출력 전력 P_{out}을, 그림 3.16은 각 인버터에서 출력하는 유효 전력 Q_{inv1}, Q_{inv2}와 출력 전력 Q_{out}을 보여준다.

그림에서 볼 수 있듯이 유효 전력과 무효 전력은 평균적인 관점에서 (3.19)와 (3.20)의 조건을 만족시키고 있음을 보여준다. 또한 두 합은 항상 일정하기 때문에 부하에는 항상 일정한 양의 전력이 공급되고 있는 것도 확인할 수 있다.

3.2.1에서 언급했던 것과 마찬가지로, 그림 3.15에서 맥동하는 P_{inv2}는 Inv2에 연결된 DC 링크의 전압을 흔들게 된다. 이에 대한 분석은 이어지는 절에서 분석하도록 한다.

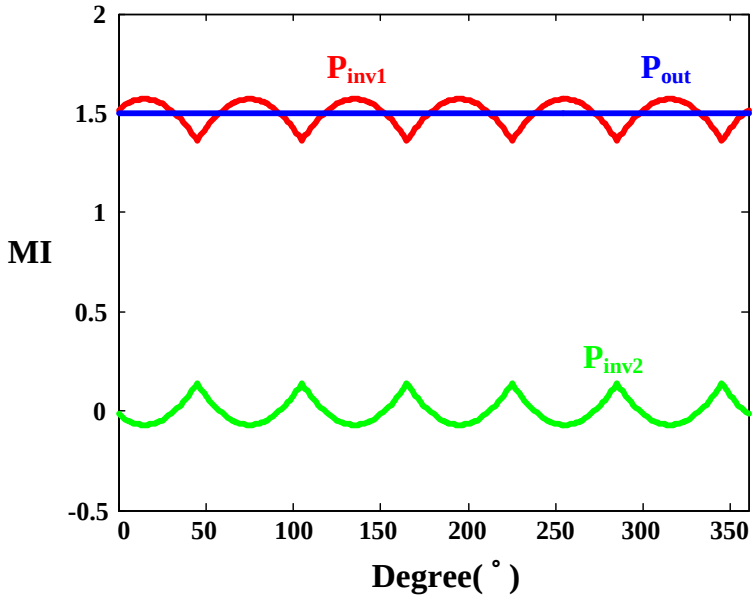


그림 3.15 이중 인버터의 순시적인 유효 전력

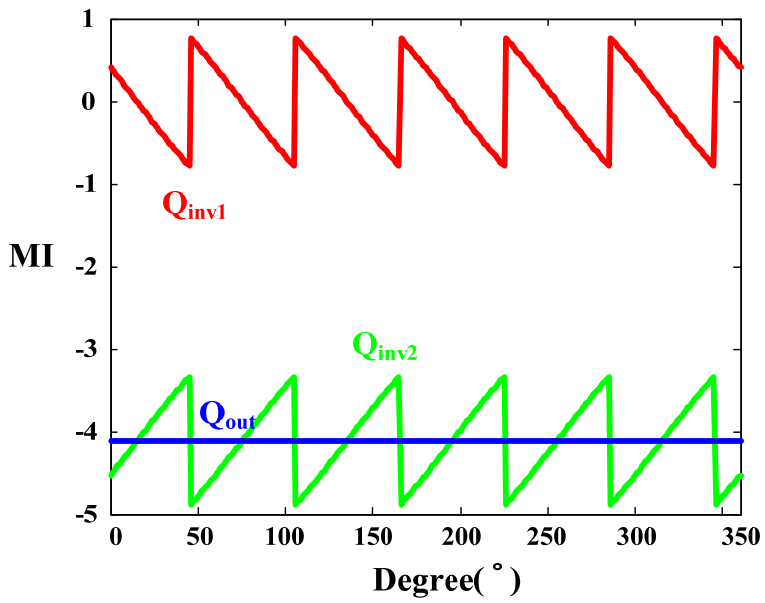


그림 3.16 이중 인버터의 순시적인 무효 전력

3.2.3 이중 인버터의 약자속 제어

본 절에서는 제안하는 이중 인버터구조를 이용한 전동기 제어에 필요한 약자속 제어기에 대하여 제안하도록 한다. 특히나 전원이 한 쪽에만 연결된 이중 인버터 구조의 특이성을 고려한 수정된 약자속 제어기가 제안된다.

기존에 사용되던 약자속 제어기의 구성은 아래의 그림 3.17과 같다.

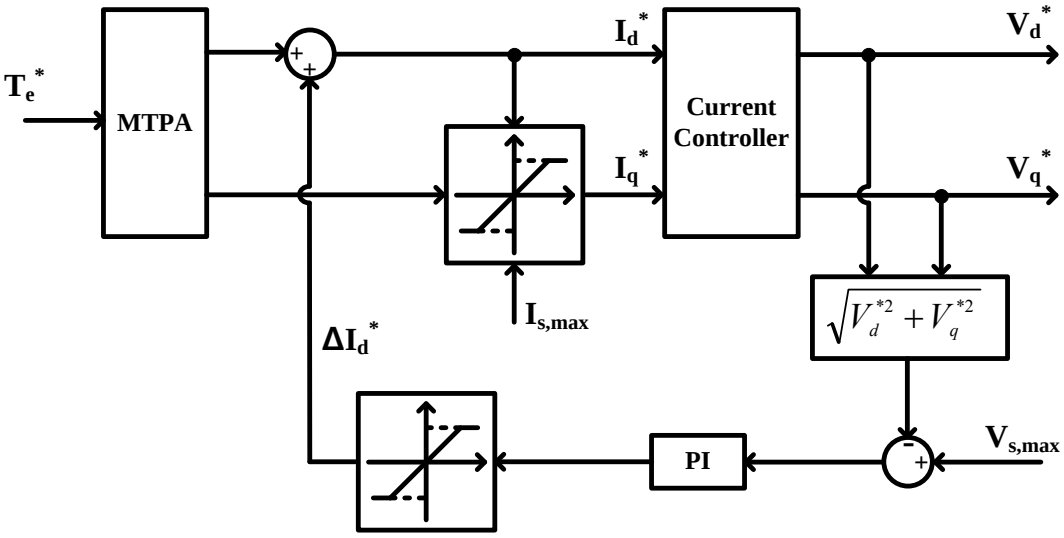


그림 3.17 기존에 사용되던 약자속 제어기의 구조

기존의 약자속 제어기는 전류제어기로부터 출력되는 상 전압의 크기가 인버터가 출력할 수 있는 선형적인 영역을 벗어나지 않도록 자속 축 전류를 줄여주는 역할을 했다. 이를 위해 원하는 선형전압의 한계 $V_{s,\max}$ 를 지정하고 상전압 지령의 크기가 이를 넘어설 경우 제어기를 통해 음의 자속 축 전류인 ΔI_d^* 를 자속 축 전류의 지령값에 추가하는 형태로 약자속 제어가 이루어졌다.

이 때, $V_{s,\max}$의 값은 단일 인버터의 경우 아래와 같이 설정이 가능하다.

$$V_{s,\max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \cdot \eta \tag{3.19}$$

이 때, η는 선형적 전압을 출력하기 위한 여유전압 형성을 위한 마진으로 0.85-0.95사이의 값을 가진다.

본 논문에서 사용하는 단일 전원을 가지는 이중 인버터의 경우, 그 구조의 특이성으로 인해 상전압의 크기를 제한하여 약자속 운전을 하는 것은 불가능하다고 할 수 있다. 또한 전원이 연결되지 않은 DC 링크의 전압은 승압이 가능하기 때문에 약자속 운전에 있어 고려하지 않아도 된다. 더군다나 Inv2 측의 전압은 무효 전압만을 공급하게 되는데, Inv2 측 DC 링크의 전압이 모자라는 구간에서는 음의 자속 축 전류가 오히려 역률을 떨어뜨려 필요한 무효 전압을 늘리게 되어 약자속의 효과가 없게 된다. 때문에 Inv2의 전압, 즉, 무효 전압은 약자속 운전에서 고려할 필요가 없어진다. 따라서 유효 전압을 공급하는 Inv1 측의 전압만이 약자속 운전에서 고려되어야 한다.

그림 3.18은 이를 고려하여 본 논문에서 제안하는 약자속 제어기의 구조를 타나낸다.

그림 3.18에서 볼 수 있듯이 기존에 사용되던 전압 지령의 크기인 V_s^*에 역률을 곱해 유효 전압 성분을 구하고, 그와 Inv1에서 출력할 수 있는 전압을 비교해 뒤 쪽의 PI제어기의 입력으로 사용하게 된다.

이 때, 유효 전압의 크기의 기준이 되는 $V_{inv1,\max}$는 앞에서 제안한 6 스텝 운전을 이용하는 방법을 사용하는 경우 (3.20)과 같이 설정되어야 한다.

$$V_{inv1,\max} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{dc1} \tag{3.20}$$

Inv1에서 출력하는 전압이 6스텝의 평균 출력 전력인 $\frac{2}{\pi} \cdot V_{dc1}$ 에서 유지되지 않을 경우, 유효 전력의 균형이 깨져 Inv2 쪽으로의 전력 흐름이 발생하여 DC 링크 전압이 상승하거나 떨어지게 된다. 물론 이러한 전력은 Inv2의 DC 링크 전압을 조절하는 제어기가 조절하게 되나, 제어기의 오차를 발생시키므로 바람직하다고 할 수 없다.

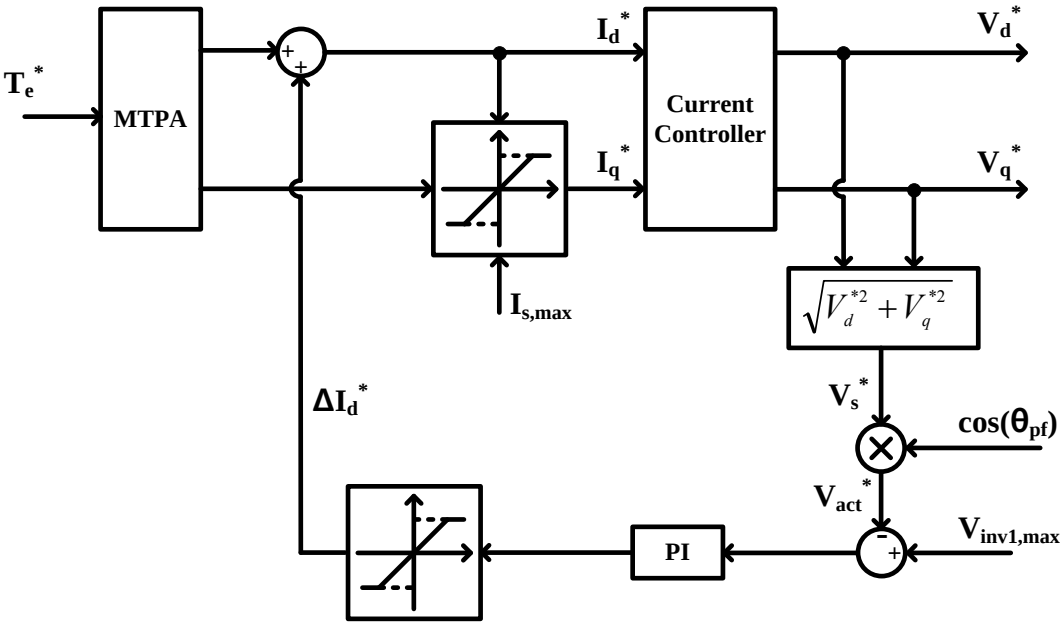


그림 3.18 제안하는 약자속 제어기의 구조

3.2.4 6 스텝 운전의 위상 변조 기법

본 절에서는 저속에서의 6 스텝 운전에 대해서 살펴보고자 한다. 앞에서 설명한 6 스텝 운전 기법은 역률을 1로 하며 유효 전압을 공급한다는 점에서 출력 전력을 최대화 한다는 장점을 가진다. 하지만 부하로의 전압 출력을 작게 해야 하는 경우, 6 스텝 운전을 사용하려면 다른 방법의 변조 기법이 사용되어야 한다. 만약 부하에서 필요로 하는 유효 전압보다 많은 양의 유효 전압이 Inv1에서 공급될 경우, 부하로의 전력 합이 맞지 않아 Inv2단 DC 링크의 전압이 상승하게 된다. 따라서 부하에서 필요로 하는 유효 전압의 크기가 작은 경우, 기존의 방법처럼 PWM을 이용하여 출력 상전압의 출력을 줄여 유효 전압의 크기를 맞추어야 한다.

하지만 기존의 방법처럼 PWM을 수행하는 경우, 전원 측에 연속전류를 흐르게 할 수 있다는 본 방법의 장점이 빛을 바래게 된다. 따라서 부하의 유효 전압이 낮을 때에도 연속 전류를 흐르게 하기 위한 전압 변조 방법이 필요하게 된다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위한 방법으로 6 스텝 출력 전압의 위상을 바꾸어 평균적인 유효 전압의 크기를 조절하는 방법을 제안한다.

6 스텝 운전을 하면 그 벡터의 크기가 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$으로 고정이 되기 때문에 유효 전압의 크기를 맞추기 위해서는 그 각을 바꾸어 주어야 한다. 그림 3.19는 유효 전압의 크기가 작은 상황에서의 제안된 위상변조 방법을 통한 출력 전압의 합성 방법을 보여준다.

전압의 크기가 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$ 이며, 유효 전압의 크기가 부하가 요구하는 유효 전압과 같은 전압 벡터는 두 개가 형성될 수 있으나, Inv2에서 전압 합성을 위해 출력해야 하는 무효 전압의 크기를 최소화하는 전압 벡터는 하나로 정해지게 된다. 따라서 유일하게 정해지는 벡터를 선정하여 6 스텝 운전을 하고, 이전과 마찬가지로, Inv2의 전압을 이용하여 상전압을 정현파의 형태로 보상해주면, 부하 전압과 각 인버터의 전력 조건을 평균적으로 만족시킬 수 있다.

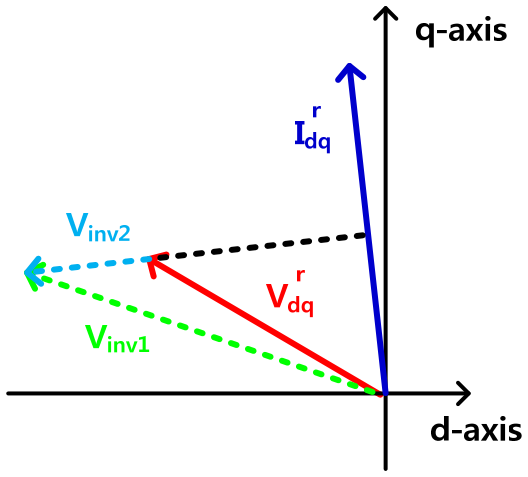


그림 3.19 위상 변조 방법의 벡터도

이를 제어 블록도로 표시하면 그림 3.20과 같다. 그림 3.20에서 출력되는 Inv1의 자속 축, 직교 축 전압 지령은 크기가 $\frac{2}{\pi}V_{dc}$ 이며, 두 전압의 크기로 결정되는 각 θ_{inv1} 에 따라 6 스텝 운전을 수행하면 Inv1의 위상 변조 PWM이 가능하다.

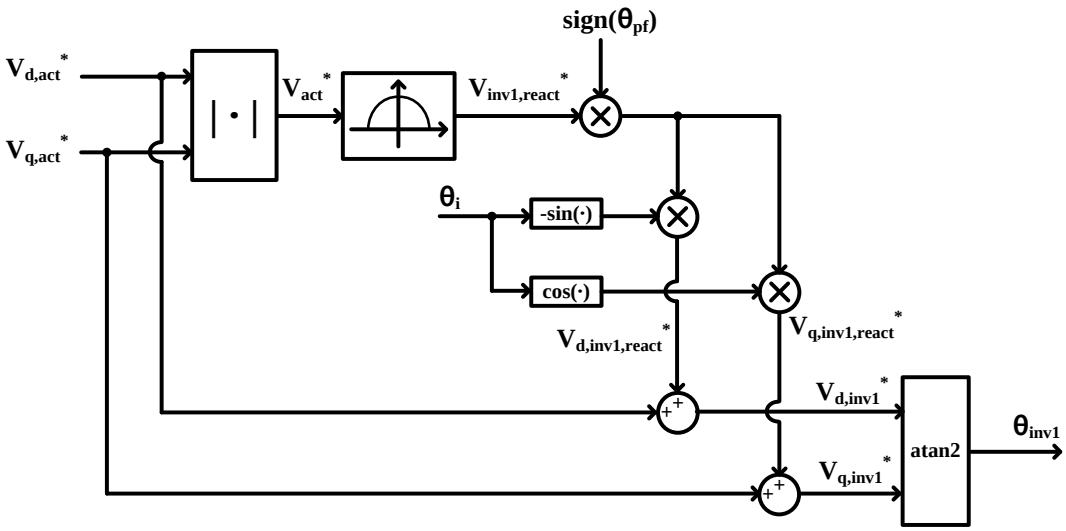


그림 3.20 위상 변조 방법의 제어 블록도

3.2.5 6 유효/무효 전압의 폐루프 제어

본 절에서는 기존에 개루프 형태로 이루어지던 유효/무효 전압의 분리를 폐루프 형태로 제어하는 방법과 제어기를 소개하도록 한다.

기존에 사용되던 방법에서의 유효/무효 전압의 제어는 3.1.2에서 설명한 바와 같이 전동기 제정수에 의존하여 계산한 전압만을 전동기에 공급하는 형태를 하고 있으며, 이로 인해 발생하는 무효 전압의 오차를 Inv1 측에서 부담해야 하므로 전력을 최대로 공급하고 있다고 할 수 없다.

그림 3.21은 본 논문에서 제안하는 유효/무효 전압의 분리 제어기를 포함하는 폐루프 제어기의 구조를 보여준다. 그림 3.21의 제어기는 3.2.4에서 제안하는 위상 변조 제어 기법은 포함되지 않은 제어도이다.

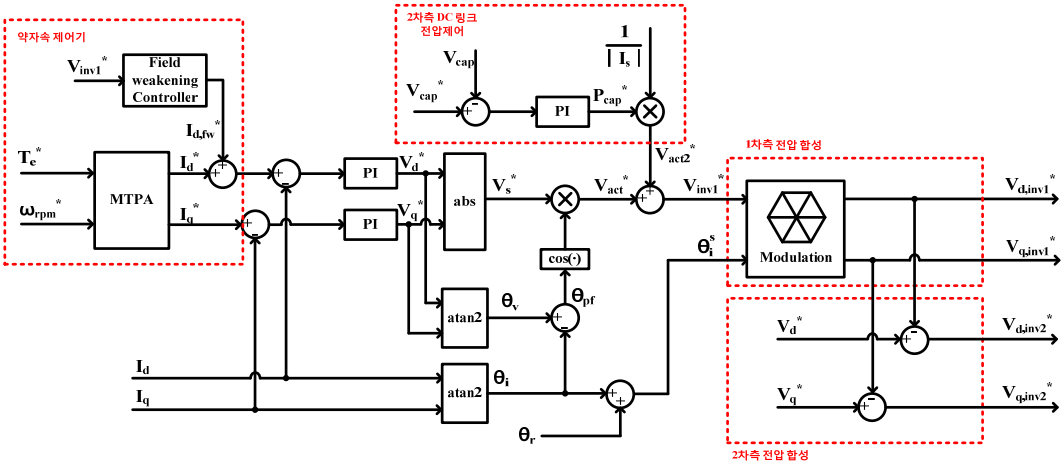


그림 3.21 제안하는 유효/무효 전압의 분리 제어기를 포함하는 폐루프 제어기

표 3.2 θ_i^s에 따른 6 스텝 전압 출력

θ_i^s	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
$-30^\circ \le \theta_i^s < 30^\circ$	$V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$
$30^\circ \le \theta_i^s < 90^\circ$	$V_{dc1}/2$	$V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$
$90^\circ \le \theta_i^s < 150^\circ$	$-V_{dc1}/2$	$V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$
$150^\circ \le \theta_i^s < 210^\circ$	$-V_{dc1}/2$	$V_{dc1}/2$	$V_{dc1}/2$
$210^\circ \le \theta_i^s < 270^\circ$	$-V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$	$V_{dc1}/2$
$270^\circ \le \theta_i^s < 330^\circ$	$V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$	$V_{dc1}/2$

제안하는 제어기를 흐름에 따라 설명하면 다음과 같다. 앞 절에서 설명한 약자속 제어기와 MPTA 테이블을 통해 전류 지령이 형성되면 일반적인 전류 제어기와 마찬가지로 전압지령을 형성한다. 전압과 전류의 각을 통해 역률을 계산하고, 이를 이용해 유효 전압 지령의 크기만을 계산한다.

Inv1의 유효 전압의 크기가 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$ 보다 작은 경우, 종래에 사용되던 SVPWM을 이용하여 낮은 전압을 출력하거나, 3.2.4에서 말한 것과 같이 무효 전압을 더하여 Inv1의 자속 축, 직교 축 전압 지령을 형성하고, 남은 전압을 Inv2에서 형성하여 출력한다. 그림 3.21에서는 낮은 전압에서 SVPWM을 사용하는 제어도를 표시하였다.

유효 전압의 크기가 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$ 보다 큰 경우, 무효 전압을 Inv1에서 출력할 필요가 없으며, 약자속 제어기에서 자속 축 전류를 음으로 주입하여 유효 전압의 크기를 줄이는 약자속 제어를 수행한다. 1차측 전압 합성 블록의 상 출력 전압은 표 3.2와 같으며, 2차측 전압 지령을 형성하는데 필요한 $V^*_{d,inv1}$ 과 $V^*_{q,inv1}$ 는 세 전압을 회전 변환하여 얻을 수 있다.

제안하는 폐루프 제어를 수행할 경우 Inv1에서 출력하는 무효 전압의 크기를 최소화할 수 있기 때문에, 개루프 제어기를 사용할 때와는 달리 인버터의 출력을 최대화할 수 있다.

3.3 전동기의 운전 영역 분석

본 절에서는 제안하는 이중 인버터의 구동 방법을 통해 얻을 수 있는 전동기의 운전 영역 향상에 대해서 분석해보도록 한다. 본 분석에서 사용된 모터는 11kW급 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(SPMSM)이며, 제정수는 표 3.3과 같다.

본 모터는 320V의 AC 정격을 가지나, 모터 특성상 낮은 정격 회전 속도를 가지기 때문에 무효 전압의 비율을 키워 약자속 운전 및 제안하는 운전 방법

을 확인하기 위해 DC 링크 전압을 낮추어 사용하였다.

표 3.4 11kW급 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 제정수 및 시험 조건

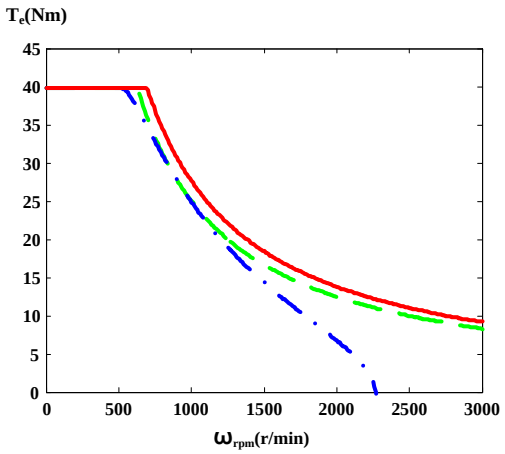
항목	표시	값
극 수	P	8
상 저항	R_s	0.013 Ω
상 인덕턴스	L_s	1.8 mH
역기전력 상수	λ_f	0.129 $V \cdot \sec$
정격 전류	$I_{s,\max}$	51.5 A
배터리 전압	$V_{dc,inv1}$	60 V
DC 링크 전압	$V_{dc,inv2}$	120 V

기존의 방법은 고속에서 무효 전압의 양에 관계없이 일정한 양의 유효 전압을 출력할 수 있어 전동기의 운전 영역이 늘어나는 것을 보였다. 제안하는 방법은 고속 영역에서 더 많은 유효 전압이 출력될 수 있기 때문에 전동기의 운전 가능 영역이 더 늘어나게 된다. 더군다나, 유효전력은 전동기가 출력할 수 있는 실제적인 토크와 관계가 있기 때문에 고속 영역 에서의 전동기의 출력 토크가 향상되게 된다. 또한, 약자속 영역에서 사용하는 음의 자속 축 전류의 크기가 줄기 때문에 인버터 효율, 전동기 구동 효율 역시 전반적으로 상승하게 된다.

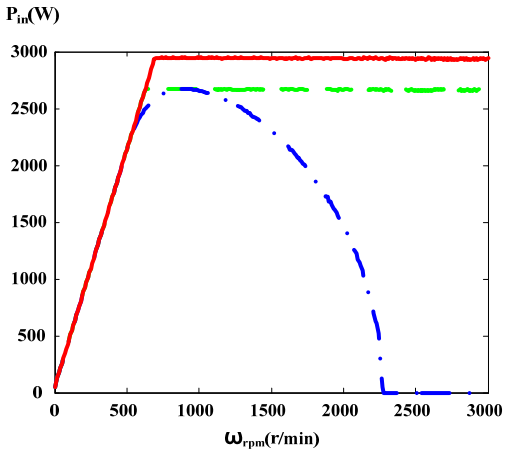
그림 3.22는 제안하는 방법과 기존에 사용되던 이중 인버터 구동법, 60V의 DC 링크를 가지는 단일 인버터 구조의 운전 영역과 속도별 전압, 전류의 곡선을 나타낸다. 각각의 그림에서 붉은 실선은 제안하는 방법을, 녹색 점선은

기존의 이중 인버터 구동 방법을, 파란 점이 중간에 찍힌 점선은 단일 인버터 구동 방법의 경우를 나타낸다.

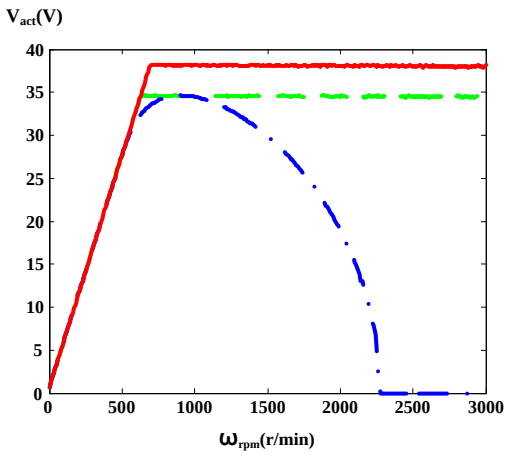
그림 3.22 (a)에서 볼 수 있듯이 제안하는 방법에서 인버터에서 출력할 수 있는 유효 전압의 크기가 기존 방법에 비해 크기 때문에 약자속 영역에 보다 늦게 들어가는 것을 알 수 있다. 또한 그 뒤의 구간에서 전동기에 전해지는 유효 전력이 보다 크기 때문에, 보다 높은 토크를 출력하는 것을 알 수 있다. 때문에 그림 3.22(b)에서의 유효 전력량도 차이를 보임을 알 수 있다. (c)와 (d)는 유효 전압과 무효 전압의 크기를 나타내는데, 유효 전압의 크기는 약자속 영역 전까지 일정하게 유지되며, 무효 전압의 크기는 자속 축 전류가 들어가면서 감소하여, 음의 값을 갖는 것을 볼 수 있다. 때문에 HEV에서 전동기가 주로 구동하게 되는 속도 영역에서 무효 전압은 매우 작은 값이 된다. 기존의 방법은 전원이 연결되지 않은 Inv2는 용량에 비해 매우 적은 양의 전압만을 출력하기 때문에 비효율적인 반면 제안하는 방법은 이 구간에서 Inv2가 Inv1에서 발생하는 고조파 전압을 보상하게 된다. 따라서 보다 높은 출력을 얻을 수 있다. (e)와 (f)는 각각의 자속 축, 직교 축 전류를, (g)와 (h)는 자속 축, 직교 축 전압을 나타낸다.


T_e(Nm)
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
ω_{rpm}(r/min)

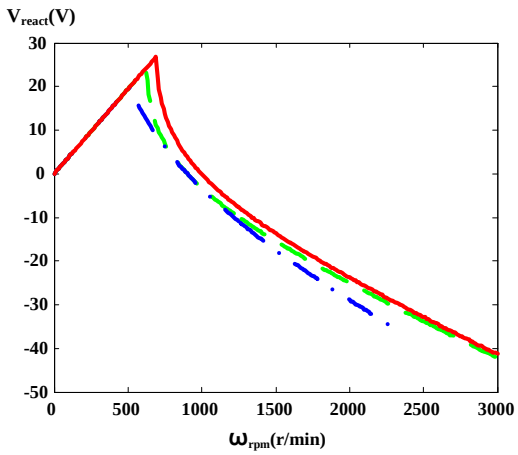
(a)


P_{in}(W)
3000
2500
2000
1500
1000
500
0
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
ω_{rpm}(r/min)

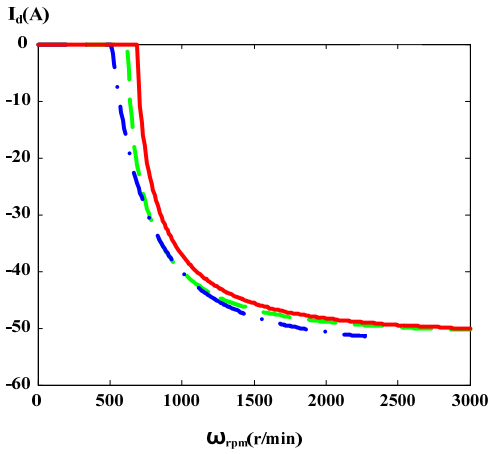
(b)


V_{act}(V)
40
35
30
25
20
15
10
5
0
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
ω_{rpm}(r/min)

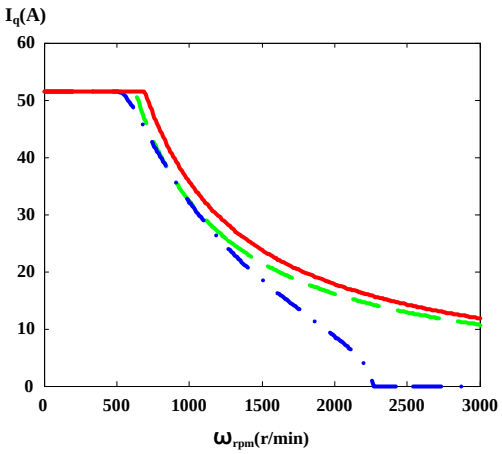
(c)


V_{react}(V)
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
ω_{rpm}(r/min)

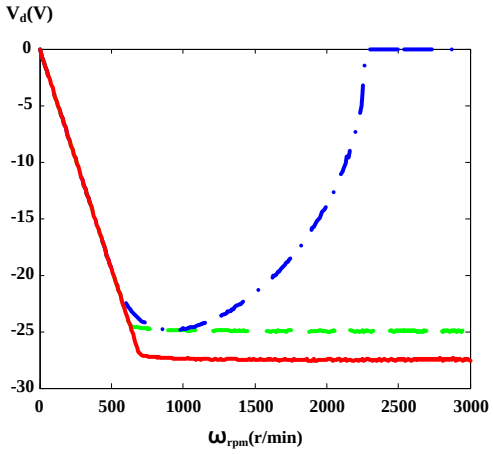
(d)



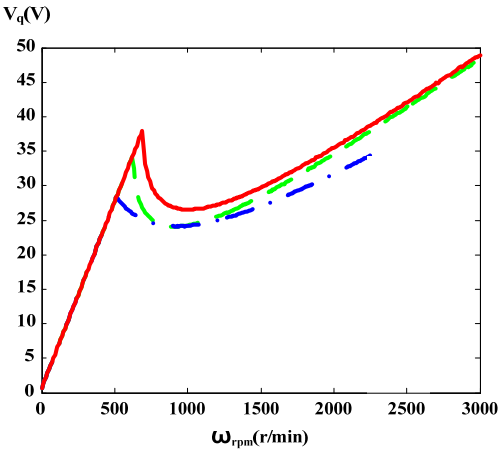
(e)



(f)



(g)



(h)

그림 3.22 속도별 구동 방법에 따른 최대 운전 영역 상황

(a) 토크, (b) 출력 전력, (c) 유효 전압, (d) 무효 전압,

(e) 자속 축 전류, (f) 직교 축 전류, (g) 자속 축 전압, (h) 직교 축 전압

3.4 DC 링크단의 전압 맥동 분석

앞에서 설명한 바와 같이 제안하는 방법에서는 전원이 연결되지 않은 인버터에서 전압의 보상을 위한 유효 전력의 출입이 발생하기 때문에, 이로 인해 DC 링크 전압에 맥동이 발생하게 된다. DC 링크 전압이 최소가 되는 지점은 그림 3.10에서 A의 시작점이 된다. 왜냐하면, 평균적인 유효 전압의 출력을 맞추기 위해 B 구간에서 DC 링크에 저장된 에너지를 소모하기 때문이다. 또한 DC 링크 전압이 최대가 되는 지점은 A의 끝점과 B의 시작점이 된다.

두 부분에서 출입하는 에너지의 크기는 같기 때문에 맥동 전압의 크기는 A 또는 B의 에너지 양을 적분하여 구할 수 있다. 이를 수식적으로 표현하면 아래와 같다.

$$E_A = \frac{1.5 \cdot I_s \cdot 2V_{dc1} \int_0^{17.264^\circ} (\frac{2}{3}\cos\theta - \frac{2}{\pi}) d\theta}{2\pi f} \tag{3.21}$$

여기서, I_s 는 상 전류의 크기이며, V_{dc1} 은 Inv1 측 DC 링크의 전압이고, f 는 전동기의 전기 주파수이다. 적분의 범위가 되는 17.264° 는 6 스텝 운전을 하는 인버터의 평균 출력 전압과 순시적 출력 전압이 일치하는 지점의 각으로 (3.22)의 관계를 갖는다.

$$17.264^\circ = \cos^{-1}(\frac{3}{2} \cdot \frac{2}{\pi}) \tag{3.22}$$

위의 (3.21)을 간략화하여 표시하면 (3.23)과 같다.

$$E_A \cong 0.0029 \cdot \frac{V_{dc1} \cdot I_s}{f} \equiv \alpha \frac{V_{dc1} \cdot I_s}{f} \tag{3.23}$$

여기서, α 는 맥동 에너지 계수로 본 논문에서 맥동하는 에너지의 비례 상

수로 정의하도록 한다. 맥동하는 에너지 E_A는 Inv2 측 DC 링크의 맥동 에너지와 같으므로 (3.24)와 같이 수식을 꾸밀 수 있다.

$$\begin{aligned} E_A &= \frac{1}{2}C(V_{\max}^2 - V_{\min}^2) \\ &= \frac{1}{2}C[(V_{avg} + \Delta V)^2 - (V_{avg} - \Delta V)^2] \\ &= 2CV_{avg}\Delta V \end{aligned} \tag{3.24}$$

여기서 V_{avg}는 제어하려는 Inv2 측 DC 링크 전압의 크기이다. (3.23)과 (3.24)를 정리하면 맥동 전압의 크기 ΔV는 (3.25)와 같이 적을 수 있다.

$$\Delta V = 0.00145\frac{V_{dc1}I_s}{fCV_{avg}} = \frac{\alpha}{2}\frac{V_{dc1}I_s}{fCV_{avg}} \tag{3.24}$$

3.2.4에서 소개한 위상 변조 기법을 사용하는 경우, DC 링크 전압의 리플은 더 증가하게 된다. 이는 그림 3.9에서 볼 수 있듯이 6스텝 전압의 직교 성분 맥동이 훨씬 크기 때문이다. 그림 3.23은 6 스텝 전압과 전류의 위상차에 따른 맥동 에너지 계수의 크기를 나타낸다.

맥동 에너지 계수가 가장 큰 각도는 90°로 이 때의 에너지 맥동 크기는 각 차이가 0°일 때의 7.4배인 0.0213에 달한다. 더군다나 제안하는 위상 변조 방법이 저속에서 적용되는 구동방법임을 감안할 때, 전압 맥동이 상당한 크기로 발생할 것으로 생각된다.

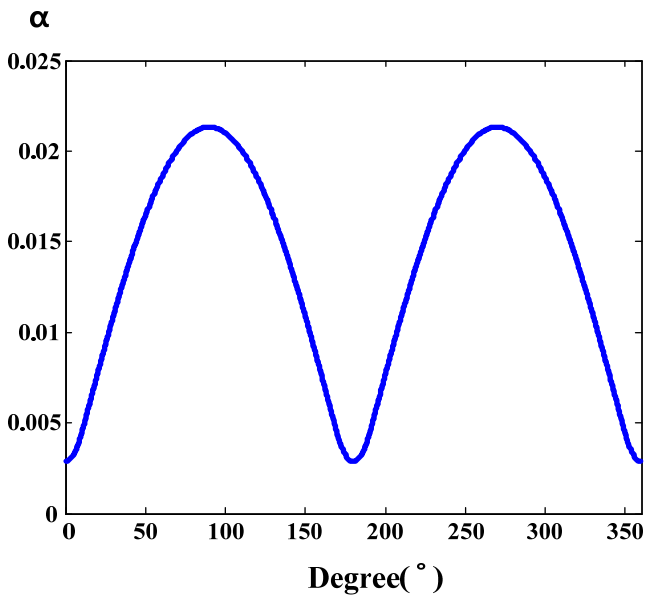


그림 3.23 6 스텝 전압과 전류의 각 차이에 따른 맥동 에너지 계수

3.5 시스템의 효율 개선 분석

제안하는 시스템과 6 스텝 구동 방법은 시스템의 효율을 높이는 효과 역시 가지고 있다. 제안하는 방법으로 인해 개선되는 효율은 크게 세 가지의 원인으로 구분될 수 있다. 6 스텝 운전으로 인한 스위칭 손실의 저감, 유효 전력 출력의 상승으로 인한 도통 손실의 저감, DC/DC 컨버터의 제거로 인한 효율 상승이 바로 그 세 가지이다.

먼저 6 스텝 운전으로 인한 스위칭 손실의 저감에 대해 알아보도록 하자.

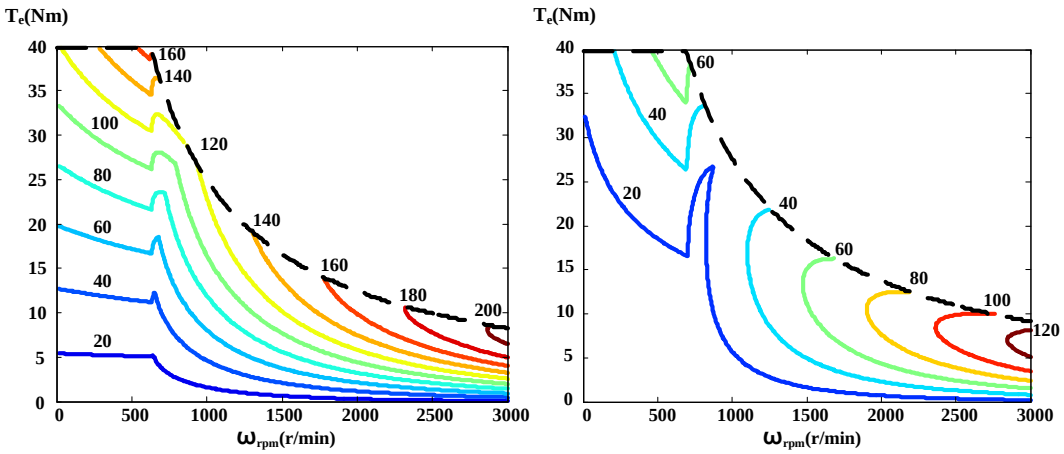
이중 인버터 구동의 가장 큰 단점 중 하나는 도통 손실과 스위칭 손실이 단일 인버터 구조에 비해 크다는 것이다. 단순히 생각해 볼 때, 단일 인버터 구동 구조에 비하여 이중 인버터 구조는 두 배의 인버터 손실을 가진다. 이는

두 배의 발열이 일어난다는 것 역시 의미하기 때문에 방열 설계에도 영향을 미치게 된다. 제안하는 6 스텝 운전을 수행하는 경우, 스위치 소자의 스위칭이 한 주기에 한 번씩만 일어나기 때문에 스위칭 손실을 최소화 할 수 있게 된다. 더군다나 제안하는 방법은 0 전류에서 스위칭을 수행하는 ZCS(Zero Current Switching)가 일어나게 되기 때문에 전원 측 인버터 Inv1의 스위칭 손실이 0이 된다.

또한 Inv2 측의 인버터도 DPWM을 이용하여 스위치 하나의 손실을 줄일 수 있기 때문에, 스위칭을 최대한 줄이는 경우 7개의 스위치 소자를 동작시키지 않을 수 있다. 또한, Inv1의 경우, 스위칭 손실이 도통 손실보다 큰 특성을 가지는 소자를 선택하여 인버터 손실을 최적화할 수 있다.

하지만 Inv1 측의 DC 링크 전압이 Inv2 측의 DC 링크 전압보다 낮기 때문에 스위칭 손실은 Inv2 측 인버터에서 훨씬 크게 발생하게 된다. 또한 제안하는 방법의 부스팅 기능을 이용하기 위해 전압 용량이 큰 스위치 소자를 Inv2 측에 사용해야 하기 때문에 Inv2 측 소자의 $R_{ds,on}$이 Inv1 측 소자에 비해 크게 된다.

그림 3.19는 MITSUBISHI Electric의 PM150RLA060의 스위칭 손실을 전압과 전류에 대하여 7차 근사 다항식으로 근사하고, 온도에 대하여 선형 근사하여 기존에 사용하던 방법과 제안하는 방법을 비교한 것이다. $V_{dc1} = 60V$, V_{dc2}의 크기는 필요한 무효 전압의 크기에 보상 전압크기를 더해 모의하였다. 스위칭 주파수는 16kHz를 사용하였다. 그림 3.24에서 각각의 그리드는 20씩의 차이를 가지고 있다. 그림 3.24에서 볼 수 있듯이 스위칭 손실은 주요 구동 영역인 1000rpm 부근에서 기존의 절반 이하로 나타나는 것을 확인할 수 있다.



(a) (b)

그림 3.24 구동 방법 별 스위칭 손실의 크기

(a) 기존의 이중 인버터 구동법, (b) 제안하는 이중 인버터 구동법

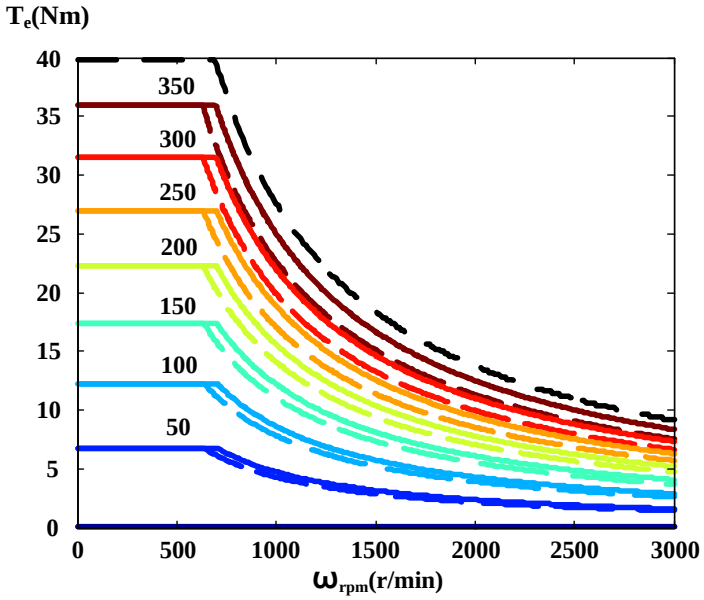


그림 3.25 구동 방법 별 도통 손실의 크기

그림 3.25는 구동 방법 별 도통 손실의 크기를 나타낸다. 점선은 기존의 이중 인버터 구동 방법의 도통 손실을 나타내고, 실선은 제안된 이중 인버터 구동 방법의 도통 손실을 보여준다. 도통 손실의 계산은 전류에 따른 V_{CE}를 6차 다항식으로 근사하여 모델링 하였다. 위와 마찬가지로 온도에 대하여는 선형 근사를 적용하였다.

제안하는 방법의 약자속 운전이 기존의 약자속 운전에 비해 자속 축 전류를 절약할 수 있다는 이점을 가지기 때문에, 약자속 영역에서의 도통 손실이 기존에 비해 적음을 확인할 수 있다. 약자속 영역에 도달하기 전인 저속 영역에서는 자속 축 전류가 주입되지 않기 때문에 도통 손실이 같은 것도 확인할 수 있다.

인버터로 사용한 PM150RLA060 소자의 도통 손실이 스위칭 손실보다 훨씬 크기 때문에 시스템 최적화를 통해 도통 손실이 작은 소자를 사용한다면, 전력 변환 손실을 더 줄일 수 있을 것으로 기대된다.

마지막 효율 상승의 요인은 DC/DC 컨버터의 제거이다. DC/DC 컨버터를 제거하는 것은 기존의 단일 인버터 시스템과 비교하여 이점이 되는 것으로, DC/DC 컨버터를 제거함으로써 전력 변환 시스템의 무게를 크게 줄일 수 있어 HEV 구동 시스템에 적합하게 된다. 또한 DC/DC 컨버터의 효율은 98% 정도로 매우 높은 편이나 직접 구동 방식에 비해 효율이 낮기 때문에 단점이 될 수 있다.

DC/DC 컨버터를 사용한 단일 인버터 구동 시스템과 이중 인버터 구조의 효율 비교는 용량 및 운전 영역의 차이가 커서 비교가 어렵기 때문에 본 논문에서는 이에 대한 시뮬레이션이나 자세한 설명은 하지 않도록 한다.

3.6 배터리의 전류 맥동 분석

제안하는 시스템과 6 스텝 구동 방법은 전동기를 필터로 이용하여 전원이 연결되지 않은 쪽의 DC 링크 전압을 조절할 수 있기 때문에 부스팅 효과를 가지게 된다. 이 때, 전원 쪽의 DC 링크는 전원을 바로 연결하여 사용할 수도 있고, DC/DC 컨버터의 출력을 사용할 수도 있다[13].

그림 3.26은 일반적으로 사용되는 배터리의 모델링을 나타낸다[14].

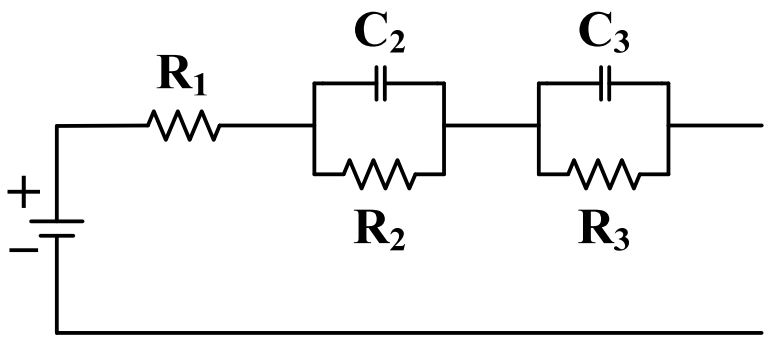


그림 3.26 배터리의 전기적 모델링 구조

배터리는 화학적 특성을 가지기 때문에 전기적으로 모델링 하는 것이 부정확할 수 있으나, 일반적으로 위와 같은 내부 저항(ESR), 완화 시간을 형성하는 R_2, C_2와 교류 저항을 형성하는 R_3, C_3 로 구성된 모델을 사용하게 된다. 완화 시간은 대개 1분 미만의 시상수를 가지는 값으로, 교류 저항은 1ms 미만의 시상수를 가지는 값으로 모델링된다. 이 때, 각 저항 값은 배터리에 흐르는 전류의 값에 비례하여 전압 강하를 유발하기 때문에, 출력 전압을 일정하게 하려면 배터리의 전류를 일정한 값으로 유지하는 것이 배터리 사용에 유리하다.

기존의 SVPWM을 이용한 이중 인버터 구동 방법에서는 전원 측 인버터의 출력 전류가 평균적으로 일정하기 때문에, DC/DC 컨버터를 이용하는 경우 배터리 측의 출력 전류를 일정한 값으로 만들 수 있다. 이처럼 배터리의 출력 전류를 일정하게 유지하는 것은 배터리의 수명을 연장시키는데 도움이 된다. 하지만 DC/DC 컨버터를 이용하지 않고 배터리를 직접 연결하여 인버터를 구동하는 경우, 인버터에서 발생하는 불연속적인 DC 링크단 전류를 배터리가 직접 부담하게 되기 때문에 배터리의 출력 전압, 수명 등에 문제를 야기하게 된다. 또한 그림 3.26에서 볼 수 있는 것처럼 배터리의 직렬 성분에 의해 만들어지는 전압 맥동 또한 발생하게 된다.

따라서 배터리를 직접 인버터에 연결하는 경우 스위칭의 고조파 전류를 억제하기 위한 필터 커패시터를 필요로 하게 된다. 이 때 필터 커패시터의 크기는 맥동 전류의 크기와 비례하게 되는데, HEV나 EV의 경우 굉장히 높은 양의 전류를 필요로 하기 때문에 이 필터 커패시터의 용량이 매우 커지게 된다. 또한 스위칭에 의해 발생하는 고조파의 전류가 EMI를 발생시켜 전류, 전압의 센싱의 오차나 스위치 오동작을 유발하기도 한다.

제안하는 6 스텝 운전을 사용하는 경우, 전원 측 인버터의 스위칭이 한 주기에 한 번 일어나기 때문에, 종래의 SVPWM을 사용하는 것과 달리 스위칭에 의한 불연속 전류 현상이 발생하지 않게 된다. 때문에 필터 커패시터의 크기를 크게 줄일 수 있으며, 전류 고조파로 인해 발생하는 EMI 역시 저감할 수 있다.

하지만 제안하는 방법을 사용하는 경우, 그림 3.27과 같은 전기 주파수의 6 고조파 성분의 전류 맥동이 발생하기 때문에 이를 억제하기 위한 필터를 필요

로 한다. 이러한 중간 주파수의 맥동은 그 주파수가 스위칭 주파수만큼 빠르지 않기 때문에 커패시터를 이용해 이 대역의 성분을 걸러내기가 쉽지 않다. 또한 이러한 DC 전류의 맥동은 역률이 떨어질수록 커지게 되기 때문에 3.2.4에서 제안한 위상 변조 기법을 사용하는 경우 전류 맥동의 크기를 고려한 필터 설계에 관한 연구가 필요하다.

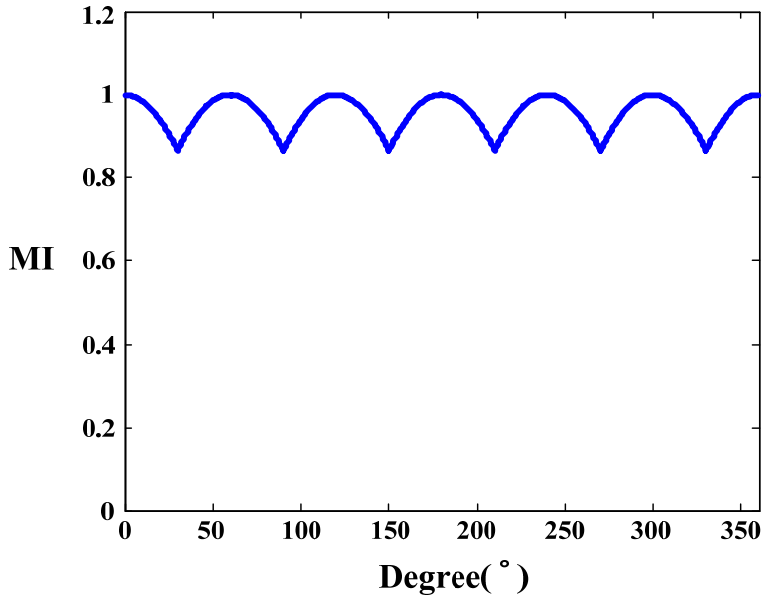


그림 3.27 6 스텝 운전시의 DC 링크단 전류(pf =1)

제 4 장 모의 실험 및 실험 결과

본 장에서는 3장에서 제안한 6 스텝을 이용한 이중 인버터의 전력 최대화 방법과 그 부수적인 효과들, 제어기, 전류 맥동 등의 영향을 모의 실험과 실험을 통해 검증하고 분석한다.

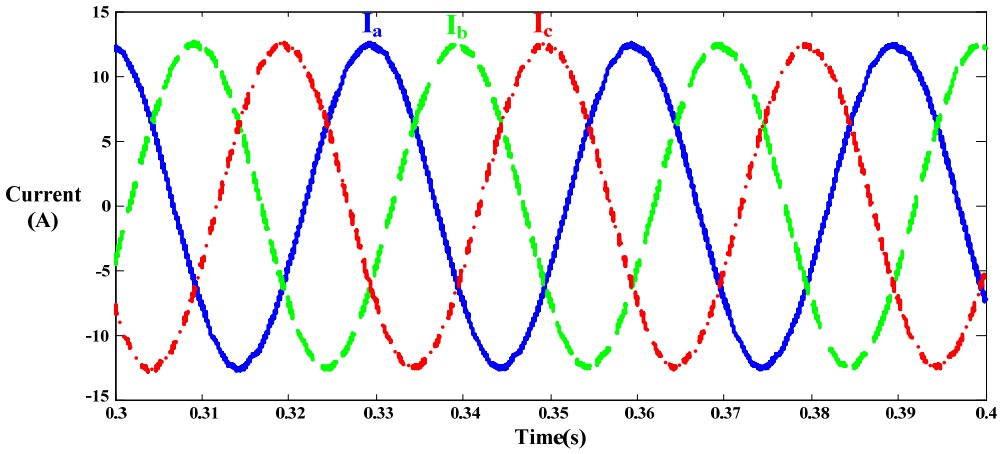
4.1 모의 실험 결과

모의 실험은 PSIM 9.02를 이용하여 진행되었으며, 모의 실험은 표 4.1의 조건에서 수행되었다. 제어는 simplified C block을 이용한 디지털 제어로 수행되었으며, 스위치 및 전동기에서 발생하는 손실은 없다고 가정하였다.

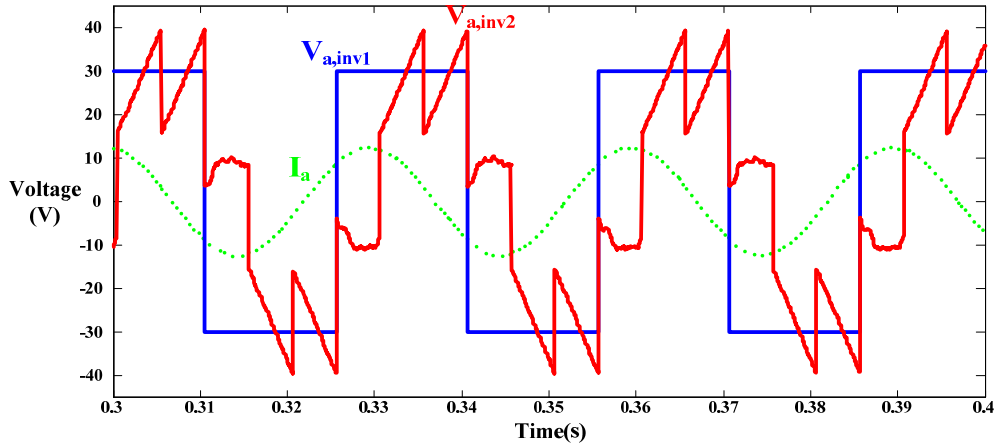
표 4.1 모의 실험의 조건 및 SMPMSM의 제정수

항목	표시	값
극 수	P	8
상 저항	R_s	0.013 Ω
상 인덕턴스	L_s	1.8 mH
역기전력 상수	λ_f	0.129 $V \cdot \sec$
정격 전류	$I_{s,\max}$	51.5 A
배터리 전압	$V_{dc,inv1}$	60 V
DC 링크 전압	$V_{dc,inv2}$	300 V
DC 링크 커패시턴스	C_{dc}	2200 μF
전동기 관성 계수	J	0.01 $kg \cdot m^2$
전동기 마찰 계수	B	0.03 $N \cdot m / rad$

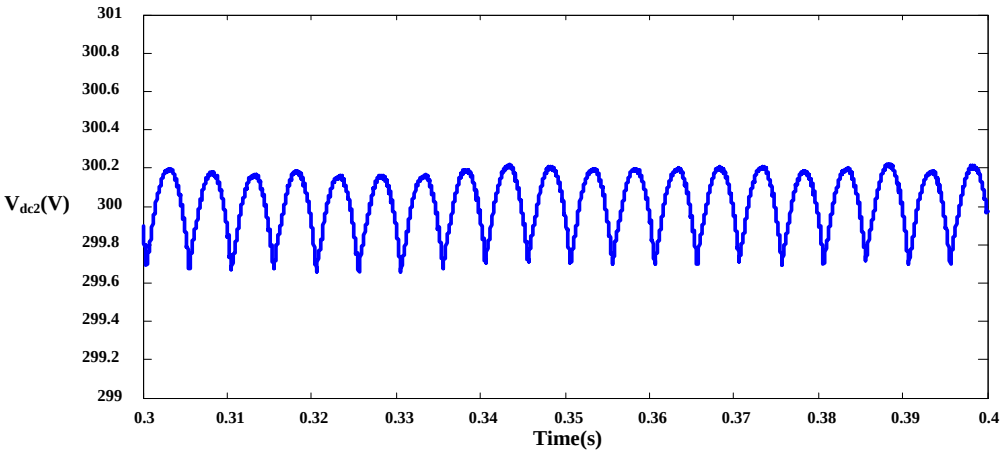
그림 4.1은 8Nm의 부하 상태에서 500rpm의 속도로 회전하는 전동기의 정상 상태에서의 삼상 전류와 각 인버터의 a상 출력 전압을 도시한 것이다. 저속 영역에서는 유효 전압이 많이 필요하지 않아 위상 변조 기법을 이용한 6 스텝 운전을 수행하게 된다. 그림 4.1에서 볼 수 있듯이 위상 변조로 인한 DC 링크 전압의 맥동은 크지 않은 것을 알 수 있다.



(a)



(b)



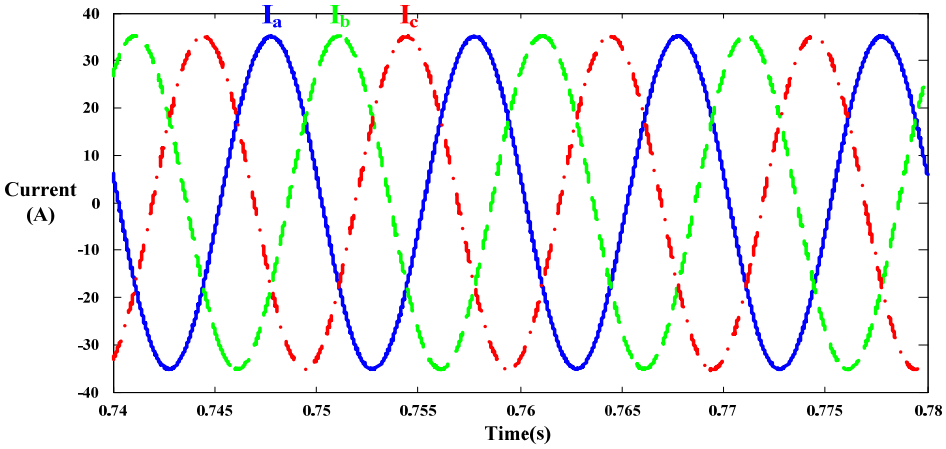
(c)

그림 4.1 500rpm에서의 위상 변조 기법 파형

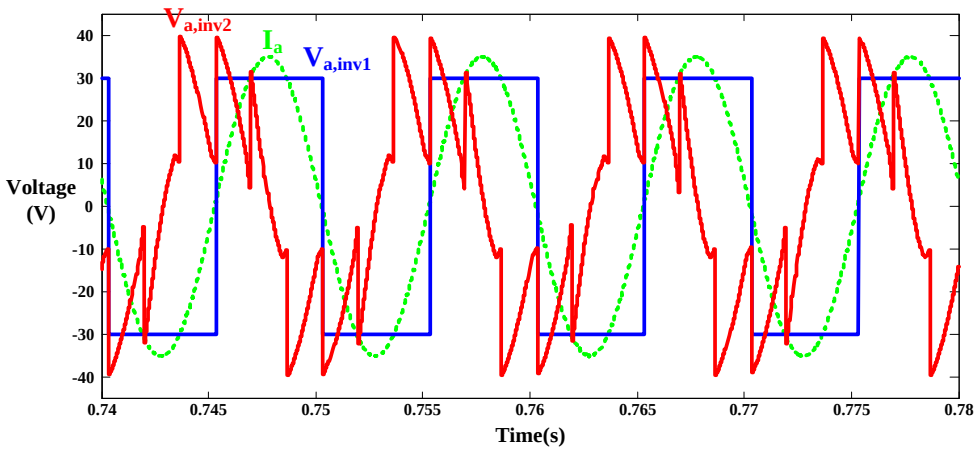
(a) 삼상 전류, (b) 각 인버터의 a상 출력 전압, (c) Inv2 측 DC 링크 전압.

그림 4.2는 마찬가지로 부하 8Nm 상태에서 1500rpm로 전동기를 제어하는 경우의 파형을 보여준다. 유효 전압이 많이 필요하기 때문에 음의 자속 축 전류가 주입되어 상 전류의 크기는 크게 증가하게 되며, Inv1 측의 역률은 1로 제어되게 된다.

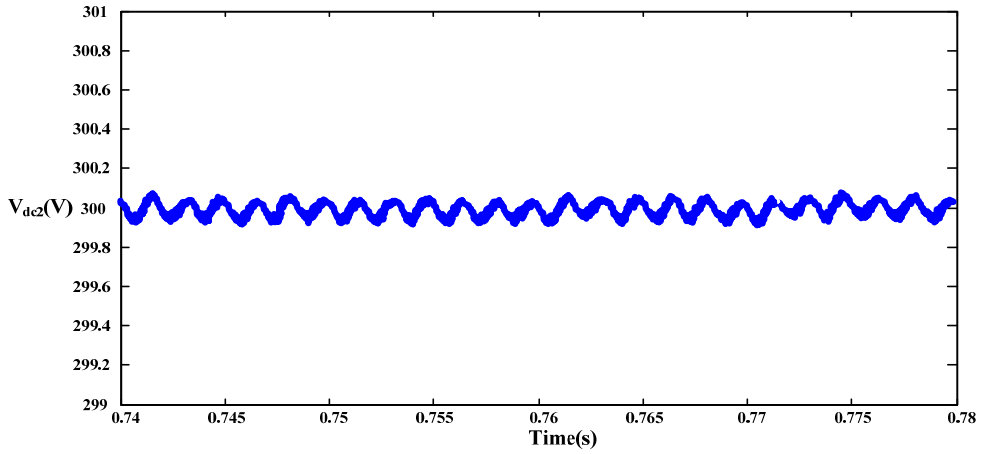
그림 4.1의 500rpm 구동과 두 인버터의 출력 위상이 바뀐 것을 볼 수 있는데, 이는 전압이 전류에 대하여 뒤쳐져 있다가 음의 자속축 전류가 주입되면서 위상이 뒤집혀 무효 전력의 위상이 바뀌었기 때문이다. 또한 DC 링크의 전압 맥동은 그 크기가 줄어든 것을 볼 수 있는데, 이는 회전 주파수의 증가와 Inv1측 역률의 개선에 의해 전력의 맥동이 줄어든 효과로 생각해 볼 수 있다.


Ia
Ib
Ic
Current
(A)
40
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
0.74
0.745
0.75
0.755
0.76
0.765
0.77
0.775
0.78
Time(s)

(a)


Va,inv2
Ia
Va,inv1
Voltage
(V)
40
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
0.74
0.745
0.75
0.755
0.76
0.765
0.77
0.775
0.78
Time(s)

(b)



(c)

그림 4.2 1500rpm에서의 최대 전력 출력 파형

(a) 삼상 전류, (b) 각 인버터의 a상 출력 전압, (c) Inv2 측 DC 링크 전압.

그림 4.3은 3.2.3에서 제안한 약자속 제어기의 성능을 보여주는 결과이다. 정지상태에서 1500rpm 지령을 스텝으로 인가하여, MPTA 곡선을 따라가는 지를 확인하였다. 속도 지령을 스텝으로 인가하였기 때문에 지령 속도에 다다를 때까지 최대 토크를 내면서 운전하는 것이 가장 효율적인 운전 곡선이라 할 수 있겠다. 그림 4.3에서는 순간적으로 직교축 전류가 증가하여 최대토크 운전을 하다가 Inv1 측 전압의 부족으로 인해 $\frac{2}{\pi}V_{dc1}$ 의 경계를 따라 출력 곡선이 이동하는 것을 볼 수 있다. 과도 상태에서는 자속축 전류가 정확한 양을 찾아가지 못하지만 일정 속도에 다다르면서 전류원의 외곽으로 운전점이 정해지는 것을 볼 수 있다.

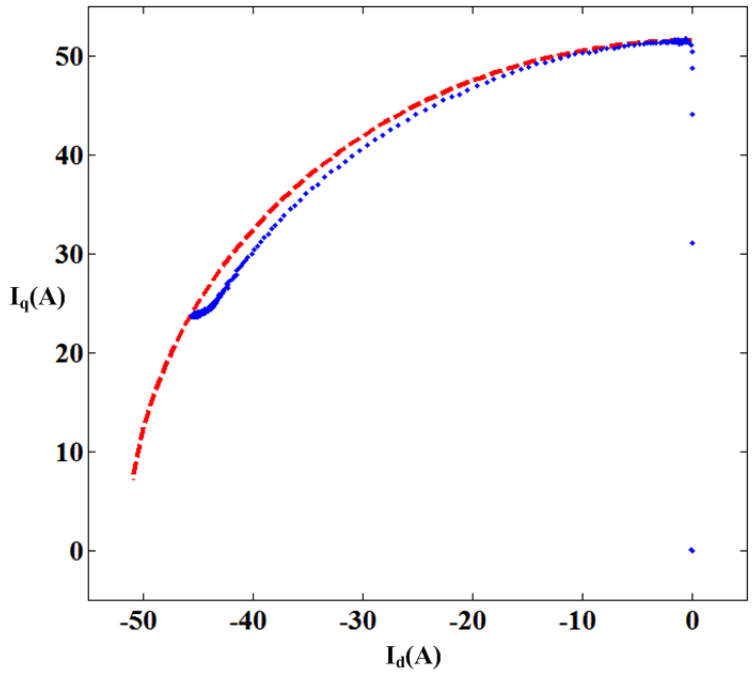
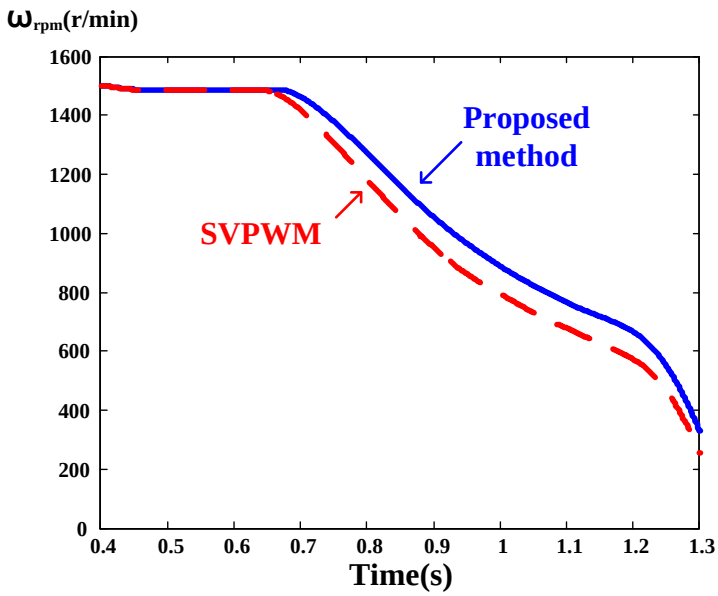


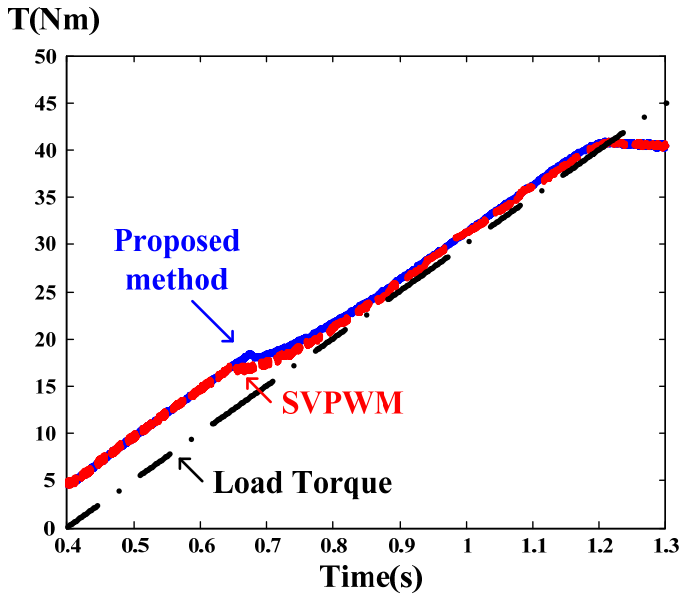
그림 4.3 제안하는 약자속 제어기의 MPTA 추종 곡선

제안하는 방법의 운전영역 확대 정도를 확인하기 위하여 1500rpm에서 부하를 50Nm/s의 속도로 증가시키면서 전동기의 출력을 확인하는 모의 실험을 수행하였다. 그림 4.4는 모의 실험의 결과를 보여준다. SVPWM의 점선은 기존의 이중인버터 구동 방법을 나타내고, Proposed method의 실선은 제안한 6 스텝 운전 기법을 사용한 경우를 나타낸다. 그림 4.4(a)는 시간에 따른 전동기의 속도를 나타낸다. 토크가 증가하면서 1500rpm의 속도를 유지하지 못하고 속도가 감소하는 경향을 보이는데, 기존의 방법의 경우 전력 출력량이 적기 때문에 보다 먼저 속도가 떨어지는 것을 확인할 수 있다. (b)에서도 마찬가지로 제안하는 방법의 토크가 좀더 늦게 떨어지기 시작하는 것을 확인할 수 있다. (c)는 시간에 따른 각 방법의 출력 전력을 보여준다. 제안하는 방법의 전력이 (a)와

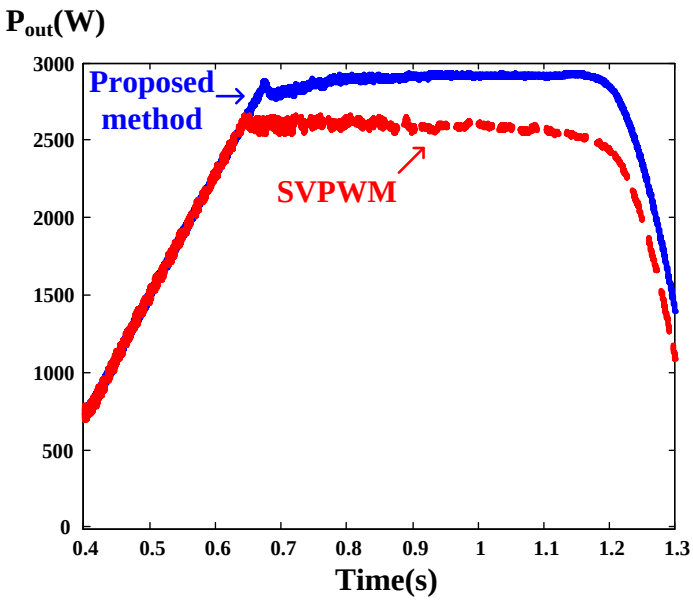
(b)에서 확인했듯이 보다 높은 것을 볼 수 있다. (d)는 자속 축, 직교 축 전류의 변화를 보여 준다. 앞에서 설명한 바와 같이 기존 방법의 자속 축 전류가 제안하는 방법에 비해 많이 사용되고 있음을 볼 수 있으며, 따라서 직교 축 전류가 보다 적음을 알 수 있다. (e)는 속도에 따른 토크 출력 곡선을 보여준다. 전동기가 부하의 토크를 견딜 수 있는 구간에서는 토크 출력량이 증가하면서 속도를 유지하지만 부하 토크가 늘어나면서 속도가 줄어들고, 전동기가 출력할 수 있는 최대 토크 곡선을 따라서 감속이 일어나게 된다. 3.3에서 제정수를 이용하여 살펴본 그림과 유사한 형태의 출력이 형성되는 것을 확인할 수 있다.



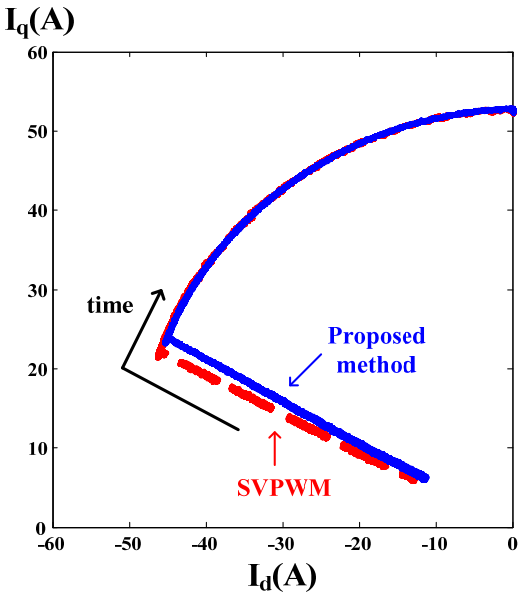
(a)


T(Nm)
50
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
1.1
1.2
1.3
Time(s)
Proposed method
SVPWM
Load Torque

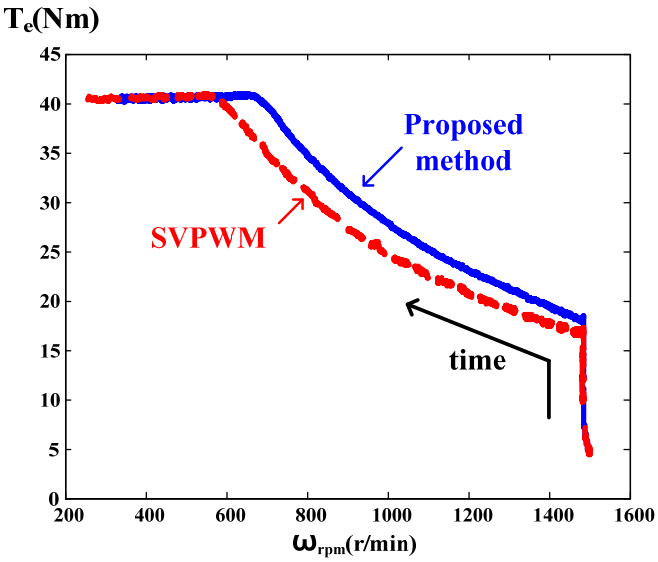
(b)


P_{out}(W)
3000
2500
2000
1500
1000
500
0
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
1.1
1.2
1.3
Time(s)
Proposed method
SVPWM

(c)



(d)



(e)

그림 4.4 부하 출력 증가 모의 실험

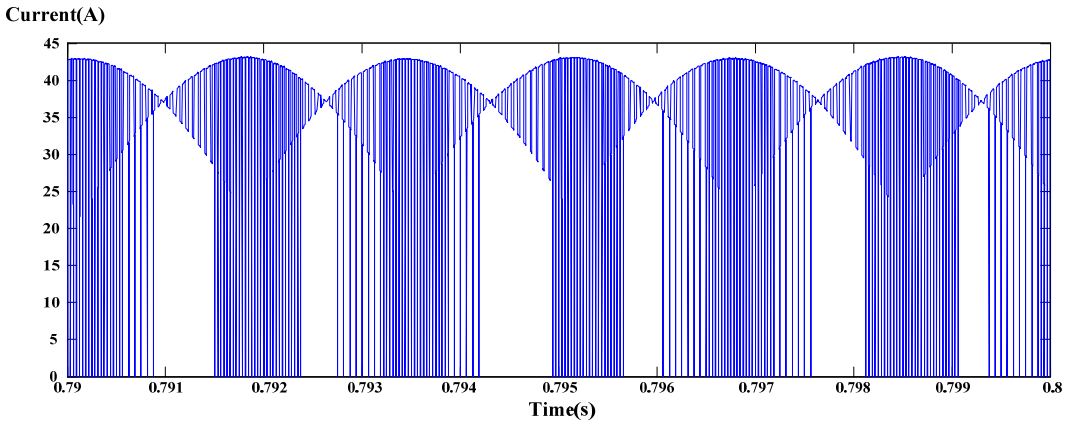
(a) 속도, (b) 토크, (c) 출력 전력, (d) 전류 벡터, (e) 속도 vs. 토크.

마지막으로 수행한 모의 실험은 3.6에서 분석한 배터리의 전류, 전압 맥동을 살펴보는 모의 실험이다. 배터리는 그림 3.21에서 소개한 구조를 사용하였으며, 배터리와 필터 DC 링크 사이의 기생 인덕턴스 L_{stray}를 추가하여 모의 하였다. 모의 실험에 사용한 배터리 및 DC 링크 필터의 제정수는 아래의 표 4.2와 같다.

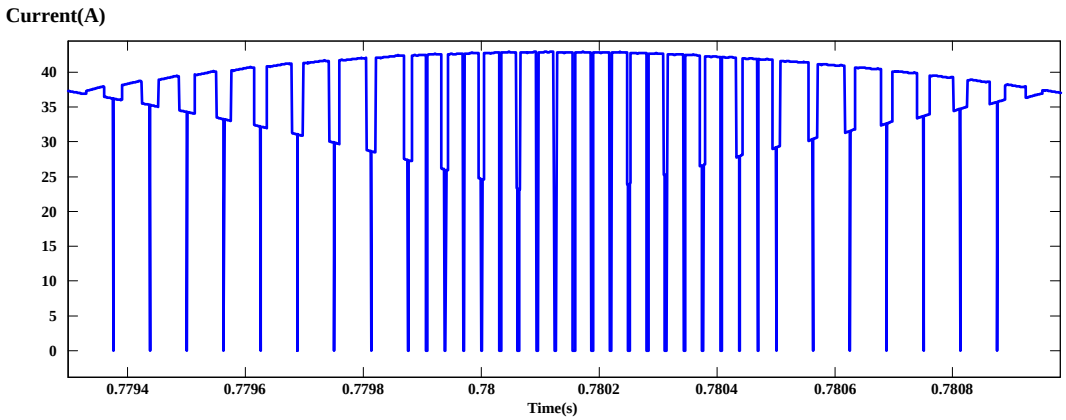
표 4.2 배터리 모의 및 운전 조건의 제정수

항목	표시	값
배터리 전압	V_{BAT}	60 V
배터리 내부 저항	R_1	0.04 Ω
완화 저항	R_2	0.05 Ω
교류 임피던스 저항	R_3	0.11 Ω
완화 커패시턴스	C_2	300 F
교류 임피던스 커패시턴스	C_3	1 mF
기생 인덕턴스	L_{stray}	0.1uH
DC 링크 커패시턴스	C_{dc}	10 μF
전동기 회전 속도	ω_{rpm}	1500 r/min
부하 토크	T_{load}	8 Nm

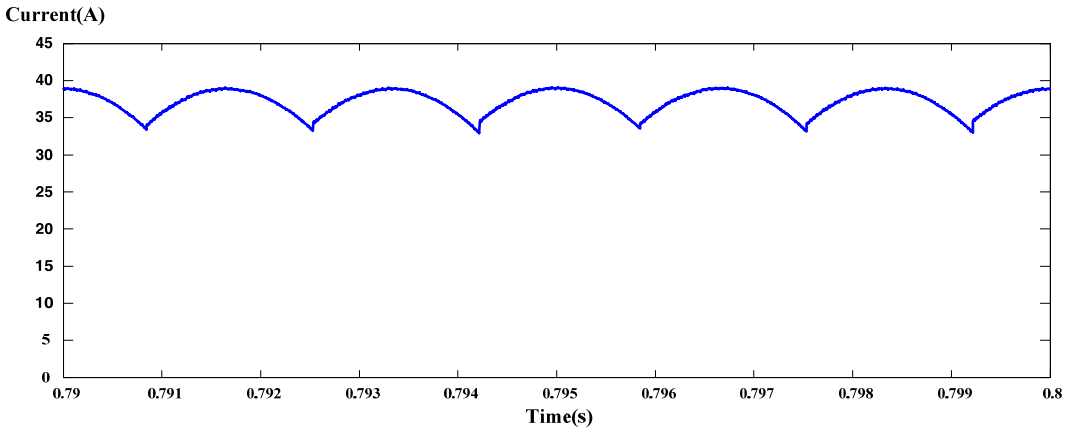
3.6에서 설명한 바와 같이 배터리 내부의 저항 성분 때문에 전류가 도통하게 되면 그에 비례하는 전압 강하가 발생하게 된다. 3.6에서 설명한 바와 같이 SVPWM을 사용하는 경우의 DC 링크 전류는 그림 4.5 (a)와 같이 불연속적으로 발생하며, (b)는 이를 확대한 그림이다. 제안하는 6스텝 운전을 사용하는 경우 DC 링크단 전류는 (c)와 같이 연속적으로 발생하게 된다.


Current(A)
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
0.79
0.791
0.792
0.793
0.794
0.795
0.796
0.797
0.798
0.799
0.8
Time(s)

(a)


Current(A)
40
35
30
25
20
15
10
5
0
0.7794
0.7796
0.7798
0.78
0.7802
0.7804
0.7806
0.7808
Time(s)

(b)



(c)

그림 4.5 전압 합성 방법에 따른 DC 링크단 전류

(a) SVPWM, (b) SVPWM 확대, (c) 6 스텝

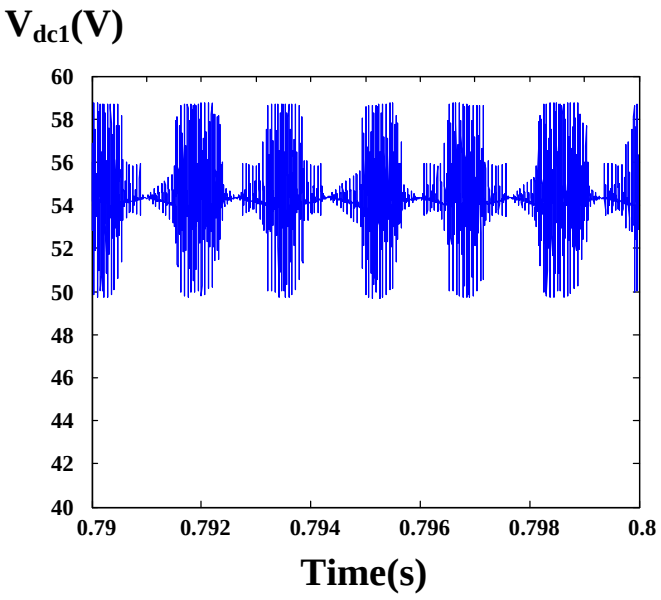
DC 링크단의 전압은 배터리의 화학적 특성에 의해 출력 전압이 바뀌게 되며, 스위칭에 의한 고조파 전류 맥동을 억제하기 위해 대용량의 필터 커패시터를 사용해야만 한다. 또한 4.5 (c)와 같은 연속 전류로 인해 고조파의 EMI가 저감 효과를 얻을 수 있다.

그림 4.5와 같이 DC 링크 전류가 발생하는 경우, 배터리의 기생 성분 특성에 의해 DC 링크 전압이 변동하게 된다. 특히, DC 링크 커패시터의 크기가 작은 경우, DC 링크 전압의 맥동이 더 심해지게 된다. 전류 맥동에 의해 발생하는 전압 맥동은 그림 4.6과 같이 형성된다.

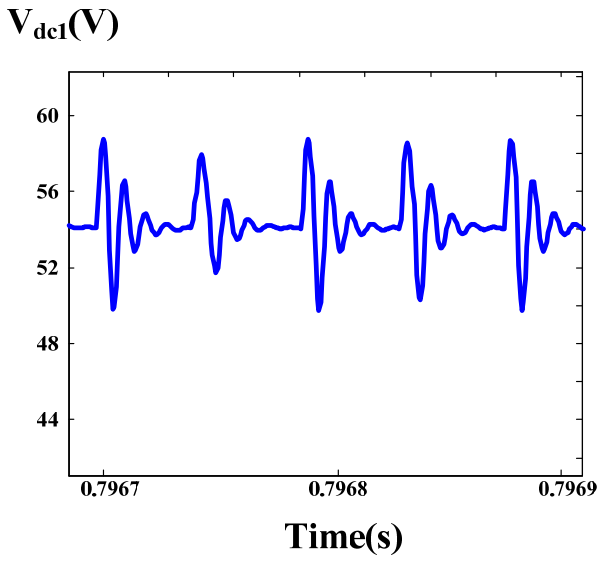
그림 4.6 (a)에서 볼 수 있듯이 필터 커패시터의 크기가 작은 편이기 때문에 SVPWM을 사용하는 경우, 전류 맥동에 의한 영향이 모두 커패시터에 반영되게 된다. (b)는 이 그림을 확대한 그림으로 기생 인덕턴스와 필터 커패시터의

공진이 발생하고 있음을 확인할 수 있다. 이는 HEV에서 배터리와 전동기 구동부의 거리가 멀기 때문에 피할 수 없는 현상이고, 역시 이를 억제하기 위해서도 필터 커패시터의 크기가 크게 설계되어야 한다.

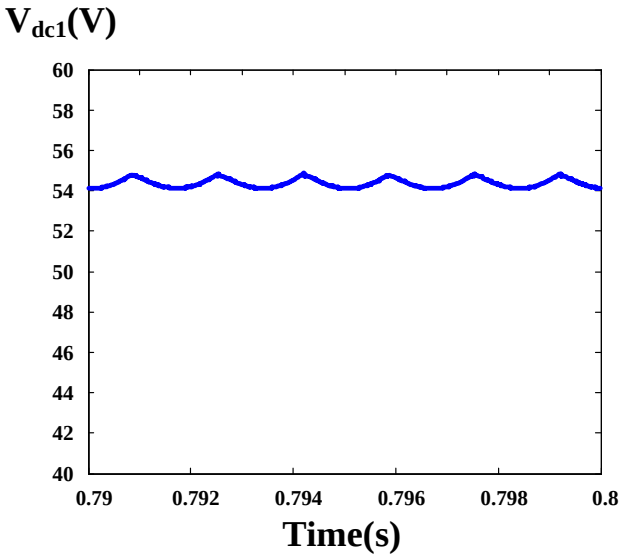
그림 4.6 (c)는 6 스텝 운전을 사용하는 경우의 DC 링크단 전압이다. 역시 필터 커패시터의 크기가 작기 때문에 배터리의 화학적 특성으로 인한 출력 전압으로 전압이 순시적으로 정의되게 된다. 하지만 SVPWM을 사용하는 경우와는 달리 전류의 고조파 맥동이 발생하지 않기 때문에 전압의 순간적인 맥동이 크게 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 4.6 전압 합성 방법에 따른 DC 링크단 전압

(a) SVPWM, (b) SVPWM 확대, (c) 6 스텝

4.2 실험 결과

본 절에서는 실제적인 실험을 통해 제안하는 방법의 유효성과 효과를 검증한 결과를 보이도록 한다. 실험에서 사용한 전동기 및 실험 조건은 표 4.1과 같으며, 이 중 관성 계수와 마찰 계수는 모의 실험에서 임의로 설정한 값이기 때문에 실험과는 무관하다. 실험은 제안하는 6 스텝 기법을 이용한 선형적 전압 합성과 이로 인한 전류의 고조파 발생 정도, 제안하는 제어기의 동작 확인까지 이루어진 상태이며, 제안하는 상세한 효과들에 대한 실험은 추가될 예정이다.

실험 세트는 그림 4.7과 같이 구성되었다. 배터리를 대신하여 DC 전원 장치를 이용하여 전원을 공급하였다.

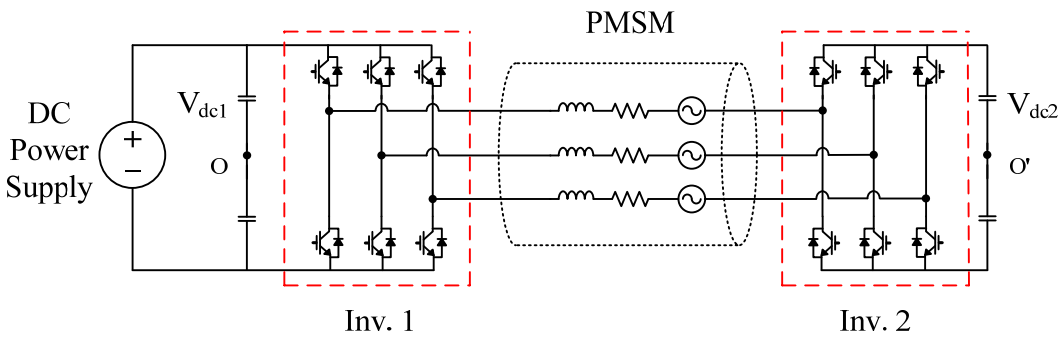


그림 4.7 실험 구성도

실험의 실제 세트 구성은 그림 4. 8과 같다.

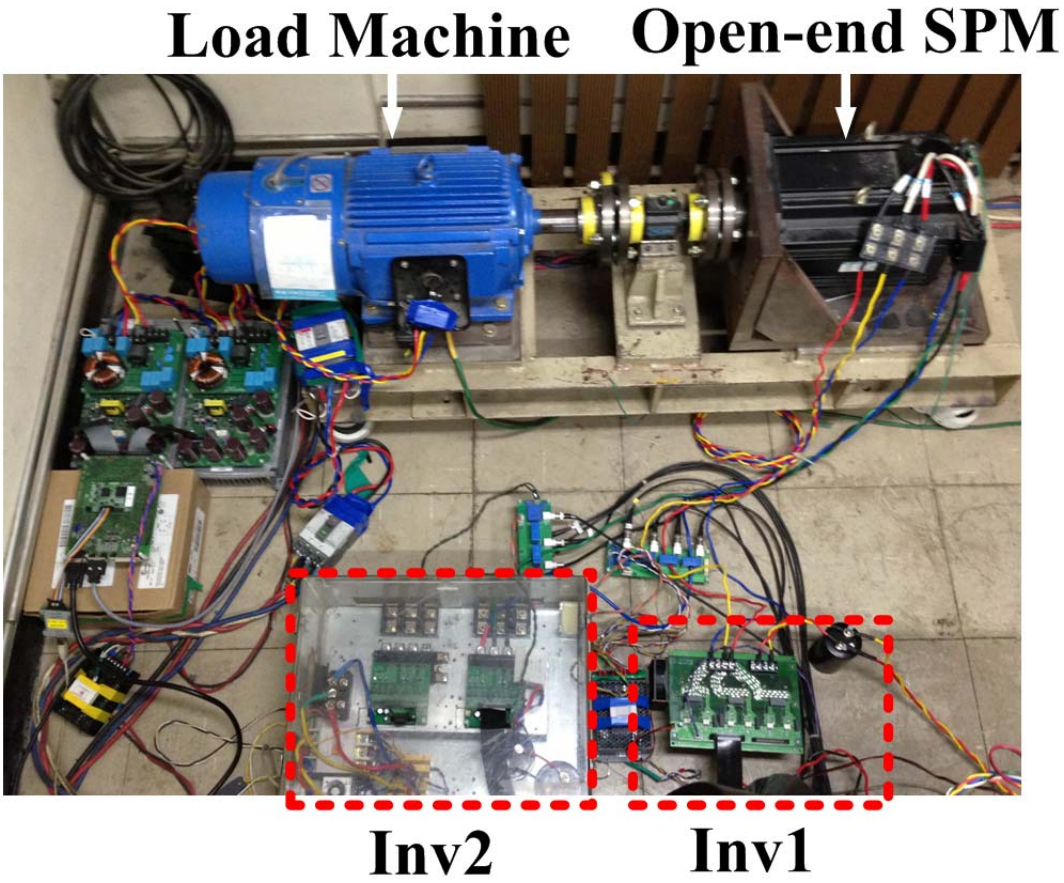
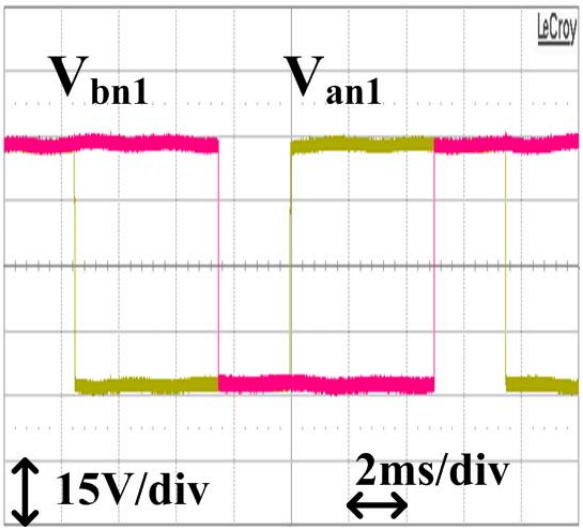


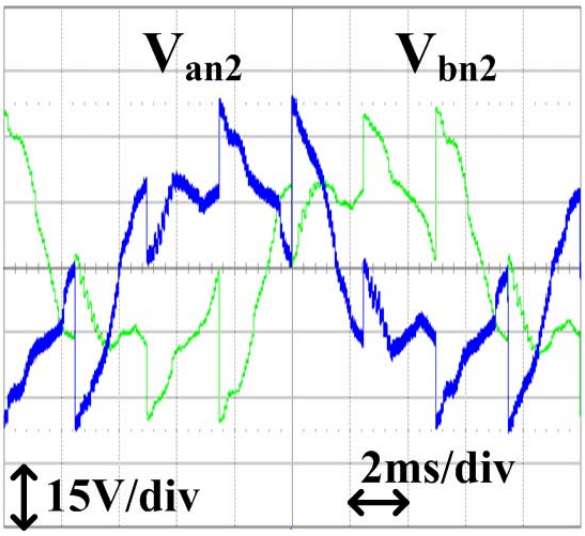
그림 4.8 전동기 및 회로 구성

Inv1측의 스위칭 소자로는 낮은 전압에 낮은 도통 손실을 가지는 스위칭 소자인 MOSFET을사용하였으며, 사용한 소자는 100V 195A 정격을 가지는 International Rectifier사의 IRFP4468PBF을 사용하였다. Inv2 측의 스위칭 소자로는 높은 전압을 인가하기 위하여 600V 100A 정격을 가지는 Mitsubishi electric의 IGBT IPM PM150RLA050을 사용하였다.

그림 4.9는 무부하 상태에서 각 인버터의 출력 전압을 살펴본 것이다.



(a)



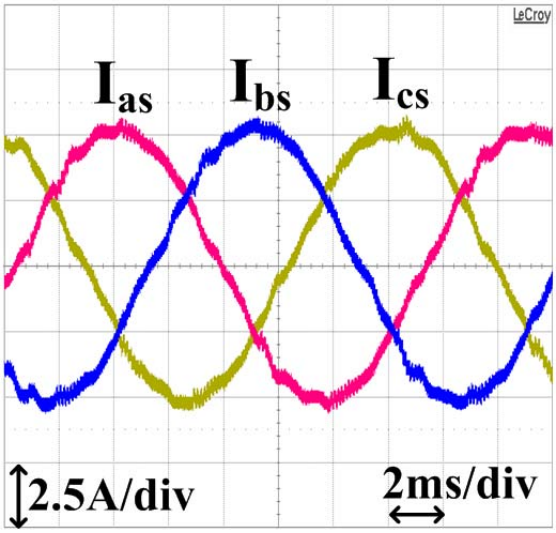
(b)

그림 4.9 제안하는 이중 인버터 구동 방법의 상 출력 전압(1000rpm)

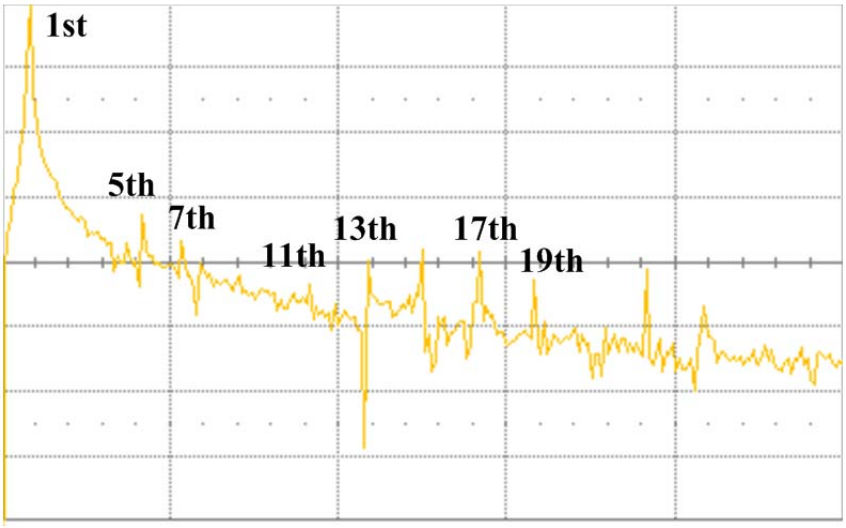
(a) Inv1, (b) Inv2.

3장과 4장에서 살펴본 것과 같이 Inv1의 전압은 6 스텝 운전을 수행하며, Inv2의 전압은 6 스텝 전압을 보상하기 위하여 고조파를 가지고 흔들리는 것을 볼 수 있다. 이 때, 전동기에 발생하는 전류와 그 FFT 결과는 그림 4.10과 같다.

6 스텝 전압이 한 쪽에서 인가되고 있지만 반대 쪽에서 그를 보상하여 전압을 합성하기 때문에 제안하는 바와 같이 정현파의 전류 파형을 얻을 수 있음을 볼 수 있다. 또한, 6 스텝 운전을 하고 있지만 반대쪽 인버터에서 전압이 충분히 보상되어 6 스텝 운전으로부터 발생하는 홀수 고조파가 감소함을 그림 4.10(b)에서 확인할 수 있다. 또한 그림 4.10(b)에서 나타나는 6차, 12차, 18차 고조파의 측파대(Sideband) 고조파는 3차, 9차 고조파가 거의 발생하지 않는 것으로 미루어보아 데드타임과 같은 인버터의 비선형성에서 발생하는 것이라고 분석할 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.10 제안하는 6 스텝 운전 결과(1000rpm)

(a) 상 전류, (b) 상 전류의 FFT.

그림 4. 11은 부하를 인가하면서 전동기의 출력 영역을 살펴본 결과이다. Inv2측의 DC링크 전압은 공통적으로 150V로 제어하였으며, 고정자 전류를 최대 25A까지 흘리면서 전동기를 구동하였다. SVPWM을 사용한 경우 Inv1의 출력 전압은 전동기 출력의 선형성을 유지하기 위하여 0.8 MI로 출력 전압이 유지되도록 약자속 제어기를 설계하였다. 단일 인버터 구동의 경우, DC 링크 전압을 60V로 하여 전동기를 구동한 결과이다. 모의 실험에서 살펴본 바와 같이 전동기의 토크 출력 능력이 제안하는 방법을 사용하는 경우 훨씬 높은 것을 확인할 수 있다.

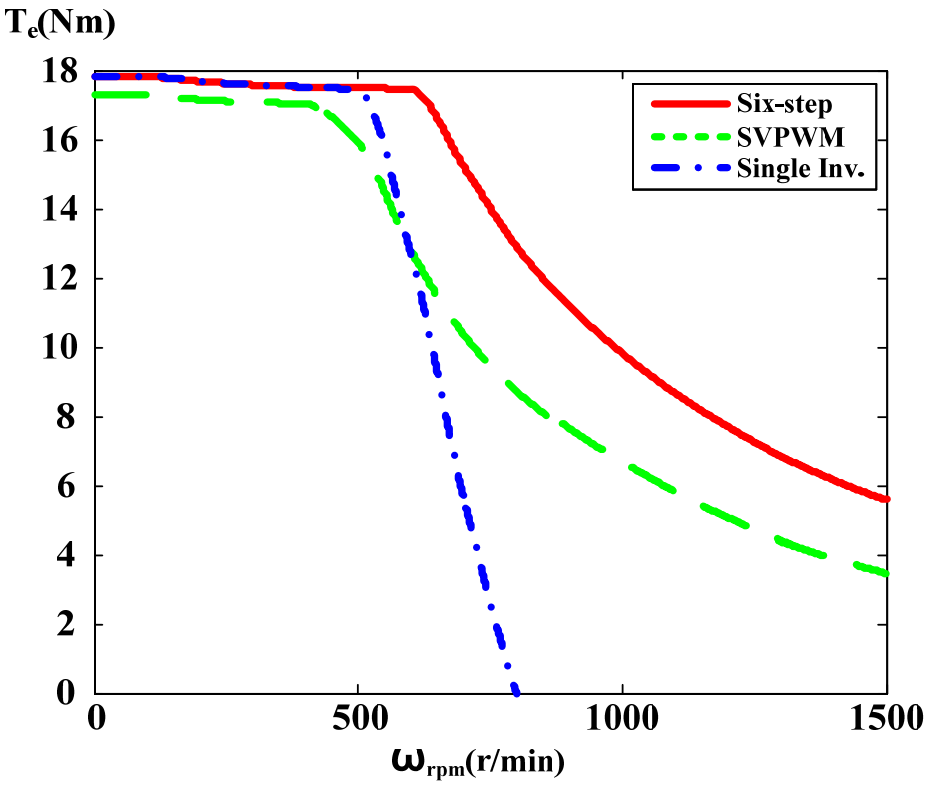
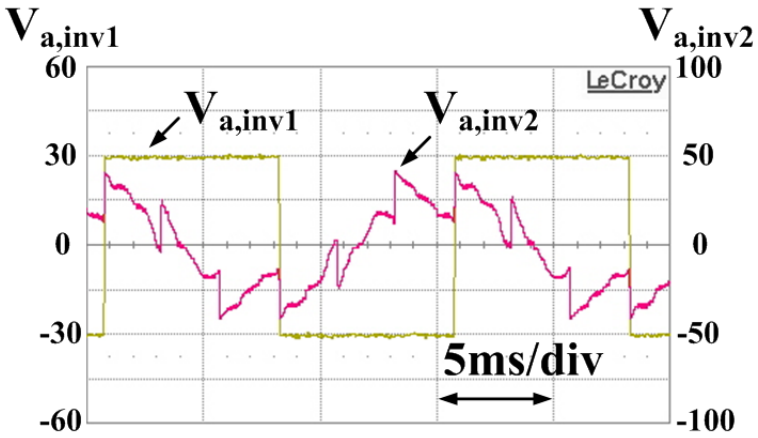
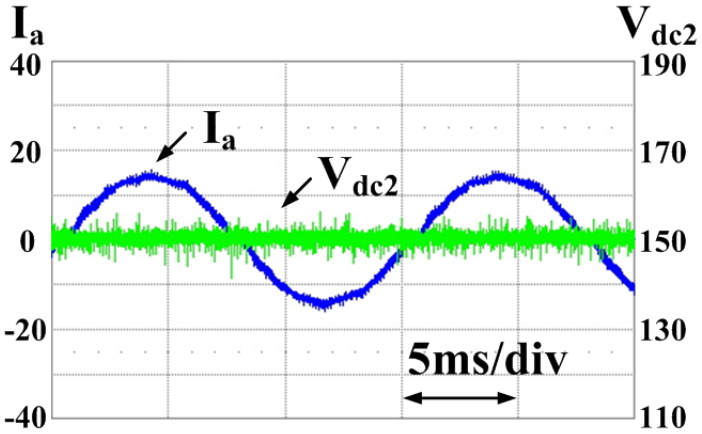


그림 4.11 인버터 구동 방법에 따른 구동 영역 분석

그림 4.12는 1000rpm에서 최대 출력 토크의 절반을 출력할 때, 인버터 출력 전압, 전류와 Inv.2 측의 DC 링크 전압을 보여준다. DC 링크 전압에 스위칭에 따른 맥동이 있지만 그 크기는 보이지 않을 정도로 작음을 알 수 있다.



(a)



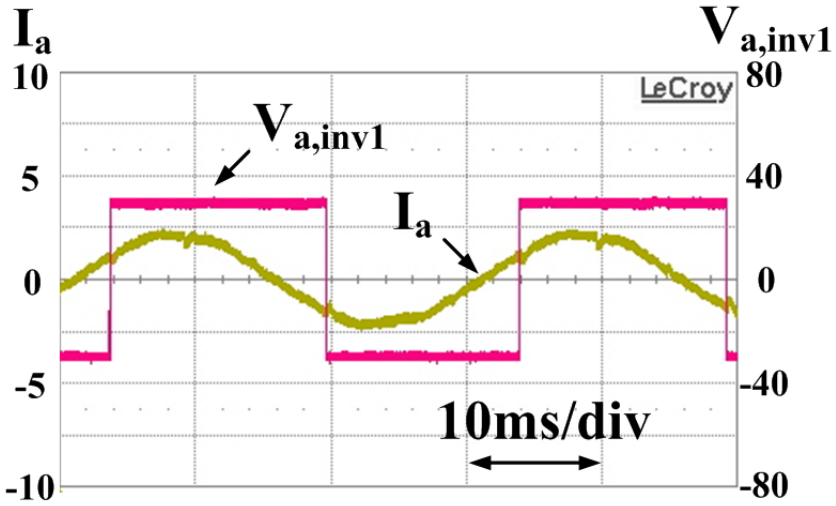
(b)

그림 4.12 1000rpm에서의 실험 결과

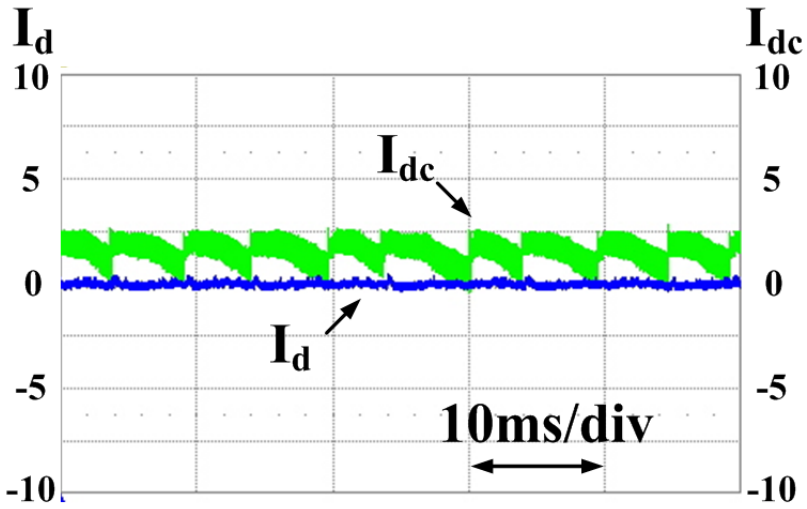
(a) 인버터 출력 전압, (b) a 상 전류와 Inv2 DC 링크 전압

그림 4.13은 500rpm에서 제안하는 위상 변조 기법을 사용한 경우의 파형을 보여준다. 4.13(a)에서 볼 수 있듯이 Inv1의 출력 전압과 전류의 위상에 차이가 있음을 알 수 있다. 4.13(b)는 이 때의 d 축 전류와 DC링크 전류를 보여준다. DC 링크 전류는 6스텝에 의해 60도 마다 급격한 크기의 변화를 가지지만 전체적으로 Inv2 측 인버터에 의한 스위칭 맥동만을 포함하고 있으며, Inv1의 스위칭에 의한 맥동은 포함하고 있지 않은 것을 확인할 수 있다. 또한 정격 속도 아래에서 동작하고 있기 때문에 전동기의 d축 전류 역시 0으로 잘 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 4.14는 200rpm에서 위상 변조 기법을 사용하였을 경우, 각 인버터의 출력 전압과 전류 Inv2의 DC 링크 전압을 보여준다. 그림 4.13에서의 조건과는 다르게 속도도 낮고 전류의 크기가 보다 크기 때문에 전력 맥동의 크기가 커지고, 이에 따른 Inv2 측 DC 링크 전압 맥동의 크기도 커지게 된다. 그림 4.14(b)에서 볼 수 있듯이 Inv2측 DC링크 전압은 기본파의 6고조파 성분을 포함하고 맥동하게 된다. 하지만 그 크기는 그렇게 크지 않음을 알 수 있다.



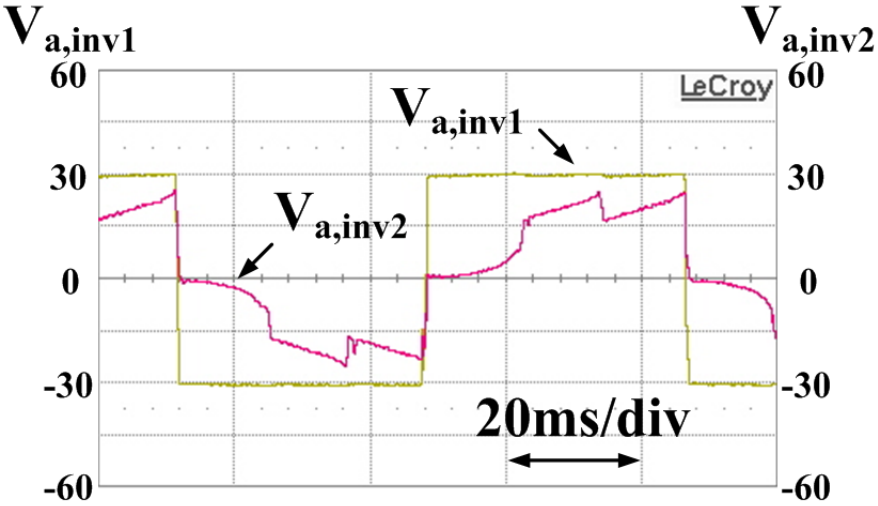
(a)



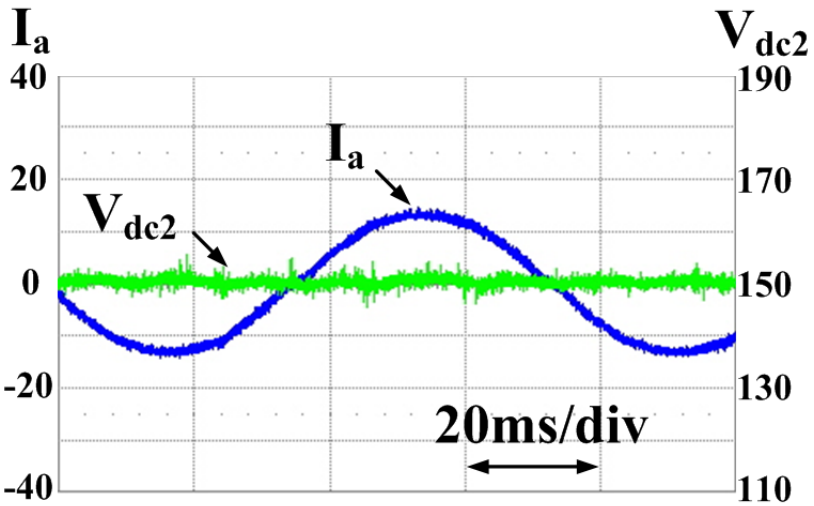
(b)

그림 4.13 500rpm에서의 위상 변조 기법 실험 결과

(a) 인버터 출력 전압, (b) a 상 전류와 Inv2 DC 링크 전압



(a)

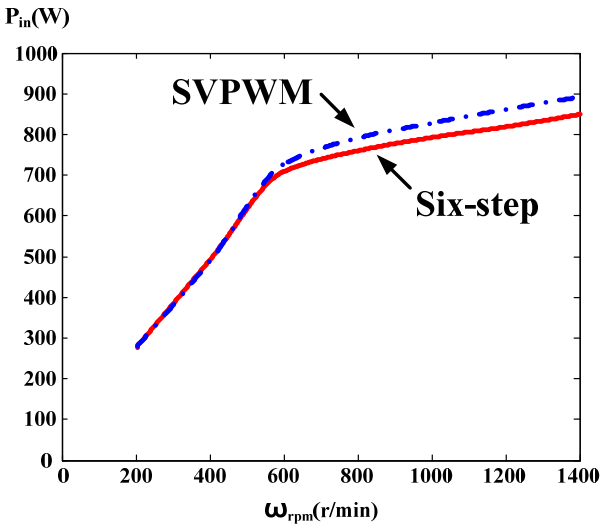


(b)

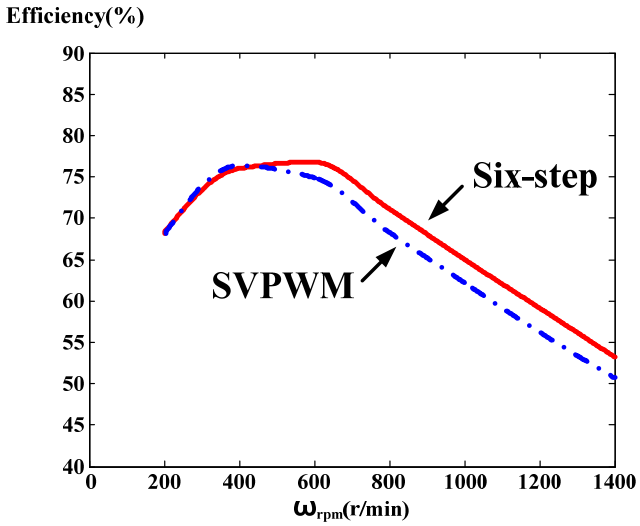
그림 4.14 200rpm에서의 위상 변조 기법 실험 결과

(a) 인버터 출력 전압, (b) a 상 전류와 Inv2 DC 링크 전압

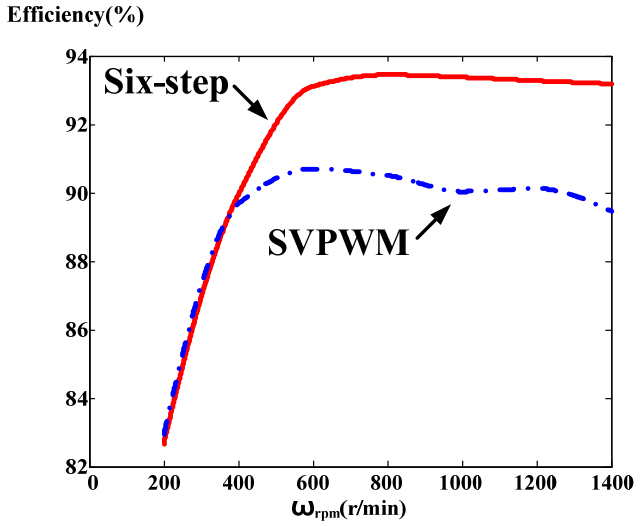
그림 4.15는 그림 4.11에서 구한 최대 토크의 절반을 출력하는 경우에서 제안된 방법과 기존의 방법을 사용하는 경우의 입력 전력과 효율을 전력 분석기를 통하여 비교한 결과이다. 4.15(a)에서 볼 수 있듯이 정격 속도 이하에서는 두 방법 사이의 전력 차이가 크지 않으나 정격 속도 이상에서는 제안하는 방법의 입력 전력이 훨씬 적다는 것을 알 수 있다. 또한 4.15(b)에서 볼 수 있듯이 제안하는 방법을 사용하는 경우 전동기 구동 효율 역시 약 3% 정도 높은 것을 확인할 수 있다. 4.15(c)는 두 방법의 인버터 효율을 비교한 결과이다. 제안하는 방법을 사용하는 경우 Inv1측의 스위칭 손실이 0이 되기 때문에 인버터 효율의 경우 4% 정도 제안하는 방법이 높은 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 4.15 기존 방법과 제안하는 방법의 전력 및 효율 비교

(a) 시스템 입력 전력, (b) 시스템 구동 효율, (c) 인버터 효율

제 5 장 결론 및 향후 과제

최근 유가의 상승과 함께 환경에 관한 문제가 대두되면서 에너지 분야 전반에서 에너지 절약을 위한 기술들이 개발되고 있다. 그 중에서 교통 분야에서는 HEV와 EV가 활발하게 연구되고 있으며, 이중 인버터를 이용한 전동기 제어 기술은 전력용 반도체 소자의 지속적인 가격 하락에 힘입어 효율적인 HEV/EV용 전동기 구동 회로로 부각되기 시작했다. 본 논문에서는 이중 인버터의 효율적인 구동을 위한 전압 합성 방법과 그로 인한 영향들을 분석하였다.

본 논문에서는 6 스텝 운전 방법을 이용하여 이중 인버터 구조에서의 전력 변환 용량을 증대시키는 방법에 대해서 연구하였으며, 제안하는 방법으로 약 10%의 용량 증대 효과를 얻을 수 있음을 보였다. 또한 6 스텝 운전으로 인해 스위칭 손실의 감소 효과를 얻을 수 있으며, 전력 변환량의 증가로 약자속 운전에 필요한 전류 역시 줄일 수 있어 인버터의 도통 손실 및 전동기의 동손 역시 줄일 수 있음을 확인하였다.

또한 본 논문에서는 6 스텝으로부터 얻을 수 있는 연속 전류의 특징을 이용하여 전류 고조파의 감소에 대해서 분석하였다. 또한 저속에서의 DC 링크 전압 유지 및 6 스텝 운전을 위한 위상 변조 방법을 적용한 6 스텝 운전 역시 제안하였으며, 그 효과도 분석하였다.

본 논문에서는 기존에 사용되던 제어 방법을 수정하여 보다 효율적인 운전이 가능하도록 개선하였으며, 이를 위해 전동기의 유효 전압 성분만을 이용하는 개선된 약자속 제어기를 제안하였다.

본 논문에서는 제안하는 이중 인버터의 구동 방법과 효과를 모의실험과 실

험을 통해 검증하였다. 실험을 통해 제안하는 방법의 실현가능성과 제안하는 방법을 통한 구동 성능의 향상을 확인할 수 있었다. 또한 제안하는 방법과 기존에 사용되던 방법의 효율을 분석하여 제안하는 방법을 통해 효율 역시 개선할 수 있음을 보였다.

참고 문헌

[1] 한국석유공사, Aug 2012[Online], Available: http://www.petronet.co.kr/

[2] Wencong Su; Eichi, H.; Wente Zeng; Mo-Yuen Chow, “A Survey on the Electrification of Transportation in a Smart Grid Environment,” *IEEE Trans.Ind.Informatics*, vol.8, no.1, pp. 1-10, Feb. 2012.

[3] 곽무신, “개방 권선 전동기를 이용한 전력 변환 시스템의 모델링 및 제어”, 박사 학위 논문, 2007년 2월.

[4] 정대웅, “옵셋 전압에 의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석”, 박사 학위 논문, 2000년 2월.

[5] Mitch Olszewski, “Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System”, Mar. 2011.

[6] JunHa Kim; Jinhwan Jung; Kwanghee Nam, “Dual-Inverter Control Strategy for High-Speed Operation of EV Induction Motors,” *IEEE Trans.Ind.Electronics*, vol.51, no.2, pp. 312-320, Apr. 2004.

[7] Joon Sung Park; Kwanghee Nam, “Dual Inverter Strategy for High Speed Operation of HEV Permanent Magnet Synchronous Motor,” *Conf. Rec. of IAS*, pp. 488-494, Oct. 2006.

[8] Zhong Du; Burak Ozpineci; Leon M. Tolbert; John N. Chiasson, “DC-AC Cascaded H-Bridge Multilevel Boost Inverter With No Inductors for Electric/Hybrid Electric Vehicle Applications,” *IEEE Trans.Ind.Applications*, vol.45, no.3, pp. 963-970, May 2009.

[9] Fang Zheng Peng, “Z-Source Inverter,” *IEEE Trans.Ind.Applications*, vol.39, no.2, pp.

504-510, May. 2003.

[10] Veeramraju Tirumala Somasekhar; Srirama Srinivas; Kommuru Kranti Kumar, "Effect of Zero-Vector Placement in a Dual-Inverter Fed Open-End Winding Induction Motor Drive With Alternate Sub-Hexagonal Center PWM Switching Scheme," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.23, no.3, pp. 1584-1591, May. 2008.

[11] J. Kalaiselvi; K.Rama Chadra Sekhar; S.Srinivas, "Common mode voltage elimination PWMs for a Dual two-level VSI with single inverter switching," *Conf. Rec. of ISIE*, pp. 234-239, May. 2012.

[12] Jong-Hwan Song; Jang-Mok Kim; Seung-Ki Sul, "A New Robust SPMSM Control to Parameter Varations in Flux Weakening Region," *Conf. Rec. of IECON*, pp. 1193-1198, Aug. 1996.

[13] Jorge O. Estima, Antonio J. Marques Caardoso, "Efficiency analysis of drive train topologies applied to electric/hybrid vehicles," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 61, no. 3, pp. 1021-1031, Mar. 2012.

[14] Davide Andrea, Battery management systems, Norwood : Artech house, 2010.

ABSTRACT

Maximum power operation of dual inverter driven open-end winding machine

Lee Yongjae

School of Electrical Engineering and Computer Science

The Graduate School

Seoul National University

Open-end winding machine indicates the motors which don't have the internal winding, Y-connection or Δ-connection, which generally used motors have. Instead, open-end winding machines have three more terminals comes from loosen internal connection.

Open-end winding machine is usually driven by dual inverter which can provide higher voltage to the motor, because it provides the voltage at both ends of windings. Besides, dual inverter can make two different voltages at each end of winding, it can make same effect with 4-level inverter.

In general, dual inverter driven open-end machines composed of two isolated power source which provides power to the each inverter. However, by eliminating one power source, DC link voltage of the disconnected inverter can be boosted through winding of machine regardless of voltage of power source. In this situation, this flying inverter can be used as reactive power source because it cannot supply or receive active power consistently. Because machines in high speed region require lots of reactive power, this type of flying inverter scheme can be used to enhance the power of the machine in high speed region.

Because active power to the machine can be drawn from the source connected inverter

only, output power of the machine is also limited by output of this inverter. In the previous studies, both inverters are modulated with SVPWM which cannot maximize the characteristic of the dual inverter structure.

In this paper, power maximization strategy of dual inverter driven machine which has single power source is proposed. This paper uses six-step operation of source connected inverter for maximize the active power output. Simultaneously, voltage distortion caused by six-step, causes odd harmonics in current, is compensated by opposite inverter. By using proposed method, output power in constant region can be increased approximately 10%. Because this method also can reduce inverter loss which is critical disadvantage of dual inverter topology, proposed method has great merits when compared with conventional method.

This paper verified validity of proposed method with 11kW PMSM. And followed effects, expansion of operable area, current ripple reduction, and efficiency enhancement, are also verified with experiment.

Key Words: Open-end winding machine, Dual inverter, Power maximization, harmonic reduction, inverter loss reduction

Student Number: 2011-20901