



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 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](#)

공학박사학위논문

낮은 주파수 변조지수의
동기 PWM을 이용한
영구자석 전동기 구동

**Synchronous Pulse Width Modulation with Low Frequency
Modulation Index in Permanent-Magnet Machine Drive**

2016년 2월

서울대학교 대학원
전기 컴퓨터 공학부
정 성 호

낮은 주파수 변조지수의
동기 PWM을 이용한
영구자석 전동기 구동

**Synchronous Pulse Width Modulation with Low Frequency
Modulation Index in Permanent-Magnet Machine Drive**

지도교수 하 정 익

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함

2015년 12월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

정 성 호

정성호의 공학박사 학위논문으로 인준함

2015년 12월

위 원 장	_____	(인)
부위원장	_____	(인)
위 원	_____	(인)
위 원	_____	(인)
위 원	_____	(인)

초록

교류 전동기는 유지 및 보수비용이 많이 드는 직류 전동기의 정류자와 브러쉬를 제거할 수 있지만, 전동기 구동을 위해서는 교류전압이 필요하다는 단점을 가진다. 하지만 반도체 소자 및 마이크로프로세서의 비약적인 발전으로 교류 전압의 합성이 용이해져, 벡터제어 기법을 이용한 교류 전동기 제어방식이 널리 사용되기 시작했다. 최근, 설치형 가전뿐만 아니라 휴대용기기나 자동차 분야까지 확장되고 있다. 특히, 이동이 요구되는 분야에서 교류전동기를 사용할 경우 무게와 부피 최소화가 필수적이기 때문에 고속전동기가 주로 사용된다.

고속전동기는 높은 운전속도로 인해 수kHz이상의 높은 출력 주파수를 필요로 하기도한다. 하지만, 반도체 소자의 제한된 스위칭 주파수 조건 때문에 합성 전압의 기본파 주파수를 증가시키는데 한계가 존재한다. 일반적으로 사용되는 고정 스위칭 주파수를 가지는 Space Vector PWM(SVPWM)방법은 출력 전압 기본파 주파수 대비 스위칭 주파수 비율, 즉 주파수 합성비율이 충분히 높지 못할 경우 기본파 주파수 성분 이외의 고조파 성분의 크기가 상대적으로 커진다. 따라서 제한된 스위칭 주파수 조건에서 높은 주파수의 기본파 전압을 합성하기 위해서는 새로운 전압합성 방식이 필요하다.

대용량 시스템에서도 필요한 기본파 주파수의 크기는 상대적으로 작지만 스위칭 주파수가 수백 Hz로 제한되기 때문에 고속전동기 구동시스템과 동일한 문제에 봉착하게 된다. 이를 해결하기 위해 대용량 시스템에서는 최적 PWM을 이용한 궤적추적 방식과 동기 PWM 방법이 제안되었다. 하지만 이 방식은 기본적으로 정상상태 운전조건을 기준으로 최적의 스위칭 인가시간을 계산하기

때문에, 제어 동특성이 나쁘고, 방대한 양의 오프라인 계산과 디지털 제어기 내에 많은 데이터 저장공간이 필요하다. 동기 PWM 방법이 제안되기도 하였지만, 유도 전동기의 V/F 제어등과 같이 개루프(open loop) 제어에만 제한적으로 사용되었다.

따라서 본 논문은 동기 PWM방법을 폐루프(closed loop)제어방식에 적용하여 six-step운전을 포함한 모든 속도영역에서 사용 가능한 영구자석 동기전동기 구동전략을 제안한다. 전압벡터 인가 방향에 따른 일반화된 평균 전압크기 수식을 유도하였으며, 이를 바탕으로 샘플링 주기 단위로 전압을 합성하는 방법을 제안한다. 출력 기본파 주파수에 비해 낮은 스위칭 주파수를 가지는 동기 PWM방법을 전동기 구동에 적용하고자 가변 샘플링 방식을 사용하였으며, 매번 변화하는 샘플링 주기로 인해 발생하는 전압오차를 분석하고 이를 보상하기 위한 방법을 제안하였다.

샘플링 횟수와 전압 합성전략에 따른 출력전압의 고조파 분석을 실시하였다. 이를 바탕으로 단위 섹터당 서로 다른 샘플링 횟수를 가지는 전압 합성방법들 간의 절환전략을 제안하고, 고정 샘플링 시스템에서 가변 샘플링 시스템으로의 전환 알고리즘을 제안하였다. 또한 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법은 약자속운전 영역에서 six-step 운전에도 적용할 수 있음을 보였다. 모의실험 및 실험을 통해 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법은 고정 샘플링을 이용한 전압 합성방법에 비해 낮은 주파수 합성비율 조건에서도 출력전류 및 토크맥동을 크게 저감 할 수 있음을 보였다.

제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법은 일반화된 수식을 통해 전압 합성을 위한 지령값을 쉽게 구할 수 있어 필요한 오프라인 계산이 최소화되고

참조표를 사용하지 않기 때문에 간단히 구현할 수 있다. 따라서 데이터 저장과 계산량에 대한 부담이 적기 때문에 최적 PWM을 이용한 궤적추정 방식에 비해 손쉽게 적용할 수 있는 방법이다. 특히 이 방법은 약자속 운전영역에서 six-step운전시, 고정 샘플링의 전압합성을 이용한 전동기 제어방법에 비해 정상 상태 성능 및 과도상태 성능이 뛰어나다는 장점을 가진다.

주요어 : 영구자석 전동기, 가변 샘플링, 동기 PWM, 낮은 주파수 변조지수, 스위칭 절환.

학 번 : 2012-30228

목차

초록.....	i
목차.....	iv
그림 목차.....	viii
표 목차.....	xv
제 1 장 서론.....	1
1.1 연구 배경.....	1
1.2 연구 목적.....	5
1.3 논문의 구성.....	6
제 2 장 낮은 주파수 변조지수에서의 전동기 구동.....	9
2.1 일반적인 3상 2레벨 전압형 인버터의 전압합성.....	9
2.1.1 스위칭 동작에 따른 출력 전압.....	9
2.1.2 전압 변조 방식.....	12
2.1.3 합성된 상전압의 고조파 특성.....	19
2.1.4 주파수 변조지수가 낮은 경우의 주파수 특성.....	22
2.2 고정 샘플링 SVPWM을 이용한 전동기 구동.....	24
2.2.1 고정 샘플링 전류제어 시스템.....	24
2.2.2 주파수 변조지수가 낮을 때의 전동기 구동 - 선형변조영역.....	28
2.2.3 주파수 변조지수가 낮을 때의 전동기 구동 - 약자속 운전영역.....	30
2.3 기존의 동기전압 합성방법.....	39
2.3.1 최적 PWM 방법.....	39
2.3.2 최적 샘플링 주기 설정 방법.....	41

2.3.3 동기 PWM 방법	41
2.4 기존의 동기전압 합성방법을 이용한 전동기 제어	54
2.4.1 동기 PWM방법을 이용한 open loop 제어	54
2.4.2 최적 PWM을 이용한 전동기 구동	56
2.4.3 가변 샘플링을 이용한 six-step 운전	65
2.5 예측제어기를 이용한 전동기 구동	76
2.5.1 고정된 샘플링 주기를 가지는 전류 예측 제어기	76
2.5.2 히스테리시스 기반의 모델 예측제어기	80
2.6 기존 방식의 한계	83

제 3 장 동기 PWM을 통해 합성된 전압.....85

3.1 합성된 전압의 동기좌표계 평균값	85
3.1.1 연속 및 불연속 스위칭 방식에서의 위치각 및 유효벡터	92
3.1.2 연속 스위칭 - 정방향 벡터인가 순서조합 “ Z_x, X, Y, Z_Y ”	95
3.1.3 연속 스위칭 - 역방향 벡터인가 순서조합 “ Z_Y, Y, X, Z_X ”	98
3.1.4 불연속 스위칭 - 정방향 벡터인가 순서조합 “ Z_x, X, Y ”, “ X, Y, Z_Y ”	100
3.1.5 불연속 스위칭 - 역방향 벡터인가 순서조합 “ Z_Y, Y, X ”, “ Y, X, Z_X ”	101
3.1.6 경계 샘플링 방식 - 경계 벡터인가 순서조합 “ Z_x, X, Z_X ”	102
3.1.7 경계 샘플링 방식 - 경계 벡터인가 순서조합 “ X, Z_x, X ”	104
3.1.8 경계 샘플링 방식에서의 연속 및 불연속 스위칭	106
3.2 샘플링 횟수 별 최대 합성전압	107
3.2.1 연속 및 불연속 스위칭 방식에서의 최대 합성 전압	107
3.2.2 경계 샘플링 방식에서의 최대 합성 전압	110
3.3 샘플링 횟수 별 전압 합성 방법	112
3.3.1 $N_s=1$ 인 전압 합성 방법	112
3.3.2 $N_s=2$ 인 전압 합성 방법	119
3.3.3 $N_s=3$ 인 전압 합성 방법	125

3.4	샘플링 주기 변화시 합성된 전압	134
3.4.1	과도 샘플링 구간에서의 전압크기 수식	135
3.4.2	샘플링 수 및 주입 방향에 따른 과도상태 전압 오차	139
3.4.3	정상상태 및 과도상태에서의 d 축과 q 축전압	141
3.4.4	과도상태 전압오차 보상	148
제 4 장	동기 PWM을 이용한 전동기 구동	149
4.1	가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 방법	149
4.1.1	동기전압 합성부분	150
4.1.2	전류제어기 및 극좌표계 변환부분	155
4.1.3	오프셋각 보정부분	156
4.1.4	실제전압 인가 시점 및 전류 샘플링 시점	159
4.1.5	모의실험 결과	163
4.2	스위칭 방법간의 절환	176
4.2.1	최소 WTHD를 가지는 동기 PWM방법간의 절환	177
4.2.2	동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환	186
4.2.3	고정 샘플링에서 가변 샘플링으로의 절환	193
4.3	약자속 영역에서의 six-step 운전	198
제 5 장	실험결과	203
5.1	실험장치의 구성	203
5.2	기존방법들의 한계	206
5.2.1	고정 샘플링을 이용한 six-step 운전	206
5.2.2	가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전방식	209
5.3	동기 PWM방법 사용시 정상상태 성능	213
5.4	가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 방법 적용	220
5.4.1	오프셋각 보상기의 영향	220
5.4.2	동기 PWM방법간의 절환	223
5.4.3	고정 샘플링에서 가변 샘플링으로의 절환	230

5.4.4 약자속 운전영역에서의 six-step 운전	233
5.4.5 연산시간에 대한 고찰.....	236
제 6 장 결론 및 향후 과제.....	238
6.1 연구 결과.....	238
6.2 제안된 시스템의 한계	240
6.3 향후 과제.....	241
참고 문헌.....	244
부 록.....	253
A.1 모의 실험 및 실험에 사용된 전동기 제정수	253
ABSTRACT	254

그림 목차

그림 2.1 3상 2레벨 전압형 인버터.....	10
그림 2.2 Six-step 전압합성 (가) 스위칭 함수, (나) 상전압.....	12
그림 2.3 삼각파 비교 전압 변조 방식.....	14
그림 2.4 스위칭 함수에 따른 공간전압벡터.....	17
그림 2.5 합성된 상전압의 고주파 분석 결과($M_f=11$).....	22
그림 2.6 교류 전동기의 토크제어 시스템 블록도.....	25
그림 2.7 전류제어기 제어 블록도.....	26
그림 2.8 전동기 제어 시 전류 및 토크 ($M_f=5.96$).....	29
그림 2.9 전압지령 수정기를 이용한 six-step 운전 제어 알고리즘.....	31
그림 2.10 전압 궤환을 이용한 약자속 제어기의 구조.....	32
그림 2.11 전압지령수정기.....	34
그림 2.12 약자속 운전영역에서의 고정 샘플링운전 ($N_s=6.64$).....	35
그림 2.13 약자속 운전영역에서의 고정 샘플링 운전시 구간 확대과형.....	37
그림 2.14 six-step 운전시 전압지령과 출력된 전압 ($N_s=6.64$).....	38
그림 2.15 최적 PWM 방법에서의 스위칭 온/오프 동작.....	40
그림 2.16 섹터에서의 샘플링 지점 및 전압지령벡터.....	42
그림 2.17 연속 스위칭 방식에서 $N_s=3$ 일 때 전압벡터 위치.....	45
그림 2.18 동기화된 연속 스위칭 방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=3$),.....	45
그림 2.19 동기화된 불연속 스위칭 방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=3$),.....	48
그림 2.20 비대칭 영벡터 변경방식에서 $N_s=2$ 일 때의 전압지령벡터 위치.....	50

그림 2.21 동기화된 비대칭 영벡터 변경방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=2$)	51
그림 2.22 경계 벡터 인가 방식에서 $N_s=4$ 일 때 전압벡터 위치	52
그림 2.23 동기화된 경계 벡터 인가 방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=2$)	53
그림 2.24 연속 /불연속 스위칭 방식의 구동 조건에 따른 V_{WTHD} 예시	55
그림 2.25 최적 PWM을 이용한 전동기 open-loop제어 블록도	56
그림 2.26 자속 궤적 제어기를 이용한 최적 PWM 합성	59
그림 2.27 자속 궤적 제어기를 이용한 closed loop제어 시스템	63
그림 2.28 자속 궤적 제어기를 이용한 최적 PWM 합성	64
그림 2.29 가변 샘플링을 이용한 six-step 운전 알고리즘	65
그림 2.30 동기좌표계 전압벡터의 초기값과 변화량	67
그림 2.31 q 축 전류제어 폐루프의 극점 ($K_p=0.05$)	72
그림 2.32 약자속운전 영역에서의 가변 샘플링 운전 ($N_s=1.0$)	73
그림 2.33 약자속운전 영역에서의 가변 샘플링 운전시 구간 확대과정	74
그림 2.34 유한 제어요소 - 전류예측 제어기의 구조	78
그림 2.35 히스테리시스 기반 예측 제어기 구조	80
그림 2.36 히스테리시스 기반 예측 제어기에서 전류지령과 전류벡터	81
그림 3.1 기본과 한주기 동안 V_1 과 V_2 인가시 동기좌표계 dq 축전압	86
그림 3.2 V_1 과 V_2 사용시 동기좌표계 전압각에 따른 dq 축 평균전압	88
그림 3.3 V_x - V_y 순서로 벡터 인가시 합성된 동기좌표계 dq 전압	90
그림 3.4 V_y - V_x 순서로 벡터 인가시 합성된 동기좌표계 dq 전압($\theta_{dq} = 0^\circ$)	91
그림 3.5 연속 및 불연속 스위칭 : 샘플링 주기 및 전압지령벡터의 위치각	92
그림 3.6 유효벡터 V_x 와 V_y 의 사이각에 대한 상관관계	93

그림 3.7 “ Z_x, X, Y, Z_y ” 인가시 k 번째 샘플링주기의 동기좌표계 dq 축전압.....	96
그림 3.8 “ Z_y, Y, X, Z_x ” 인가시 k 번째 샘플링주기의 동기좌표계 dq 축전압.....	99
그림 3.9 경계 샘플링 방식 : 샘플링 주기 및 전압지령벡터의 위치각.....	102
그림 3.10 경계 샘플링 방식에서 “ Z_x, X, Z_x ” 인가시 동기좌표계 dq 축전압.....	103
그림 3.11 경계 샘플링 방식에서 “ X, Z_x, X ” 인가시 동기좌표계 dq 축전압.....	105
그림 3.12 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 [$30^\circ P$]: 스위칭함수 및 상전압.....	113
그림 3.13 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 [$30^\circ P$]: 고조파 분석.....	113
그림 3.14 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N$]: 스위칭 함수 및 상전압 파형.....	115
그림 3.15 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N$]: 고조파 분석.....	115
그림 3.16 $N_s=1$, 경계 샘플링 방법 [$0^\circ B$]: 스위칭 함수 및 상전압 파형.....	117
그림 3.17 $N_s=1$, 경계 샘플링 방법 [$0^\circ B$]: 고조파 분석.....	118
그림 3.18 $N_s=1$ 인 전압 합성방법 사용시 상전압의 가중 전고조파 왜곡율.....	118
그림 3.19 $N_s=2$ 경계 샘플링방법 [$0^\circ B/30^\circ P$]: 스위칭함수 및 상전압.....	120
그림 3.20 $N_s=2$ 경계 샘플링방법 [$0^\circ B/30^\circ P$]: 고조파 분석.....	121
그림 3.21 $N_s=2$ 연속 스위칭 방법 [$15^\circ P/45^\circ N$]: 스위칭함수 및 상전압.....	122
그림 3.22 $N_s=2$ 연속 스위칭 방법 [$15^\circ P/45^\circ N$]: 고조파 분석.....	124
그림 3.23 $N_s=2$ 인 전압 합성방법 사용시 상전압의 가중 전고조파 왜곡율.....	125
그림 3.24 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]: 스위칭함수 및 상전압....	126
그림 3.25 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]: 고조파 분석.....	128
그림 3.26 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]: 스위칭함수 및 상전압....	129
그림 3.27 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]: 고조파 분석.....	130
그림 3.28 $N_s=3$ 불연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]: 스위칭함수 및 상전압	131

그림 3.29 $N_s=3$ 불연속 스위칭 방법 $[10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P]$: 고조파 분석.....	132
그림 3.30 $N_s=3$ 인 전압 합성방법 사용시 상전압의 가중 전고조파 왜곡율	133
그림 3.31 동기좌표계 전압각 변화에 따른 dq 평균 전압변동.....	134
그림 3.32 연속 스위칭 방법 $[30^\circ P]$ 에서 동기좌표계 전압각 변화에 따른 dq 평균 전압변동.....	143
그림 3.33 연속 스위칭 방법 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 에서 동기좌표계 전압각 변화에 따른 dq 축 평균 전압변동.....	147
그림 4.1 가변 샘플링을 이용한 전류제어 블록도.....	150
그림 4.2 시스템 트리거의 구조.....	150
그림 4.3 동기전압 합성부분의 구조.....	151
그림 4.4 극좌표계 변환부분의 구조.....	155
그림 4.5 육상각 보상기 부분의 구조.....	159
그림 4.6 샘플링, 제어기 연산 및 전압인가 시점.....	161
그림 4.7 육상각 보상 알고리즘 적용 전/후의 과도상태 성능비교.....	164
그림 4.8 $N_s=1$ 의 전압 합성방법 사용시 상전압 및 상전류 파형.....	167
그림 4.9 $N_s=2$ 의 전압 합성방법 사용시 상전압 및 상전류 파형.....	169
그림 4.10 $N_s=3$ 의 전압 합성방법 사용시 상전압 및 상전류 파형.....	171
그림 4.11 운전주파수에 따른 방법별 평균 스위칭 주파수.....	176
그림 4.12 최소 WTHD가지는 동기PWM방법간의 절환: 전압합성 방법 별 평 균 스위칭 주파수 및 상전압 WTHD.....	178
그림 4.13 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 상전류 및 샘플링 시간	180

그림 4.14 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 각 방법의 샘플링 지점 및 삼각파 신호.....	181
그림 4.15 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 절환시 상전압 및 dq 축 전류.....	182
그림 4.16 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 정상상태 자속계적	184
그림 4.17 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 과도상태 자속계적	185
그림 4.18 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 전압합성 방법 별 평균 스위칭 주파수 및 상전압 WTHD.....	188
그림 4.19 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 각 방법의 샘플링 지점 및 삼각파 신호.....	189
그림 4.20 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 절환시 과도 상태 상전압 및 dq 축 전류.....	190
그림 4.21 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기PWM방법간의 절환: $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 에서의 정상상태 자속계적.....	191
그림 4.22 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 과도상태 자속계적.....	192
그림 4.23 샘플링 시점을 고려한 가변 / 고정 샘플링 절환 알고리즘.....	194
그림 4.24 샘플링 시점을 고려하지 않고 가변 샘플링으로 변환시 전류파형	195
그림 4.25 샘플링 시점을 고려하여 가변 샘플링으로 변환시 전류파형.....	197
그림 4.26 가변 샘플링 동기PWM방법을 이용한 six-step 운전 알고리즘.....	198
그림 4.27 동기 PWM방법을 이용한 약자속 운전시 전류 및 토크파형.....	199
그림 4.28 약자속 운전영역에서의 고정.....	201

샘플링 운전시 구간 확대과형.....	201
그림 5.1 마이크로프로세서와 FPGA로 구현된 제어보드.....	203
그림 5.2 80,000 r/min 구동이 가능한 400W 동기 전동기.....	204
그림 5.3 3,000 r/min 구동이 가능한 150W 동기 전동기 시험세트.....	204
그림 5.4 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전시 전류파형($M_f=11.9$).....	207
그림 5.5 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전시 전류파형($M_f=12.0$).....	207
그림 5.6 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전($M_f=11.9$)시 과도구간 확대.....	208
그림 5.7 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전시 전류파형.....	210
그림 5.8 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전시 과도구간 확대.....	211
그림 5.9 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전시 전류파형.....	212
그림 5.10 $N_s=1$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압 및 상전류 파형	213
그림 5.11 $N_s=1$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압의 고조파 측정 결과.....	215
그림 5.12 $N_s=2$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압 및 상전류	216
그림 5.13 $N_s=2$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압의 고조파 측정 결과	216
그림 5.14 $N_s=3$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압 및 상전류	217
그림 5.15 $N_s=3$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압의 고조파 측정 결과	218
그림 5.16 옵셋각 보상기 적용 전후의 전류파형.....	220
그림 5.17 $+0.5A$ q 축 전류지령 인가구간 확대 파형	222
그림 5.18 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 에서 $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 로의 절환시 전류/전압파형 ...	223
그림 5.19 $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 에서 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 로의 절환시 전류/전압파형....	225
그림 5.20 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 에서 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 로의 절환시 전류/전압파형 .	226
그림 5.21 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 에서 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 로의 절환시 전류/전압파형 .	227

그림 5.22 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 에서 $CS[30^\circ P]$ 로의 절환시 전류/전압파형	228
그림 5.23 $CS[30^\circ P]$ 에서 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 로의 절환시 전류/전압파형	229
그림 5.24 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로 절환시 dq 축 및 A 상 전류 ($\theta_{smp} - \theta_{fix} = 10^\circ$)	231
그림 5.25 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로 절환시 dq 축 및 A 상 전류 ($\theta_{smp} - \theta_{fix} = -2^\circ$)	232
그림 5.26 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 이용하여 약자속영 역 six-step운전시 전류파형	233
그림 5.27 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 이용하여 약자속영 역 six-step운전시 전류파형(그림5.26의 과도상태 확대)	235

표 목차

표 1.1 고속 전동기의 적용 사례.....	2
표 2.1 3상 전압형 인버터의 스위칭 상태에 따른 폴전압과 출력 상전압.....	11
표 2.2 조건에 따른 최소 서브 하모닉 주파수 예시.....	24
표 2.3 반파대칭과 3상 평형이기 위한 섹터 초기벡터와 최종벡터 조건.....	43
표 2.4 연속 스위칭 방식의 샘플링수에 따른 벡터인가 예시.....	44
표 2.5 불연속 스위칭 방식의 샘플링수에 따른 벡터인가 예시.....	47
표 2.6 비대칭 영벡터 변경방식의 샘플링수에 따른 벡터인가 예시.....	49
표 2.7 경계 벡터 인가 방식에서 합성 가능한 PWM 전략.....	52
표 3.1 유효벡터의 동기좌표계 d 축과 q 축 순시전압 표현.....	87
표 3.2 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=1$ 일때 최대 합성 전압.....	109
표 3.3 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=2$ 일때 최대 합성 전압.....	109
표 3.4 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=3$ 일때 최대 합성 전압.....	109
표 3.5 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=4$ 일때 최대 합성 전압.....	109
표 3.6 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=5$ 일때 최대 합성 전압.....	109
표 3.7 경계 샘플링 방식에서 $N_s=2$ 일때 최대 합성 전압.....	111
표 3.8 경계 샘플링 방식에서 $N_s=4$ 일때 최대 합성 전압.....	111
표 3.9 $N_s=1$ 에서 전압 합성시 $\Delta\theta_{dq}$ 에 따른 전압크기($\phi_z=\pi/3\times 0.2$ 조건).....	140
표 3.10 $N_s=3$ 에서 전압 합성시 $\Delta\theta_{dq}$ 에 따른 전압크기($\phi_z=\pi/9\times 0.2$ 조건).....	140
표 4.1 섹터에 따른 ABC 상과 최대/중간/최소값 지령신호의 관계.....	153

표 4.2 동기 PWM방법 별 스위칭 손실 및 도통 손실	175
표 4.3 속도에 따른 전압변조지수(M_v).....	177
표 4.4 방법 별 샘플링 시점 및 삼각파 방향.....	186
표 5.1 적용된 방법 별 사용된 연산 및 시스템 clock 수	237
표 A.1 400W 표면부착형 전동기 제정수	253
표 A.2 150W 표면부착형 전동기 제정수	253

제 1 장 서론

1.1 연구 배경

1980년대의 반도체 소자 및 마이크로 프로세서의 비약적인 발전으로 인해 원하는 교류전압 합성이 용이해졌고, 이를 이용한 교류 전동기 제어시스템이 산업계에서 널리 사용되기 시작했다[1]-[2]. 초기에는 대부분 팬과 펌프 등과 같은 유량제어에 적용되기 시작하였으며, 이후 견인 전동기 구동에 사용되기도 하였다[1]. 1990년대 들어서는 공작기계, 로봇틱스 등과 같은 모션제어까지 그 응용분야가 확대 되었으며, 최근에는 고속전동기를 이용한 휴대용 청소기, 소형 발전기 등 이동형 시스템에도 적용되기 시작하였다[3]. 이렇듯 교류전동기 제어 시스템은 대용량 저속시스템에서 소용량 고속 시스템으로 점차 그 적용 분야가 확대되고 있다.

팬, 펌프, 또는 케도 차량 등 대용량 전동기 구동 시스템의 경우 필요한 출력전압의 주파수는 비교적 낮으나[4]-[5], IGCT(Integrated Gate Commutated Thyristors)나 GTO(Gate Turn-off Thyristor)등과 같은 고전압 고전류의 스위칭 소자를 사용하기 때문에 스위칭 주파수가 수백 Hz 로 제한된다[2], [6]. 따라서 스위칭 주파수 대비 출력하고자 하는 전압의 기본파 주파수 비율, 주파수 변조 지수(M_f)가 낮다.

휴대용 청소기 및 소형 발전기 등의 고속 전동기 적용사례는 표 1.1에 정리 하였다[3], [7]-[14]. 전동기의 용량은 수 kW 에서 수백 W 등 적용 분야에 따라 다양 하며 운전속도는 최대 500 kr/min 까지 적용되기도 하였다. 운전속도 대비 기본파 주파수를 낮추기 위해 주로 2극 전동기가 사용되며, 높은 운전속도로 인해

표 1.1 고속 전동기의 적용 사례

분야	용량	속도	기본과 주파수	전동종류
PCB 전동드릴	200W	300,000 r/min	5kHz	영구자석동기기
마이크로 가스터빈	100W	500,000 r/min	8.3kHz	영구자석동기기
터보 차저	10kW	80,000 r/min	1.3kHz	유도기
휴대용 청소기	400W	100,000 r/min	1.7kHz	영구자석동기기

수kHz의 기본과 주파수를 가진다. 전동기의 종류는 표면부착형 영구자석 동기기 가 주로 사용되나 유도기가 적용된 사례도 있다[3]. MOSFET(Metal-oxide-semiconductor field effect transistor)이나 IGBT(Insulated Gate Dipolar Transistor)와 같은 소자를 사용할 경우 스위칭 주파수는 수십 kHz로 제한되는데[6], 고속전동기의 수kHz의 높은 출력 주파수 전압과 높은 운전속도로 인해 주파수 변조지수가 낮게 된다.

저속 대용량 시스템이나 소용량 고속운전시스템 모두 사용 가능한 스위칭 주파수 대비 출력하고자 하는 기본과 주파수가 상대적으로 높다는 공통점이 있다. 이러한 주파수 변조지수가 낮은 조건에서 일반적으로 널리 사용되는 삼각파 비교방식을 이용한 전압 합성방법을 사용할 경우 출력된 전압에 기본과 이외의 많은 고조파 성분을 포함하게 된다[15]-[17]. 이를 해결하기 위해 최적 PWM방식[18]-[20], 동기 PWM방식[21]-[23], 가변 sampling을 이용한 six-step 운전방식[24]-[25], 전류예측제어기 등이 연구되었다[26].

최적 PWM을 이용한 전압 합성 방법은 대용량 전동기 시스템에 적용되어 현재까지 널리 사용되고 있는 방식이다[18]-[20]. 기본과의 한 주기를 바탕으로

상전류의 Total Harmonic Distortion(THD)등을 최소로 하는 최적의 펄스 패턴을 오프라인으로 계산해 두었다가 구동시 사용하는 방식이다. 이 계산은 정상 상태를 기준으로 이루어지기 때문에 과도시 제어성능 향상을 위해 펄스패턴 수정기 등이 추가로 사용된다. 하지만 최적 PWM을 이용한 방법은 기본적으로 최적의 스위칭 인가시간에 대한 방대한 양의 오프라인 계산이 필요하고, 시스템의 구조 및 구현이 복잡하다는 단점이 존재한다.

동기 PWM방법은 기본과 주파수에 비해 낮은 스위칭 주파수를 가질 때 출력된 전압의 고조파 성분 크기를 최소화 할 수 있는 전압합성 방법으로 제시된 것이다[21]-[23]. 하지만 이러한 동기 PWM방법은 전류 피드백 없이 주파수 대비 출력전압의 크기를 선형적으로 증가시키는 개루프(open loop)제어 방식에 결합하여 빠른 동특성이 요구되지 않는 유도 전동기 제어에 제한적으로 사용되었다[27]-[28].

six-step 운전시 고정 샘플링을 이용한 시스템에서 샘플링 주파수가 충분히 높지 못할 경우 출력전압의 왜곡은 더 심해진다[29]. 이를 해결하기 위해 맥동 가변 샘플링을 이용한 six-step 전압 합성 방법이 제안되기도 하였으나[24]-[25], 이 방법은 출력전압을 항상 최대 출력전압으로 고정하는 방법으로 저전압 합성이 불가능하다. 따라서 정격속도 이하 영역에서는 효율적인 운전이 불가능하기 때문에 완전한 전동기 구동 대책이 되지 못한다.

전류 예측제어기를 이용한 방식은 최적제어기법 중 하나인 모델 예측 제어 기법을 이용한 전동기 구동방식이다[30]-[31]. 샘플링된 전류에서 각 전압 벡터 인가시 고정된 샘플링 시간 이후의 전류값을 전동기 모델로부터 예측하고, 전류오차가 최소가 되는 전압벡터를 선정하는 방식이다. 이 방법은 과도상태

전류응답이 빠르다는 장점이 있지만, 제정수 오차시 제어성능이 떨어지고 정상 상태 전류 THD가 나쁘다는 단점이 있다.

따라서 본 논문은 동기 PWM방법을 폐루프(closed loop) 제어방식에 적용하여 정상상태 THD 및 과도상태 특성을 유지하면서 six-step 운전을 포함한 모든 속도영역에서 적용 가능한 영구자석 동기 전동기 구동전략을 제안한다. 먼저, 동기 PWM방법에 의해 출력된 전압을 주기평균 개념으로 분석하고, 샘플링 주기 단위로 원하는 크기의 전압을 합성하는 방법을 제안하였다. 또한 샘플링 주기 변화로 인해 발생하는 전압오차를 분석하고, 이를 보상하기 위한 방법에 대해 서술한다.

낮은 주파수 변조지수 조건에서 전동기 구동이 가능한 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법의 새로운 구조를 제안한다. 운전 주파수 별 동기 PWM방법을 선택하고 각 방법 별 절환 알고리즘을 제안하며, 저속에서의 사용하는 고정 샘플링 시스템에서 제안된 가변 샘플링 시스템으로 전환하는 알고리즘 또한 제안한다. 또한 약자속 영역에서 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 six-step 운전에 적용하며, 실험 및 모의실험을 통해 제안된 시스템의 운전 성능을 기존 방법과 비교해 본다.

1.2 연구 목적

동기 PWM방법에는 기본파 한 주기당 사용하는 펄스 수와 벡터인가 조합에 따른 다양한 전압 합성 방법이 존재한다. 따라서 각기 다른 전압 합성방법에 대해 주어진 샘플링 주기에 따른 평균전압의 크기를 매번 구하기에는 반복적인 노력이 요구된다. 따라서 평균 전압 크기에 대한 일반화 수식이 있을 경우 다양한 동기 PWM방법을 좀 더 쉽게 분석 할 수 있다.

또한 각 샘플링 마다 어떠한 기준으로 스위칭을 실시해야 원하는 크기의 전압을 합성 할 수 있는지에 대한 분석이 필요하며, 이를 바탕으로 매 샘플링 마다 원하는 크기의 전압을 합성할 수 있어야 한다.

동기 PWM방법을 이용한 폐루프제어를 위해 가변 샘플링 시스템을 이용하는데, 샘플링 주기가 가변하는 조건이 평균전압 합성에 미치는 영향을 살펴볼 필요가 있다. 이때 출력된 전압에 오차가 존재한다면, 그 크기에 대한 분석과 보상방법에 대한 연구가 필요하다.

다양한 종류의 낮은 주파수 변조지수를 가지는 동기 PWM방법이 존재하지만, 운전속도에 따라 최적의 스위칭 방식이 다를 수 있다. 따라서 다양한 동기 PWM방법의 정상상태 고조파 특성에 대한 분석이 필요하며, 이를 바탕으로 운전 속도에 따라 고조파의 크기가 작은 전압합성방법을 선택해야 한다. 하지만 선택된 스위칭 방법을 연결하는 과정에서 문제점이 없는지에 대한 고찰이 필요하다. 적용 시스템에 따라서는 스위칭 방법의 절환시점에 토크 맥동이 작아야 하는 시스템이 있을 수 있기 때문에, 절환에 의해 발생하는 과도 전류 및 토크를 줄이기 위한 방법에 대한 연구가 필요하다.

전동기의 저속 및 영속에서는 기본파 주파수가 낮기 때문에 가변 샘플링을

이용한 동기 PWM방법을 적용하기에 어려움이 있다. 따라서 특정 속도 이하에서는 일반적인 고정 샘플링 시스템을 사용하고, 특정속도 이상에서는 가변 샘플링 시스템으로 전환하는 알고리즘이 필요하다. 여기서 가변 샘플링 시스템에서는 동기 PWM방법을 사용하기 때문에 샘플링은 고정된 위치에서 실시한다. 하지만, 고정 샘플링 시스템의 경우 샘플링 지점이 정지좌표계 상에서 계속 변동하기 때문에 가변 샘플링 시스템으로 전환시 주의가 필요하다.

이러한 사항들을 고려하여, 본 논문의 목적을 정리하면 다음과 같다.

- (1) 동기 PWM방법을 샘플링 주기 평균전압 크기에 대한 일반화 수식을 이용해 분석하고, 전압합성을 위한 스위칭 신호 인가 기준을 마련한다.
- (2) 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에서 전압합성시 샘플링 주기가 가변하게 되고, 그로 인해 출력된 전압에 미치는 영향을 분석하며, 오차 존재시 이를 보상하기 위한 대책을 마련한다.
- (3) 여러 가지의 낮은 주파수 변조지수를 가지는 동기 PWM방법을 알아보고 합성된 전압의 주파수 특성을 분석한다. 속도에 따른 최적의 스위칭 방법, 다른 동기 PWM방법간의 전환시 또는 고정 샘플링 시스템에서 가변 샘플링 시스템으로의 전환시 고려해야 하는 요소를 알아보고 이를 바탕으로 전환 및 전환전략을 모색한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

1 장에서는 서론을 기술한다. 서론에서는 연구의 배경, 목적, 그리고 논문의

구성에 대해 서술한다.

2장에서는 기존의 고정 샘플링을 이용한 전압 합성 방법과 주파수 변조지수가 낮은 조건에서 고정 샘플링을 이용한 전동기 구동시 그 성능과 한계에 대해 서술한다. 또한 이를 해결하기 위한 기존의 동기화 전압 합성 방법들을 소개하고, 이들의 장단점에 대해 살펴본다.

3장에서는 동기 PWM방법을 주기평균 관점에서 분석하는 방법을 제안하고, 이를 낮은 주파수 변조지수를 가지는 동기 PWM방법에 적용해본다. 3.1절에서는 전압벡터의 인가 순서에 따른 동기좌표계 전압 크기를 일반화된 수식으로 표현하고, 이를 바탕으로 샘플링 횟수 별 최대 합성 가능한 전압의 크기를 3.2절에서 살펴본다. 3.3절에서는 일반화된 전압 크기 수식을 낮은 주파수 변조지수를 가지는 동기 PWM방법에 적용하였으며, 그 방법에 대한 주파수 분석을 실시하였다. 3.4절에서는 낮은 주파수 변조지수를 가지는 동기 PWM방법이 가변하는 샘플링 주기에서 발생하는 오차를 살펴보고, 이를 보상하기 위한 방법을 제안한다.

4장에서는 동기 PWM방법을 전동기 구동에 적용하기 위해 필요한 가변 샘플링을 이용한 전류제어 시스템을 제안한다. 4.1절에서는 제안된 가변 샘플링 시스템을 구성하기 위해 필요한 동기전압 합성부분, 극좌표계 변환부분, 윗셋각 오차 보상부분에 대해 설명하고 모의 실험을 통해 그 성능을 확인한다. 4.2절에서는 각기 다른 주파수 변조지수가 낮은 동기 PWM방법중에서 운전 속도별 최적의 방법을 선택하고, 그 전압 합성방법간의 절환 알고리즘을 제안한다.

또한 고정 샘플링 시스템에서 가변 샘플링 시스템으로 변환시 주의점에 대해 알아보고 전환대책을 제안한다. 4.3절에서는 가변 샘플링을 이용한 동기PWM 방법을 사용하여 약자속 운전에서 six-step을 실시하였으며, 모의실험을 통해 그 성능을 확인한다.

5장에서는 실험 결과를 바탕으로 제안된 시스템의 성능을 비교 분석한다.

6장에서는 결론 및 향후 과제에 대해 서술한다.

제 2 장 낮은 주파수 변조지수에서의 전동기 구동

본 장에서는 3상 2레벨 전압형 인버터에서 출력하고자 하는 전압의 기본파 주파수대비 인버터의 스위칭 주파수가 충분히 크지 못한 경우(주파수 변조지수가 낮은 경우)발생하는 현상 및 해결방안에 대해 고찰한다. 2.1절에서는 일반적인 3상 2레벨 전압형 인버터의 전압합성 방법과 그로 인해 출력된 전압의 고조파 특성을 살펴본다. 2.2절에서는 고정 샘플링 주기의 전압 합성방법을 이용해 주파수 변조지수가 낮은 조건에서 운전시의 발생하는 문제점을 살펴보고, 2.3절에서는 이를 해결하기 위한 방법으로 기존에 연구된 동기전압 합성 방법을 소개한다. 2.4절에서는 기존의 동기전압 합성방법을 이용한 전동기 구동시 장단점을 알아본다. 2.5절에는 기존의 예측제어기를 이용한 방법을 소개하며, 2.6절에서는 기존 방법들의 한계를 서술하며, 이를 바탕으로 본 논문에서 추구하고자 하는 연구 방향에 대해 서술한다.

2.1 일반적인 3상 2레벨 전압형 인버터의 전압합성

본 절에서는 일반적인 3상 2단 전압형 인버터의 전압 합성 방법에 대해 소개한다.

2.1.1 스위칭 동작에 따른 출력 전압

3상 2레벨 전압형 인버터의 일반적인 구조는 그림 2.1과 같다[15]. 직류단 입력 전원으로부터 3상 교류 출력 전압을 합성하여 3상 부하에 공급하는 형태를 갖는다. V_{dc} 는 직류단 전압을 의미하는데, 해석의 편의를 위해 n 이라는 가상의 직류단 중성점 전위를 설정할 수 있다. 이 직류단 전원은 3개의 하프브리지와

병렬로 연결되어 있으며, 본 논문에는 각각 A, B, C 로 명명하였다. 각 하프 브릿지는 2개의 양방향 스위치로 이루어져 있는데, 두 스위치는 대칭적으로 동작한다. S_x 는 각 하프브릿지의 스위칭 함수로, 1일 경우 위쪽 스위치가 도통하고, 0일 경우 아래쪽 스위치가 도통함을 의미한다. 여기서 각 상의 출력과 가상의 중성점 n 사이의 전압을 폴전압 V_{xn} , 각 상의 출력과 부하의 중성점 s 사이의 전압을 상전압 V_{xs} , 부하의 중성점과 가상의 중성점 사이의 전압을 읍셋전압 V_{sn} 을 의미한다. 이들 전압 사이의 상관관계는 아래 수식과 같다.

$$V_{an} = V_{as} + V_{sn}, \quad V_{bn} = V_{bs} + V_{sn}, \quad V_{cn} = V_{cs} + V_{sn}. \quad (2.1)$$

3개의 하프브릿지는 독립적으로 동작 할 수 있으며, 각 상의 스위칭 동작에 따라 출력 폴전압 V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 을 각각 발생시킨다. 이 폴전압을 스위칭 함수로 나타내면 아래 수식과 같다.

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{2}(2S_a - 1), \quad V_{bn} = \frac{V_{dc}}{2}(2S_b - 1), \quad V_{cn} = \frac{V_{dc}}{2}(2S_c - 1). \quad (2.2)$$

만약 3상 부하의 임피던스가 3상 평형이라면, 3상 상전류의 합은 영이므로 3개의 상전압 합 또한 0이된다. 따라서 수식 (2.1)와 (2.2)로부터 읍셋 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

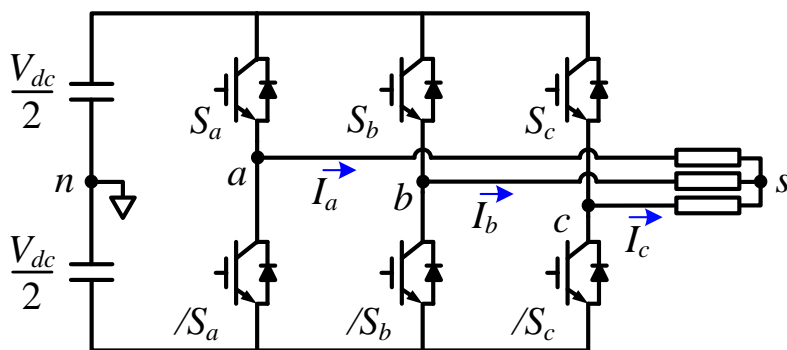


그림 2.1 3상 2레벨 전압형 인버터

$$V_{sn} = \frac{(V_{an} + V_{bn} + V_{cn})}{3} = \frac{V_{dc}}{6} (2S_a + 2S_b + 2S_c - 3) \quad (2.3)$$

따라서 수식(2.1)~(2.3)으로부터 3상 상전압을 스위칭 함수 S_x 의 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c), \\ V_{bs} &= \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c), \\ V_{cs} &= \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c). \end{aligned} \quad (2.4)$$

이를 바탕으로 스위칭 함수에 따른 풀전압, 출력 상전압, 윗셋 전압을 표 2.1에 정리하였다. 출력 풀전압은 2개의 다른 전압레벨을 가질 수 있고, 출력 상전압은 5개의 다른 전압레벨을 가질 수 있다. 보통 출력 풀 전압이 2개의 전압레벨을 가질 수 있어서 ‘2레벨 인버터’라고 불린다.

표 2.1 3상 전압형 인버터의 스위칭 상태에 따른 풀전압과 출력 상전압

스위칭 함수			풀전압			출력 상전압			윗셋전압
S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{as}	V_{bs}	V_{cs}	V_{sn}
0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	0	$-V_{dc}/2$
0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$
0	1	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$
0	1	1	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$
1	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$
1	0	1	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$
1	1	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$
1	1	1	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	0	$V_{dc}/2$

2.1.2 전압 변조 방식

앞 절에서는 순시적인 스위칭 동작에 따른 순시 전압 크기에 대해 살펴 보았다. 본 절에서는 주기 평균적인 측면에서 원하는 주파수를 가지는 상전압을 합성하는 일반적인 방법 몇 가지를 살펴본다.

(가) Six-step 전압 합성 방식

스위칭 함수의 출력 0과 1을 180° 간격으로 번갈아 가면서 인가하고, 각 상의 스위칭 함수가 서로 120° 의 위상차를 갖도록 할 때의 A상 전압파형을 그림 2.2에 도시하였다. 이러한 운전 방식은 한 주기 동안 60° 구간씩 6차레에 걸쳐 값이 단계적으로 변하는 전압이라고해서 ‘six-step’ 운전이라고 불리는 전압 합성 방법이다[16].

스위칭 함수 인가시 한 주기의 주파수를 ω_0 라고 할 때, 합성된 상전압의 고조파 성분은 다음과 같다.

$$V_{as} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega_0 t). \quad (2.5)$$

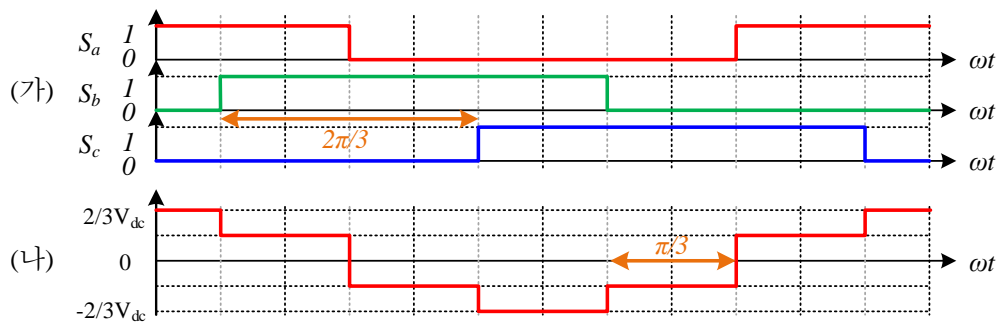


그림 2.2 Six-step 전압합성 (가) 스위칭 함수, (나) 상전압

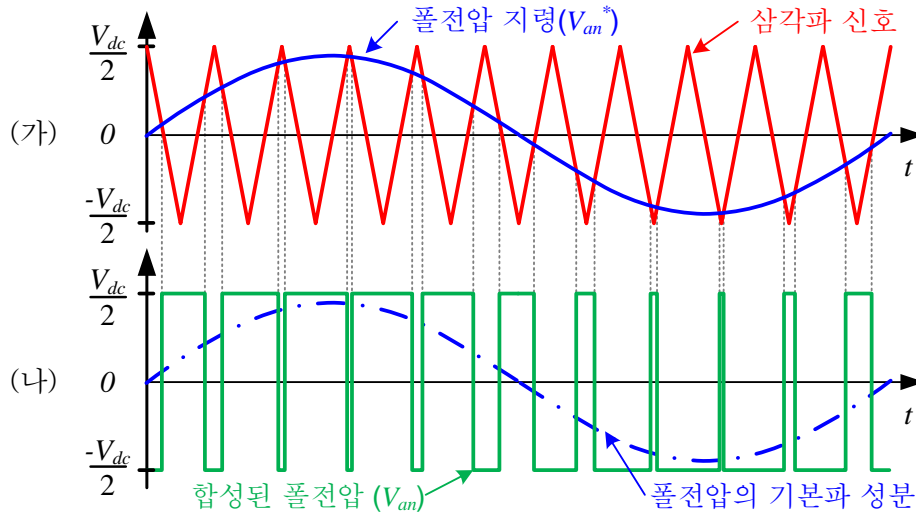
상전압이 반파 대칭이기 때문에 기본파 주파수의 홀수 배에 해당하는 고조파 성분만 존재하며, 그 크기는 고조파 차수에 반비례한다. Six-step 운전시 기본파의 크기는 $2V_{dc}/\pi$ 로 2레벨 전압형 인버터에서 합성할 수 있는 최대 전압을 출력한다는 장점이 있다. 전압 합성시 six-step 운전만을 사용하는 제어방법이 있기도 하지만, 주로 다른 전압 합성방법과 함께 사용된다.

(나)삼각파 비교 전압 변조 방식

이 전압 변조 방식은 풀전압 지령과 삼각파의 크기를 비교하여 각상의 스위치를 조작하는 방식이다[15]-[17]. 이 방식은 원리가 간단하고 디지털 제어기 뿐만 아니라 아날로그로의 구현이 가능해 고전적으로 널리 사용되었다. 샘플링 시간 단위로 전압 크기 조절이 가능해 이를 이용한 제어시 동특성이 우수하며, 스위칭 주파수가 삼각파의 주파수로 일정하게 유지되는 것이 특징이다.

삼각파 비교 전압 변조방식을 사용하여 전압을 합성한 예를 그림 2.3에 도시하였다. 출력하고자 하는 전압의 크기, 주파수 정보를 포함한 풀전압 지령신호 (V_{an}^*)와 삼각파 신호를 그림 2.3 (가)에 도시하였다. 삼각파 신호는 크기가 $V_{dc}/2$ 의 진폭 크기로 맥동하는 삼각파이며, 주파수는 고정된 일정한 값을 가진다. 풀전압의 신호가 삼각파 신호 보다 클 때 $S_a = 1$, 작을 때 $S_a = 0$ 이라고 정의 할 경우 출력된 풀전압 형태를 그림 2.3 (나)에 나타내었다. 여기서 출력된 풀전압의 기본파 성분은 출력하고자 했던 풀전압 지령신호와 동일한 크기, 주파수를 가진다.

그림에는 생략 되었지만, A상 이외에도 B, C상에 대해서 독립적으로 풀전압을 합성할 수 있으며, 이때 B, C상의 풀전압 지령은 A상과 동일 전압크기, 주파수를



(가)삼각파 신호와 폴전압 지령.(나) 합성된 폴전압.

그림 2.3 삼각파 비교 전압 변조 방식

가지지만 각각 120° , -120° 씩 위상차이가 난다. 따라서 최종적으로는 5개의 전압레벨을 가지는 상전압의 형태로 부하에 전압이 인가 되게 된다.

삼각파 비교 전압 변조방식에서 합성된 전압의 특성을 나타내는 지표로는 크게 2가지를 사용한다. 첫째, 출력하고자 하는 폴전압의 주파수(f_1) 대비 삼각파 신호의 주파수(f_c)의 크기를 스위칭 비율 혹은 주파수 변조지수 (M_f) 라고 정의하고 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$M_f = \frac{f_c}{f_1}. \quad (2.6)$$

일반적으로 주파수 변조 지수가 15보다 작을 경우 삼각파 비교를 통한 정확한 전압 합성이 불가능 하다고 알려져 있으나 이에 대한 자세한 언급은 뒷절에서 하고자 한다.

둘째, 합성된 전압의 상대적인 크기를 나타낼 때 전압변조지수

(Modulation Index)를 사용할 있다. 논문마다 기준 값을 다르게 잡을 수 있는데, 본 논문에서는 six-step 운전시 출력된 상전압의 기본파 크기를 기준으로 한다. 따라서 합성된 전압의 기본파 크기를 V_{mag} 라고 할 때 전압변조지수는 아래와 같다.

$$M_v = \frac{V_{mag}}{2 \cdot V_{dc} / \pi}. \quad (2.7)$$

삼각파 비교 방식에서 삼각파 신호의 최대값이 $V_{dc}/2$ 이기 때문에 그림 2.3과 같이 정현파 지령신호를 사용할 경우 기본파 극전압이 출력 되는 선형변조 영역은 $M_v=0.7854$ 이하인 영역이다. 이렇게 정현적인 지령신호를 사용하는 방식을 Sinusoidal PWM (SPWM) 이라고 부르기도 한다.

선형 변조 영역을 확대하기 위해 극전압 지령 생성시 기본파의 3배에 해당하는 고조파 성분을 더하는 3고조파 주입 전압 변조 방식이 연구되기도 하였다[32]. 각 지령 마다의 120° 위상 차이로 인해 상전압 출력에는 3배의 고조파 성분이 출력 되지 않는데, 기본파 성분 크기의 $-1/6$ 에 해당하는 3 고조파를 더해 주어 풀전압 최대치가 작아지게 하는 방식이다. 이 방식은 선형변조영역을 $M_v=0.9069$ 까지 확대 할 수 있으나, 상전류 리플에 고조파 성분을 증가시키며, 아날로그 제어 방식에 적합한 방식으로 디지털 제어기를 주로 사용하는 현대 전력전자 분야에서 널리 사용되고 있지 못하다.

(다) 공간벡터 전압 변조 방식

공간벡터 전압 변조 방식은 마이크로 프로세서를 이용한 정밀한 전압 변조 기술로서 현재 산업계에서 널리 사용되고 있는 방식이다. 기본 원리는 샘플링 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터에서 합성 가능한 여러 벡터들의 합으로 나타내는 방식이다.

고정된 3상 변수를 고정된 dq 좌표계로 변환하는 고정 좌표계 dq 변환 행렬은 아래 수식과 같다.

$$T_{abc_dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

고정좌표계 dq 변환 행렬을 수식(2.3)에 대입하여 고정 좌표계 dq 전압값을 스위칭 함수로 표현하면 아래와 같다.

$$v_{ds}^s = \frac{V_{dc}}{3} [2S_a - S_b - S_c], \quad v_{qs}^s = \frac{V_{dc}}{3} [\sqrt{3}S_b - \sqrt{3}S_c] \quad (2.9)$$

수식(2.4)를 바탕으로 스위칭 함수에 따라 합성 가능한 8개의 전압 벡터를 공간상의 벡터로 그림 2.4에 도시하였다. 전압 벡터 $V_1 \sim V_6$ 는 $2 \cdot V_{dc}/3$ 의 크기로 각각 60° 간격을 두고 위치하고 있는데 이를 ‘유효벡터’라고 부르며, 벡터 V_0 와 V_7 은 크기가 0이로 ‘영벡터’라고 부른다. 이 공간벡터 전압 변조 방식에서 선형적으로 출력 가능한 전압은 그림 2.3의 전압 육각형의 내접원 내에 존재하는 전압벡터로, 최대 크기는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이다. 따라서 선형 변조 영역의 M_v 는 0.9069이하인 값이다.

전압을 합성하는 원리는 고정된 샘플링주기 동안 평균 전압을 합성하는 것으로, 전압 지령 벡터 V^* 가 주어진 경우 지령전압 벡터와 가장 가까운 두 유효 벡터와 영벡터를 이용하여 동일한 크기의 전압 벡터가 평균적으로 출력 되도록 한다. T_1, T_2, T_0 를 각각의 유효벡터와 영벡터의 인가시간이라고 할 때 일정한 샘플링 주기 T_s 동안 인가된 평균 전압은 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_{0,7} dt. \quad (2.10)$$

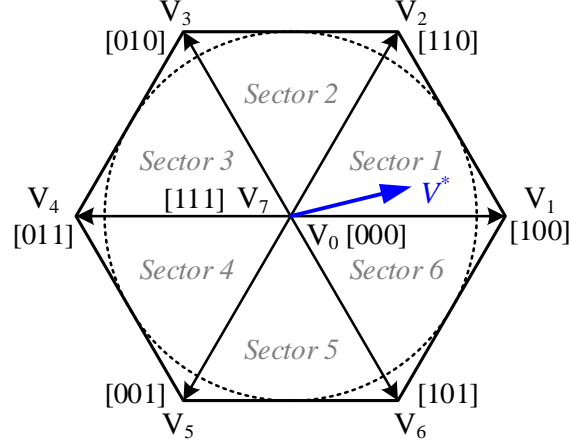


그림 2.4 스위칭 함수에 따른 공간전압벡터

전압지령이 존재하는 섹터번호가 n_{sec} 이고, 전압 지령을 수식(2.8)를 이용하여 고정된 dq 좌표계 전압지령 v_{ds}^*, v_{qs}^* 으로 변환한 뒤 근접 유효 벡터의 합으로 나타내면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}(n_{sec}-1)\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}(n_{sec}-1)\right) \end{bmatrix} + \frac{T_2}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}n_{sec}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}n_{sec}\right) \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

수식(2.11)으로부터 수식전개를 통해 일반화된 유효벡터 인가 시간을 구하면 아래 수식과 같다.

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3}n_{sec}\right)v_{ds}^* - \cos\left(\frac{\pi}{3}n_{sec}\right)v_{qs}^* \right], \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3}(n_{sec}-1)\right)v_{ds}^* + \cos\left(\frac{\pi}{3}(n_{sec}-1)\right)v_{qs}^* \right]. \end{aligned} \quad (2.12)$$

여기서 영벡터의 인가시간은 T_s 에서 총 유효벡터 인가시간을 뺀 나머지 시간으로 쉽게 계산 할 수 있다. 이 T_0 시간동안, 어떠한 영벡터를 사용하느냐에 따라

스위칭 패턴이 달라 지게 되는데, V_0 나 V_7 벡터 만을 사용하는 불연속 PWM나 V_0 과 V_7 벡터를 $T_0/2$ 씩 사용하는 연속 PWM을 적용할 수 있다. 연속 PWM은 두 유효 벡터의 인가시간이 한 주기 내의 중앙에 위치하는 방식으로 대칭 공간 전압 벡터 전압 변조 방식, Space Vector PWM(SVPWM) 라고 한다. 이 방법을 이용해 전압합성시 상전류 리플이 적어 일반적으로 사용되는 방식이다[33].

하지만 수식 (2.9)를 이용한 직접 계산을 통한 공간 벡터 전압 합성 방식은, 매 샘플링마다 전압지령이 속한 섹터 위치 판별과 유효 벡터의 인가 시간을 구해야 한다. 또한 최종적으로 스위치의 온 오프 시퀀스를 고려하여 실제 스위치 게이팅 신호를 인가해주는 시간을 따로 계산해야 하는 과정이 추가 되어야 하기 때문에 구현이 복잡하다.

이를 해결 하기 위해 육섯 전압을 이용한 공간전압 벡터 합성 방법이 주로 사용된다. 수식 (2.1)에서 정의된 육섯 전압은 임의 설정이 가능하며, 이 값에 따라 다양한 전압 변조방식 구현이 가능하다. 3상 출력 상전압의 합은 영이므로, 폴전압에 직류성분을 인가 하여도 실제 출력 상전압에는 나타나지 않기 때문이다. 여기서 유효한 폴전압의 범위는 아래 수식을 만족 해야 한다.

$$-V_{dc}/2 \leq V_{xn}^* \leq V_{dc}/2, \quad (x=a,b,c). \quad (2.13)$$

상전압 지령치의 최대치, 중간치, 최소치를 다음과 같이 정의하면,

$$\begin{aligned} V_{\max}^* &= \max(V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*) \\ V_{\text{mid}}^* &= \text{mid}(V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*) \\ V_{\min}^* &= \min(V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*) \end{aligned} \quad (2.14)$$

선택 가능한 육섯 전압의 범위는 아래와 같다.

$$-V_{dc}/2 - V_{\min}^* \leq V_{sn} \leq V_{dc}/2 - V_{\max}^*. \quad (2.15)$$

따라서 주어진 상전압 지령치($v_{as}^*, v_{bs}^*, v_{cs}^*$)로부터 수식(2.13)의 범위 안에 존재하는 윗값을 선택하여 최종 폴전압 지령치($v_{an}^*, v_{bn}^*, v_{cn}^*$)를 얻을 수 있다.

SPWM의 경우, 폴전압과 상전압 간의 차이가 없으므로 윗 전압은 항상 0으로 설정하면 된다.

$$V_{sn} = 0. \quad (2.16)$$

SVPWM 경우, 윗전압 벡터가 전압 변조의 한 주기 내에 정 중앙에 위치하도록 해야한다. 따라서 윗 전압을 최대치 폴 전압 및 최소치 폴전압의 절대값이 동일 하도록 설정하면 된다. 따라서 필요한 윗 전압은 다음과 같다.

$$V_{sn} = -\frac{V_{\max}^* + V_{\min}^*}{2}. \quad (2.17)$$

다른 불연속 변조 방식들도 모두 윗 변조 방식으로 표현 가능하기 때문에 필요시 다른 변조 방식으로의 변화가 자유롭다. 이렇게 윗 전압을 통해 수정된 폴전압을 사용할 경우 삼각파 비교를 통한 전압 합성 방법에서도 SVPWM을 구현 할 수 있다[15].

2.1.3 합성된 상전압의 고조파 특성

3상 인버터에 의해 출력된 폴전압은 각 상 폴전압의 상대적인 차가 부하로 전달 되기 때문에, 출력 폴전압에 존재하는 동일크기 동일 위상을 가지는 고조파 성분은 선간전압 혹은 인가된 상전압에서는 서로 상쇄되어 나타나지 않는다. 따라서 3상 인버터의 출력된 전압의 고조파 특성을 살펴 볼 때, 출력 폴전압 보다 출력 선간 전압이나 상전압의 고조파의 성분분석을 주로 사용한다. 삼각파 비교 방식을 통해 합성된 전압에 대한 분석은 수 십년 전부터 여러

논문에서 다루어져 왔다[34]. 그 연구 결과에 따르면 샘플링 되지 않은 정현파 지령과 삼각파 신호의 비교를 통해 전압을 합성할 경우, 출력된 선간 전압 고조파 성분은 Bessel 함수 J_n 가 포함된 아래의 수식으로 표현 가능하다.

$$v_{ab}(t) = \sqrt{3} \frac{2V_{dc}}{\pi} M_v \cos(\omega_0 t + \pi/6) + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m \cdot M_v) \sin\left([m+n]\frac{\pi}{2}\right) \sin n \frac{\pi}{3} \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_0 t - \frac{\pi}{3}\right] + \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.18)$$

여기서 ω_0 는 기본파 주파수, ω_c 는 삼각파의 주파수이며, n 은 정수, m 은 양의 정수이다. 분석 결과 및 수식(2.18)에 따르면, 다음의 고조파 성분은 존재하지 않는다.

- $m > 0, n=0$ 인 삼각파 주파수의 정수배인 주파수 성분: 이 주파수 성분은 모든 상의 크기가 동일하므로 선간 전압에는 존재 하지 않음.
- $m > 0$ 이고 $n \neq 0$ 인 삼각파 주파수의 주변대역 (side band) 고조파 중에서 $m \pm n$ 이 짝수인 경우: $\sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right)$ 가 0이 되는 조건으로 고조파 성분의 크기가 0이 됨.
- $m > 0$ 이고 $n \neq 0$ 인 삼각파 주파수의 주변대역 고조파 중에서 n 이 3의 배수인 경우: $\sin\left(n\frac{\pi}{3}\right)$ 가 0이 되는 조건으로 고조파 성분의 크기가 0이 됨.

위 분석 결과에 따르면, $m=0$ 이고 $n > 0$ 인 기저대역 (base band) 고조파의 크기는 0이다. 삼각파 주파수의 주변대역에는 $\omega_c t \pm 2\omega_0 t, \omega_c t \pm 4\omega_0 t$ 등의 고조파 성분이 존재하고, 두 배 삼각파 주파수의 주변대역에는 $2\omega_c t \pm \omega_0 t, 2\omega_c t \pm 5\omega_0 t, 2\omega_c t \pm 7\omega_0 t$ 등의 고조파 성분이 존재한다.

만약 정현파의 폴전압 지령의 신호가 삼각파 신호와 비교 되기 이전에

샘플링 되면, 그 고조파 특성은 수식(2.18)과 달라지게 된다. 삼각파 주파수의 두 배 주파수로 샘플링하는 더블 샘플링(double sampling)인 경우 주변대역의 고조파 크기에 비대칭성이 발생한다. 삼각파 주파수와 동일한 주파수로 샘플링하는 싱글 샘플링(single sampling)의 경우 주변대역의 $m \pm n$ 짝수 고조파의 크기가 0이 되는 특성이 사라지고, n 이 3의 배수가 될 때 고조파 크기가 0이 되는 특성만 존재하게 된다.

SVPWM의 경우 기저대역 고조파가 존재하지만 기본파 주파수의 3배가 아닌 홀수배 고조파 성분이 존재 한다. 주변대역 고조파의 크기는 SPWM에 비해 상대적으로 천천히 감쇄하는 특징을 가지지만, 고조파의 위치는 SPWM 일때와 동일하다. 그림 2.5는 M_f 가 11이고 $M_v=0.5$ 일 때, 더블샘플링 주파수로 폴전압 지령을 샘플링 한 뒤 삼각파 신호와 비교 했을 때와 샘플링을 하지 않고 삼각파 신호와 비교 했을 때의 상 전압 파형들에 대한 고조파 특성이다. 기본파 주파수의 11배인 스위칭 주파수에서는 고조파가 존재하지 않지만, 삼각파 주파수 주변 대역인 $\omega_c \pm 2\omega_0$ 와 $\omega_c \pm 4\omega_0$ 주파수(7차, 9차, 13차, 15차 고조파) 성분과 두 배 삼각파 주파수 주변대역인 $2\omega_c \pm \omega_0$ 주파수(21차, 23차 고조파)성분이 존재한다. 여기서 더블샘플링을 적용할 경우 주변대역의 고조파에서 크기의 비대칭이 발생 한다는 것을 확인 할 수 있다.

일부 책이나 논문에서는 주파수 변조지수가 낮은 경우, 고조파 제거를 위해 M_f 가 홀수이고 3의 배수 이어야 한다고 서술하는 논문들이 있으나 수식(2.18)의 수식에서 알 수 있듯이 선간 전압의 고조파는 스위칭 비에 무관하다. 주파수 변조지수가 짝수일 경우 비대칭적인 AC반주기의 형태를 가지기 때문에 짝수 고조파가 발생 할수 있다. 주파수 변조지수 M_f 가 상대적으로 큰 경우에는

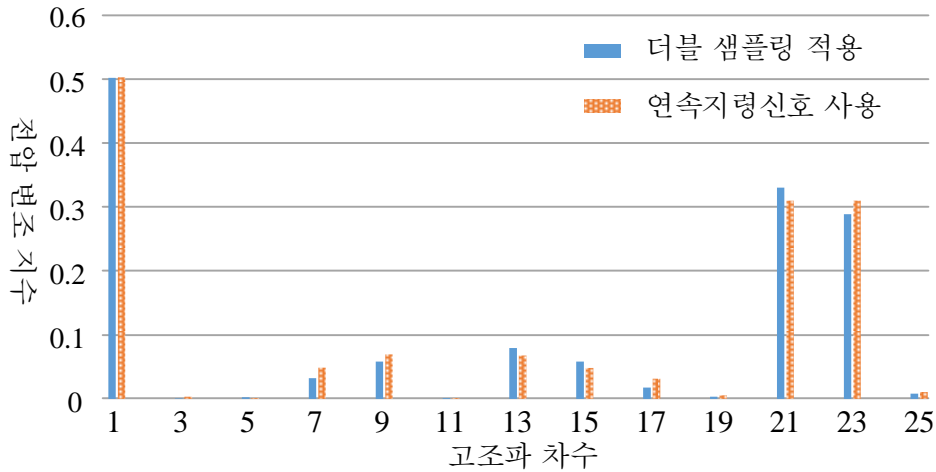


그림 2.5 합성된 상전압의 고조파 분석 결과($M_f=11$)

짝수 고조파의 크기가 작기 때문에 무시할 수 있다. 하지만 M_f 가 작은 경우 합성된 전압의 고조파가 무시하지 못할 정도의 큰값을 가지기 때문에 이에 대한 분석이 필요하다.

2.1.4 주파수 변조지수가 낮은 경우의 주파수 특성

주파수 변조지수 M_f 가 작은 조건에서 SVPWM을 이용한 전압 합성을 사용할 경우, 첫번째 삼각파 주파수의 주변대역 성분 감쇄비가 낮아 기본파 주파수 대역으로 고조파 성분이 침투할 수 있다. 특히 M_f 가 정수가 아닌 비율의 조건이라면, 기본파 주파수 주변에 원하지 않은 주파수의 왜란 전압을 얻게 된다. 예를 들어 M_f 가 5.5로 기본파 주파수가 $1kHz$ 이고 삼각파 주파수가 $5.5kHz$ 인 경우 첫번째 삼각파 주파수의 주변대역은 $1.5kHz$, $3.5kHz$ 등의 기본파 주파수와 가까운 위치에 고조파 성분이 존재하게 된다. 일부 논문에서는 M_f 가 정수가 아닐 때, 기본파 주파수 근처에 주파수가 발생하는 현상을 비트(beat) 현상 혹은

서브하모닉(subharmonic) 발생 현상이라고 부르기도 하는데[35]-[38], 이러한 현상을 유발하는 주파수를 본 논문에서는 다음과 같이 정의한다.

삼각파 주파수의 주변대역 고조파 성분 중 삼각파 주파수 보다 낮은 주파수를 서브하모닉 주파수 $f_{sub}(k)$ 라고 할때 그 주파수는 아래와 같다.

$$f_{sub}(k) = f_c - 2kf_1 > 0. \quad (2.19)$$

여기서 k 는 위 조건을 만족하는 3의 배수가 아닌 양의 정수이다. 서브 하모닉 주파수 중 가장 작은 주파수를 최소 서브하모닉 주파수(f_{sub_min})라고 정의하고 그 때의 k 값을 k_{min} 이라 부르겠다.

표 2.2는 기본파 주파수와 삼각파 주파수에 따른 최소 서브하모닉 주파수의 예시이다. 삼각파 주파수가 $10kHz$ 의 고정 샘플링 운전조건에서 기본파 주파수가 $1.25kHz$ 이면 $M_f=8$ 로 f_{sub_min} 는 기본파의 4배에 해당하는 주파수이다. 여기서 기본파 주파수가 $10Hz$ 가 감소하면, 기본파 주파수 보다 훨씬 낮은 $80Hz$ 의 f_{sub_min} 을 가진다. 반대로 기본파 주파수가 $10Hz$ 증가 하면, $4.96kHz$ 의 상대적으로 높은 f_{sub_min} 을 가지게 된다. 따라서 M_f 가 2, 4, 8, 10 등의 3의 배수가 아닌 짝수 부근에서의 기본파 주파수 변동은 큰 f_{sub_min} 의 변화를 야기한다. 또한, f_{sub_min} 가 기본파 주파수보다 크거나 작을 수 있는데, 이러한 서브하모닉 주파수가 제어 가능 대역에 존재하는 주파수라면 전류 제어기를 통해 어느 정도 억제 가능하지만, 그 이상의 주파수에 대한 보상은 불가능하다. 따라서 기본파 주파수가 변동하는 시스템에서 고정된 삼각파 주파수, 낮은 M_f 로 전압을 합성할 경우 서브하모닉 성분에 대한 제거 대비책을 찾기 어렵다. 따라서 서브하모닉 주파수의 위치를 고정시키고 그 크기를 최소화 할 수 있는 전압합성 전략이 필요하다.

표 2.2 조건에 따른 최소 서브 하모닉 주파수 예시

f_i	f_c	M_f	k_{min}	f_{sub_min}
1.24 kHz	10 kHz	8.06	4	80 Hz
1.25 kHz	10 kHz	8	2	5 kHz
1.26 kHz	10 kHz	7.94	2	4.96 kHz

2.2 고정 샘플링 SVPWM을 이용한 전동기 구동

본 절에서는 주파수 변조지수가 낮은 조건에서 고정 샘플링으로 전동기 구동시 그 성능을 살펴본다.

2.2.1 고정 샘플링 전류제어 시스템

회전자 기준 좌표계에서 영구자석 전동기의 전압 방정식은 다음과 같다[39].

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

여기서 $\begin{bmatrix} v_{ds}^r & v_{qs}^r \end{bmatrix}^T$ 는 회전자 좌표계 d 축과 q 축 전압, $\begin{bmatrix} i_{ds}^r & i_{qs}^r \end{bmatrix}^T$ 는 회전자 좌표계 d 축과 q 축 전류, R_s 는 상저항, L_d 와 L_q 는 각각 d 축과 q 축의 인덕턴스, λ_f 는 쇄교자속, ω_r 은 회전자 속도이다. 영구자석 전동기의 극수를 P 라고 할때, 이 전동기에서 생성하는 토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \left[\lambda_f i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r \right]. \quad (2.21)$$

수식 (2.20)의 우변 첫째항은 영구자석에 의한 자속에 의한 토크성분으로 q 축 전류에 비례하고, 우변의 둘째항은 L_d 와 L_q 의 차에 의한 토크 성분으로 d 축과 q 축 전류의 곱에 비례한다.

이러한 영구자석 전동기의 토크를 제어하기 위한 일반적인 제어 블록도는 그림 2.6과 같다. 전류지령 생성기는 토크 지령으로부터 동기좌표계 dq 축 전류 지령값(i_{dq}^*)을 생성한다. 전류 지령값과 전동기로부터 측정된 전류값(i_{dq}^r)의 차로 부터 전류에러값을 얻고, 전류제어기는 전류에러값을 영으로 만들기 위해 필요한 전압지령(v_{dq}^{r*})를 생성한다. 전압형 인버터는 전압 지령 값을 바탕으로 전압을 합성하여 전동기로 인가해주고 전동기의 출력인 전류는 측정되어 폐환되는 폐루프 제어 시스템으로 구성되어 있다.

전류 제어기의 동특성은 전동기 구동시스템의 성능 결정에 중요한 요소가 되는데 이는 수식(2.21) 처럼 전동기의 출력 토크는 dq 축 전류의 함수가 되기 때문이다. 따라서 전류제어를 위해 다양한 형태의 제어기가 연구되었는데 이중 널리 사용되는 제어기는 디커플링 PI제어기(Decoupling PI Controller)와 복소벡터 PI 제어기(Complex PI Controller)이다 [40]-[43]. 두 전류 제어기의 블록 다이어그램을 그림 2.7에 도시 하였다.

디커플링 PI제어기는 d 축과 q 축 전류를 각각 독립적으로 제어하기 위해 상호 커플링된 항을 분리시키는 값을 인가하고, 디커플링된 항은 PI 제어기를 통해 제어하는 방식을 말한다. 수식(2.20)에서 d 축과 q 축을 분리시키기 위한 디커플링 전압지령($v_{dqs_ff}^{r*}$)은 다음과 같다.

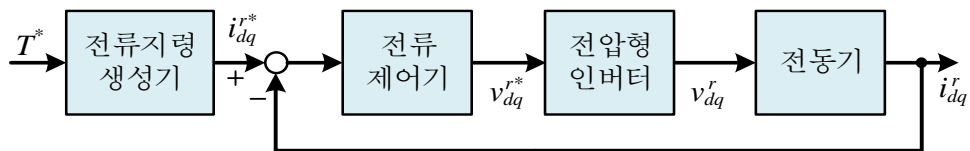
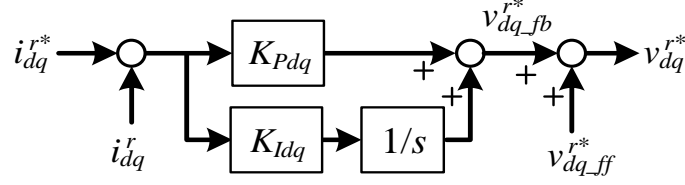
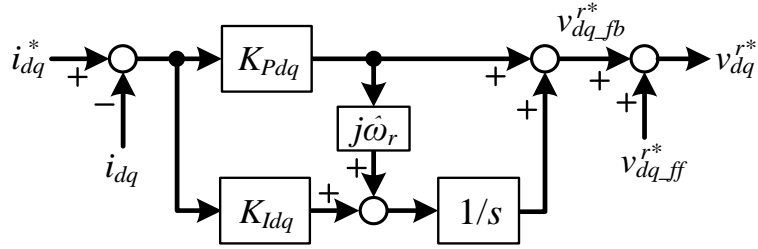


그림 2.6 교류 전동기의 토크제어 시스템 블록도



(가) 디커플링 PI 제어기



(나) 복소벡터 PI제어기

그림 2.7 전류제어기 제어 블록도

$$v_{dq_{s_ff}}^{r*} = \begin{bmatrix} v_{ds_ff}^{r*} \\ v_{qs_ff}^{r*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_r \hat{L}_q \\ \hat{\omega}_r \hat{L}_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_f \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

여기서 $\hat{\omega}_r$ 은 제어기가 알고 있는 속도, \hat{L}_d 와 \hat{L}_q 는 추정된 d 축과 q 축 인덕턴스, $\hat{\lambda}_f$ 는 추정된 쇄교자속이다. 이렇게 디커플링 전압지령으로 상호 분리된 d 축과 q 축 전류는 저항과 인덕턴스로 이루어진 간단한 회로로 생각될 수 있다. PI 제어기 이득은 폐회로 전달 함수의 오버슈트(overshoot)를 줄이기 위해 영점 상쇄법 (Pole-zero cancellation)을 주로 사용하는데, 그 이득은 다음과 같이 설정 될 수 있다.

$$K_{Pdq} = \begin{bmatrix} k_{pd} & 0 \\ 0 & k_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{L}_d \omega_{cc} & 0 \\ 0 & \hat{L}_q \omega_{cc} \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

$$K_{Idq} = \begin{bmatrix} k_{id} & 0 \\ 0 & k_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R}_s \omega_{cc} & 0 \\ 0 & \hat{R}_s \omega_{cc} \end{bmatrix}.$$

여기서 \hat{R} 은 추정된 상저항, ω_{cc} 는 설정하고자 하는 제어기 대역폭이다. 추정된 상저항 및 인덕턴스 등이 실제 값과 일치한다면, dq 축 전류지령(i_{dq}^{r*})대비 dq 축 실제전류(i_{dq}^r)의 전달함수는 다음과 같이 ω_{cc} 을 대역폭으로 하는 1차 저역 통과필터의 형태로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{r*} \\ i_{qs}^{r*} \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

하지만, 디커플링 PI제어기에서 추정된 인덕턴스 값에 오차가 생기게 되면 디커플링이 완벽히 이루어 지지 않게 된다는 단점이 있다.

이를 개선하고자 복소 벡터 PI 제어기가 사용되기도 한다[40]. 복소 벡터 PI 제어기의 출력값 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds_fb}^{r*} \\ v_{qs_fb}^{r*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} & -\hat{\omega}_r \frac{k_{pq}}{s} \\ \hat{\omega}_r \frac{k_{pd}}{s} & k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{r*} - i_{ds}^r \\ i_{qs}^{r*} - i_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

이 방법의 디커플전압 지령은 수식(2.20)의 두 번째 항만 사용된다. 제어기 이득을 수식(2.23)과 동일하게 설정하면, dq 축 전류지령대비 dq 축 실제전류의 전달함수는 수식(2.24)와 동일하게 ω_{cc} 을 대역폭으로 하는 1차 저주파 통과 필터의 꼴로 표현된다. 복소 벡터 PI 제어기는 dq 축 디커플링을 일부 제어기로 실시하기 때문에 파라미터 변동에 강인하다는 장점을 가진다.

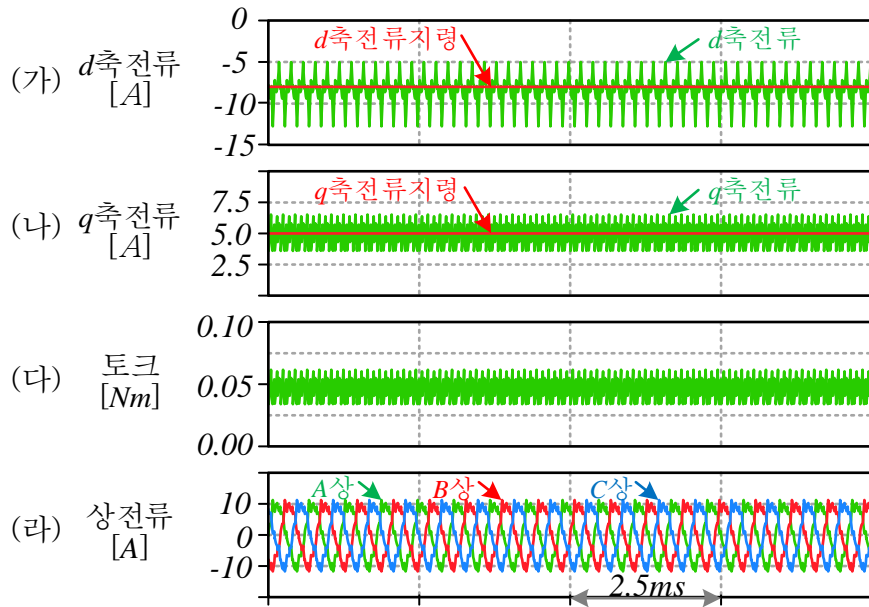
이러한 전류 제어기기의 출력값인 전압지령을 바탕으로 인버터는 전압을 합성하게 된다. 만약 전압 합성시 삼각파 비교방식을 이용한 전압합성 방법을 사용하는 경우 삼각파 주파수와 전류제어기를 동기화시켜 동작하게 된다.

더블 샘플링(double sampling) 시스템의 경우 삼각파 신호의 최대값과 최소값에서 전류의 샘플링 및 전류제어기가 동작하여 전압지령의 업데이트하는 시스템을 말한다. 따라서 시스템 샘플링 주파수는 삼각파 주파수의 두 배가 된다. 싱글 샘플링 (single sampling) 시스템의 경우 삼각파 신호의 최대값 혹은 최소값에서 전류의 샘플링 및 전류 제어기가 동작하여 전압지령을 업데이트하는 방법으로 시스템 샘플링 주파수가 삼각파 주파수와 동일하게 된다. 여기서 삼각파 주파수가 고정된 상수 값을 가지기 때문에 전류 제어기 또한 고정된 샘플링 주기를 가진다.

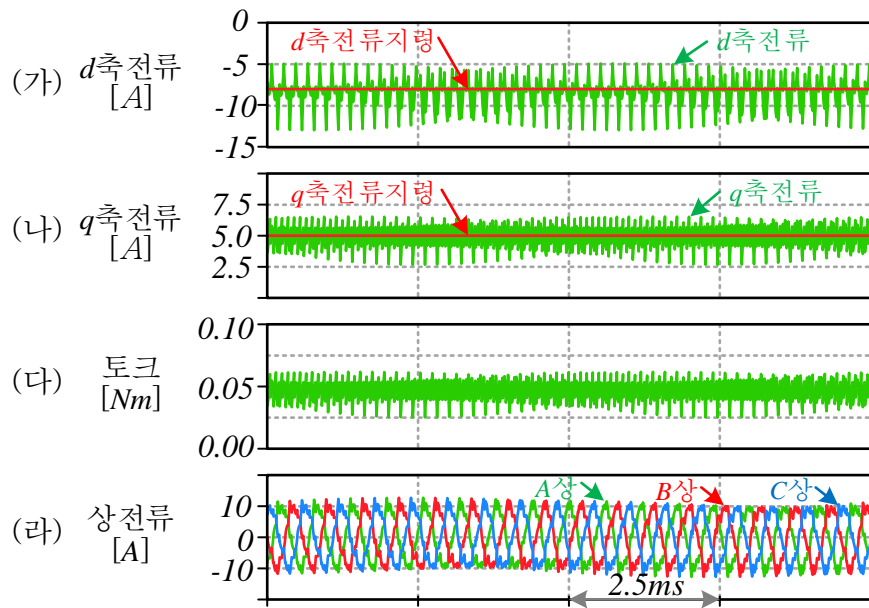
전류의 제어기의 올바른 동작하기 위해서는 전류제어기의 출력인 전압 지령값을 삼각파 비교방식을 통한 전압 합성방법이 얼마나 정확하게 전압을 합성하느냐가 중요하다. 하지만 앞절에서 서술한 바와 같이 삼각파 비교방식을 통한 전압 합성시 전동기 구동에 필요한 전압 이외에 고조파 전압을 포함되게 되는데, 특히 주파수 변조지수가 낮은 경우 고조파 전압의 크기가 무시 할 수 없을 정도로 커지며 이는 전류제어기 성능에도 영향을 끼치게 된다 [34].

2.2.2 주파수 변조지수가 낮을 때의 전동기 구동 - 선형변조영역

본 절에서는 주파수 변조 지수가 낮은 조건에서의 전동기 제어 성능을 살펴 보기 위해 M_f 가 6 근처일 때의 시뮬레이션 결과를 살펴 본다. 그림 2.8은 삼각파 주파수가 $10kHz$ 인 상황에서 전동기의 기본파 주파수가 $1.667kHz$ ($M_f=6.0$)과 $1.683kHz$ ($M_f=5.96$)일때의 컴퓨터 시뮬레이션 결과이다. 전류 제어기는 앞절에서 소개한 디커플링 PI제어기를 사용하였고 더블샘플링을 적용하여 샘플링 주파수는 $20kHz$ 이다. 이때 사용된 전동기의 제정수는 부록 A의 표A-1과 같다. 그림 2.8의



(가) $M_f = 6.00$



(나) $M_f = 5.96$

그림 2.8 전동기 제어 시 전류 및 토크 ($M_f = 5.96$)

(가)와 (나) 두 조건 모두 선형 변조 영역에서 전압을 합성하도록 음의 d 축 전류를 인가해 주었다.

M_f 가 6.0으로 정수인 경우 dq 축 전류는 스위칭 주파수의 맥동이 존재하지만 샘플링 주기 평균값은 일정하게 유지된다. 하지만 M_f 가 5.96로 정수가 아닌 경우 dq 축 전류는 스위칭 주파수의 맥동이 이외에 추가적인 맥동이 발생하게 된다. M_f 가 6으로 정수인 경우 한 바퀴당 12번의 샘플링으로 매번 섹터당 두 번의 샘플링이 일정하게 유지된다. M_f 가 5.96이되면, 한바퀴당 11.88번의 샘플링으로 매 섹터당 2번 이하의 샘플링이 실시 되고, 회전시 매번 샘플링 지점이 변동하게 된다. 따라서 작은 스위칭 횟수에서도 추가적인 맥동없이 전동기를 제어하기 위해 M_f 가 정수가 되도록 유지해서 동기전압 합성방식이 사용된다[21].

2.2.3 주파수 변조지수가 낮을 때의 전동기 구동 - 약자속 운전영역

자속의 크기가 일정한 상황에서 전동기의 속도가 증가하게 되면, 역기전력 전압도 선형적으로 증가한다. 따라서 전류의 크기를 일정하게 유지하려면 합성하는 전압의 크기 또한 선형적으로 증가 시켜야 한다. 하지만, 인버터의 합성 가능한 최대 전압은 DC 전류단 전압에 의해 제한되기 때문에 운전 가능한 속도 또한 제한된다. 보통 정격 토크를 출력하는 상황에서 최대 합성가능 전압에 도달할 때의 속도를 정격 속도라고 정의한다[39].

만약 이 정격 속도 이상에서 전동기를 구동하고자 할 때는 자속의 크기를 줄여 합성 가능한 전압을 추가로 확보해야 한다. 유도 전동기의 경우 일정한 크기의 자속을 만들기 위해 필요한 특정 크기의 d 축 전류 보다 작은 전류를 인가하고, 영구자석 전동기의 경우 d 축으로 음의 전류를 인가하여 d 축 자속의 크기를 줄여

운전 가능한 속도를 증가시키는 방식인데 이를 약자속 운전이라고 한다[44]-[45]. 출력가능한 최대토크가 감소하더라도 운전 속도를 높이고자 할 때 사용되는 운전 방식이다.

한편, 선형변조 영역 이상의 전압을 출력하고자 할 때는 과변조 알고리즘을 추가로 사용해야 하고 six-step 운전시 토크 리플이 증가 할 수 있다는 단점이 있다. 하지만, 합성 가능한 최대 전압을 선형 변조영역으로 제한하는 것보다 six-step 을 이용할 경우 최대 합성 가능 전압이 $M_v=0.9069$ 에서 1.0로 확대되기 때문에 동일한 직류단 전압 조건에서 정격 속도가 증가하게 되고 정격 속도 이상의 영역에서는 출력 가능한 토크 영역을 증가 시킬 수 있다는 장점이 있다. 또한 정격 속도 이상의 영역에서 약자속 알고리즘과 함께 six-step 상태를 유지 할 경우 기본과 주파수 대비 스위칭 횟수도 적기 때문에 스위칭 손실을 저감 할 수 있다. 이러한 이유로 약자속 운전영역에서 six-step 상태를 유지하면서 전동기를 구동하는 알고리즘 연구가 활발히 진행 되었다[46]-[47].

(가) 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전

그림 2.9는 고정 샘플링 시스템에서 전압지령 수정기를 통한 six-step 운전을 구현한 방법이다[46]. 크게 3가지 부분으로 나누어져 있는데, 먼저 전압케환 약자속 제어기는 정격속도이상의 속도 영역에서 약자속 운전을 구현하기 위해

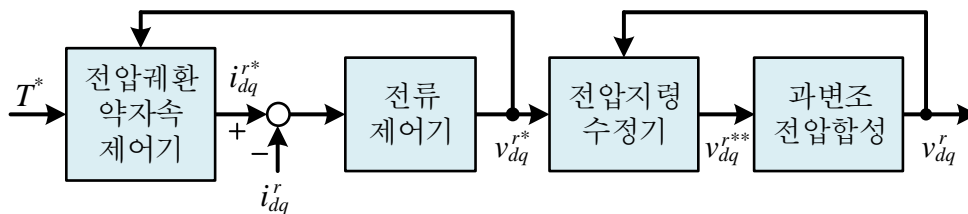


그림 2.9 전압지령 수정기를 이용한 six-step 운전 제어 알고리즘

토크 지령(T^*)으로부터 전류지령(i_q^*, i_d^*)을 생성하는 역할을 한다. 전류 제어기로부터 전압 지령(v_{dq}^*)을 생성하는데, 이는 전압 궤환 약자속 제어기의 입력으로 사용된다. 또한, 과변조 전압 합성기는 선형변조 영역 이상의 전압 지령이 존재 할때 전압을 합성하는 전략으로, 전압 육각형 밖으로 나간 전압 지령값에 대해 실제로 합성가능한 전압 육각형 내부의 한 지점으로 출력 전압을 이동하는 역할을 한다. 마지막으로 전압지령 수정기는 과도상태 응답을 높이고 six-step 전압합성을 유지하기 위해 기존의 전압 지령값을 수정하는 동작을 한다. 본 절에서는 약자속 제어기와 전압지령 수정기에 대해 간략히 설명 하도록 한다.

먼저 약자속 제어기로 널리 사용되는 전압 궤환 약자속 제어기의 구조는 그림 2.10와 같다. 먼저 토크 지령생성기로부터 dq 축 전류 지령값(i_{ds}^{**}, i_{qs}^{**})을 출력한다. 전류제어기의 출력인 전압지령 v_{dq}^{r*} 의 절대크기가 설정된 전압 제한값(V_{lim}) 보다 클 경우 d 축 전류 지령을 수정하도록 한다. 이때 d 축 전류수정을 위해 PI제어기를 사용하는데 전압지령의 절대크기가 전압 제한값 보다 작을 경우 PI제어기가 동작하지 않도록 동작을 제한 해야한다. 또한, 수정된 d 축 전류지령의 크기를 고려하여 출력 가능한 최대 q 축 전류 지령값을 제한하여 전류 제한값을

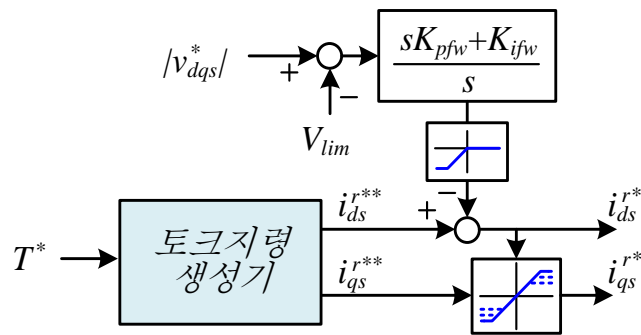


그림 2.10 전압 궤환을 이용한 약자속 제어기의 구조

넘지 못하도록 해준다. 따라서 최종 전류 지령값 i_{ds}^* 과 i_{qs}^* 를 만드는 구조로 되어 있다.

또한 전압 지령 수정기는 약자속 운전영역에서 순시적인 전류제어 성능을 높이고, six-step 스위칭 유지에 유리하게 해주는 역할을 한다. 좌표변환에 의한 유효 역기전력 dq 축 전압(e_{ds}^r , e_{qs}^r)을 아래와 같이 정의하고,

$$\begin{bmatrix} e_{ds}^r \\ e_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r L_{qs} i_{qs}^r \\ \omega_r (L_{ds} i_{ds}^r + \lambda_f) \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

전압방정식 (2.20)에서 상저항을 무시하면, 아래 수식과 같이 정리 될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} sL_d & 0 \\ 0 & sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds}^r - e_{ds}^r \\ v_{qs}^r - e_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

six-step 전압합성시 출력전압은 $2V_{dc}/\pi$ 로 고정되기 때문에, i_{qs}^r 를 증가시키기 위해서는 v_{qs}^r 과 e_{qs}^r 의 차이를 증가시켜야 하는데 e_{qs}^r 를 감소시키는 방법이 유일하다. 수식(2.26)에 따르면, i_{ds}^r 를 감소시켜 e_{qs}^r 를 감소시킬 수 있다. 반대로 i_{ds}^r 를 증가시키기 위해서는 e_{ds}^r 를 감소시켜야 하며, 이를 위해서는 i_{qs}^r 를 증가시켜야 한다. 이러한 디커플링원리를 이용하면, six-step 전압을 유지한 상황에서도 빠른 전류제어 동특성을 가질 수 있다.

따라서 이러한 디커플링 원리를 반영하여 이전샘플링에서 발생한 d 축과 q 축의 전압지령과 실제 전압사이의 오차를 각각 Δv_{ds}^r 과 Δv_{qs}^r 라고 할 때 수정된 전압 지령은 다음과 같고 그림 2.11에 나타냈다.

$$\begin{aligned} v_{ds,modi}^r[n] &= v_{ds}^r[n] - \text{sign}(\omega_r) \Delta v_{qs}^r[n-1], \\ v_{qs,modi}^r[n] &= v_{qs}^r[n] + \text{sign}(\omega_r) \Delta v_{ds}^r[n-1] \end{aligned} \quad (2.28)$$

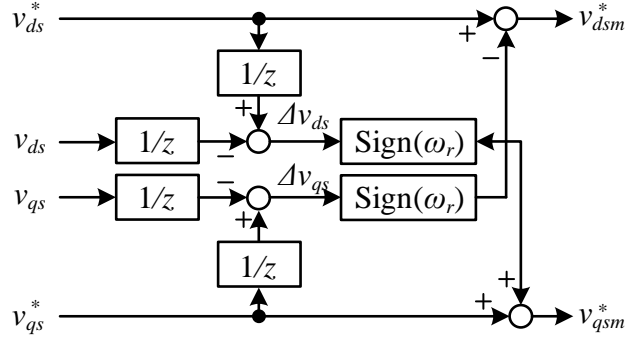


그림 2.11 전압지령수정기

이는 이전 샘플링의 전압오차벡터를 90° 회전시켜, 현재 샘플링의 전류제어기 출력에 더해 수정된 전압 벡터 지령을 만들게 된다. 이 전압지령 보정기는 전압 지령과 실제 전압사이의 오차로 인해 발생한 전류변화를 보정하는 역할을 하게 된다.

그림 2.12는 약자속 운전 영역에서 소개된 전압 지령 수정기를 사용할 때의 시뮬레이션 파형이다. SVPWM을 구현하기 위해 육상전압을 이용한 전압합성 방법[15]을 사용하였으며, 스위칭 주파수는 $10kHz$, 샘플링 주파수는 $20kHz$ 였다. 또한 사용된 전동기 제정수는 부록의 표A-2에 정리하였다. $300V$ 직류단 전압과 $7,530r/min$ 의 고정된 속도 조건에서 타겟 전동기로 토크제어를 실시하였다. 따라서 전동기의 기본과 주파수는 $502Hz$ 로 주파수 변조비율 M_f 는 19.92, 한 섹터당 샘플링 수 (N_s)는 6.64이다. 이 속도에서는 출력 토크가 0인 상태에도 음의 d 축 전류가 필요하다는 것을 확인 할 수있다. 전류 파형이나 토크 파형에서 기본과 주파수의 6배 주파수로 맥동하는 것은 six-step전압 합성에 의한 결과이지만 그 이외의 낮은 주파수로 d 축과 q 축 전류가 흔들리며, 이는 최종적으로 토크리플을 유발한다.

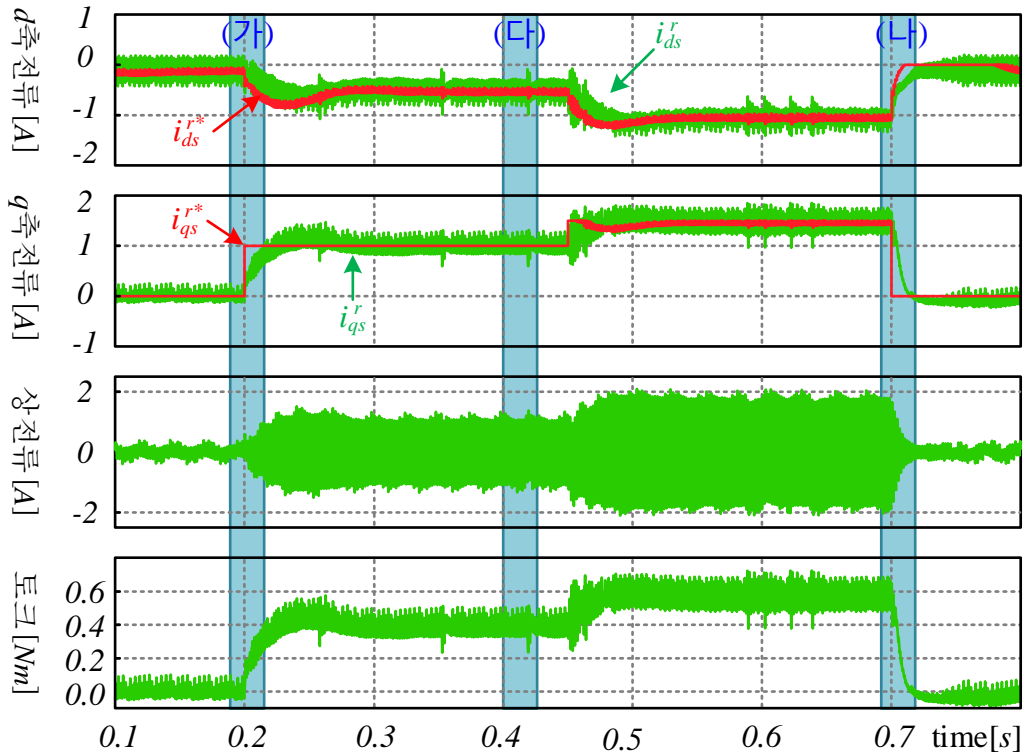
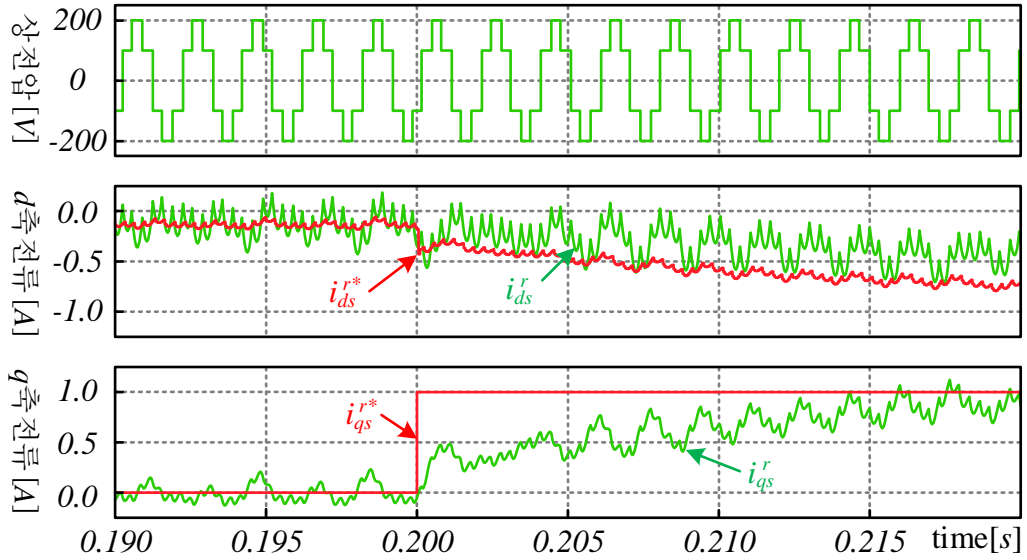
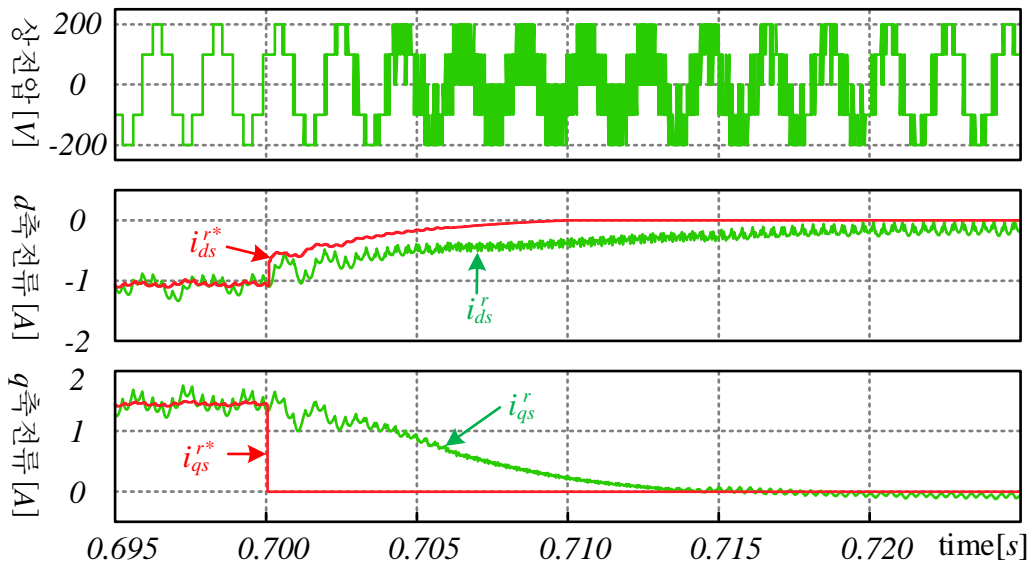


그림 2.12 약자속 운전영역에서의 고정 샘플링운전 ($N_s=6.64$)

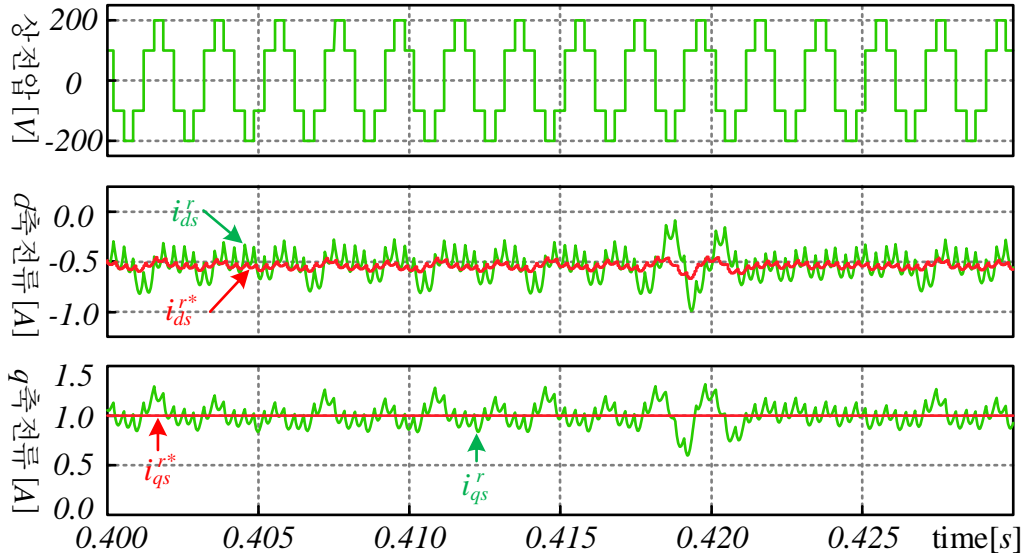
과도 상태의 동작을 살펴 보기 위해 0.2초 부근과 0.7초부근을 확대하여 그림 2.13(가)와 (나)에 도시 하였다. 2.13 (가)는 영 토크에서 양의 토크 지령을 step으로 인가하였을 때로, 양의 토크 인가시 d 축 전류는 음의 방향으로 증가하고 q 축 전류는 양의 방향으로 증가하였다. 이때 과도 상태에도 항상 six-step이 유지 되고 있다. 2.13 (나)는 양의 토크 조건에서 step으로 0토크 지령을 인가하였을 때의 파형이다. 순간 $2V_{dc}/\pi$ 보다 더 작은 전압이 필요하여 삼각파 주파수로 스위칭이 발생한 것을 확인 할 수 있다. 이후 d 축 전류의 크기를 감소시켜 six-step이 유지되지만 순간 낮은 전압 합성을 위해 순간적으로 많은 횟수의 스위칭이 발생하는 것을 알 수 있다.



(가) 과도상태 확대파형 (0.190~0.220s)



(나) 과도상태 확대파형 (0.695~0.725s)



(다) 정상상태 확대파형 (0.400~0.430s)

그림 2.13 약자속 운전영역에서의 고정 샘플링 운전시 구간 확대파형

이번에는 출력정상상태의 동작을 살펴 보기 위해 0.4초의 부근을 확대한 파형을 그림 2.13(다)에 도시하였다. 정상상태 조건에서도 기본파 주파수의 6배 주파수 이외의 주파수로 전류 파형이 맥동 하는 것을 확인 할 수 있다. 이러한 불필요한 전류 맥동성분은 추가적인 시스템 손실과 토크 맥동을 유발한다. 이는 샘플링 주파수가 구동주파수에 비해 충분히 높지 못하기 때문에 발생하는 현상이다.

그림 2.14는 정상상태 six-step 운전시 전압지령과 실제 출력된 전압을 전압 벡터 평면에 나타낸 그림이다. M_f 가 19.92일때의 한 예시로 V_2 는 7번의 샘플링 주기 동안 유지되고, V_3 은 6번의 샘플링 주기 동안 유지된다. M_f 가 정수가 아니기 때문에 다음 기본파 주기에서는 전압벡터마다의 개수가 다시 달라 질 수 있다. 즉 고정 샘플링시스템에서 M_f 가 충분히 높지 못하면, 전압벡터의 인가되는

시간이 동일하지 못하게됨을 의미한다. 즉, 정확한 전압 합성이 불가능하게 되며, 이는 전동기 구동 시 전류 맥동 및 토크 맥동을 유발한다는 것을 직관적으로 알 수 있다. 따라서 이러한 추가적인 맥동을 제거하기 위해서는 six-step 운전 상황에서도 각 섹터당 샘플링 갯수가 정수가 유지되도록 하는 동기화 전압 합성 방법이 적용되어야 함을 알 수 있다[24].

전압지령 수정기를 이용한 six-step 운전 방법 이외에도 약자속 운전영역에서의 six-step 운전을 위한 여러 알고리즘이 제안되었다[48]-[53]. 하지만 이러한 방법들 모두 고정된 샘플링 주기를 가지는 제어시스템에서 구현되었기 때문에 추가적 맥동성분을 억제하지 못한다.

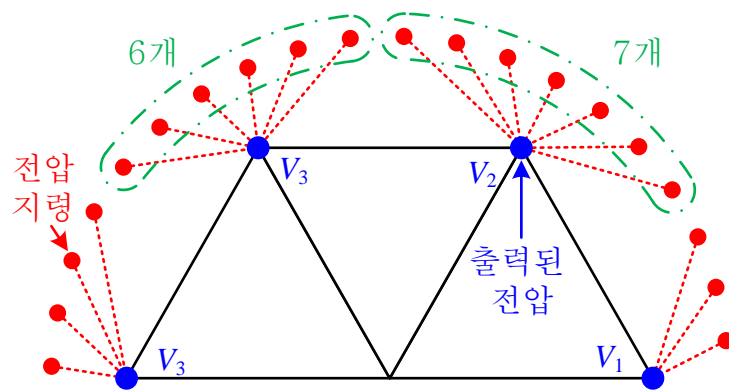


그림 2.14 six-step 운전시 전압지령과 출력된 전압 ($N_s=6.64$)

2.3 기존의 동기전압 합성방법

본 절에서는 3상 2레벨 전압형 인버터의 전압 합성 방법 중 동기전압 합성 방법에 대해 살펴 본다. 앞서 소개한 고정 샘플링을 이용한 삼각파 비교방법을 M_f 가 낮은 조건에서 사용할 경우 서브 하모닉 성분이 발생하였는데, 이를 제거 하기 위한 방법으로 동기전압 합성방법을 주로 사용한다. 여기서 동기란 합성된 전압의 기본파와 스위칭 시점 혹은 샘플링 지점이 동기되어 있다는 의미로, 전압의 크기는 유지한 상황이라면 기본파 주파수가 증가 하더라도 합성된 전압의 고조파 크기는 계속 유지 된다.

2.3.1 최적 PWM 방법

최적 PWM 방법은 정상상태에서 한 주기 동안의 출력전압의 평가함수를 설정하고, 설정된 평가함수를 최소로 하는 스위칭각을 오프라인으로 계산하여 전압 변조를 수행하는 방식이다. 오프라인 계산시 기본파의 1/4주기 혹은 1/6주기를 기준으로 합성된 전압을 계산하는데, 그림 2.15은 1/4 주기를 기준으로 합성된 극 전압 파형과 스위치 온 오프 각(δ_n)을 나타낸 것이다. N 개의 온/오프 각이 존재할 때 n 차 고조파의 크기는 아래 수식과 같다.

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left(1 - 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\delta_k) \right). \quad (2.29)$$

이를 바탕으로 원하는 크기의 기본파 전압을 합성하면서, 특정 저차 고조파 성분이 0이 되도록 하는 δ_n 을 미리 계산하여 참조표(lookup table)에 저장해 둔다[54]-[56].

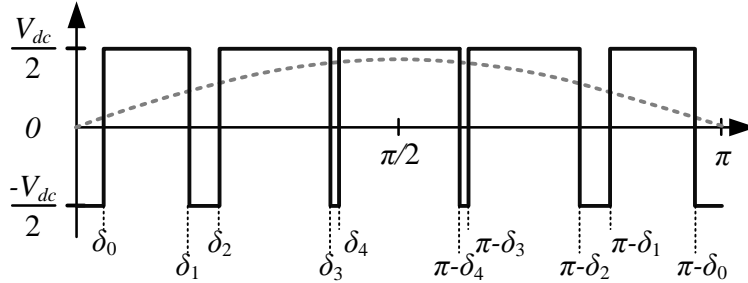


그림 2.15 최적 PWM 방법에서의 스위칭 온/오프 동작

전고조파 왜곡율 (Total Harmonic Distortion: THD)을 기준으로 스위치 온 오프 각을 정하는 방식이 사용 되기도 한다. 만약, 시스템의 인덕턴스 값이 L 이고 n 차 고조파 전류의 크기는 $I_n=A_n/(n\omega L)$ 의 관계를 만족 한다고 할 때, 전고조파 왜곡율 (Total Harmonic Distortion: THD)은 아래 수식과 같다.

$$THD = \sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_n^2} / I_1. \quad (2.30)$$

수식(2.30)을 이용하여 원하는 크기의 전압을 합성하면서, THD가 최소가 되는 δ_n 값을 찾는 방식이 제안되기도 하였다[57]-[58]. 이 외에도 전동기 손실 및 인버터의 손실등이 최소가 되도록하는 최적의 각을 찾는 방법이 적용되기도 한다[59].

하지만 이러한 최적 PWM 방법은 펄스수가 많은 경우 큰 메모리가 필요하고, 정상상태를 기준으로 최적점을 찾는 방식이기 때문에 부하조건이 급변하거나 펄스수가 바뀌는 구간에서는 큰 과도 전류가 흐를 수 있다. 또한 합성하는 전압의 위상, 주파수, 합성 전압 크기 등의 변수등에 대한 스위칭 펄스의 정보가 한번에 업데이트 되지 못하거나, 실제 게이팅 신호 인가시 오차가 발생할 수 있다는 단점이 있다.

2.3.2 최적 샘플링 주기 설정 방법

스위칭 온 오프 시간을 오프라인으로 저장하는 방식 이외에 최적 샘플링 주기 설정 방법이 제안 되기도 하였다[60]. 한 주기 동안 고정된 샘플링 주기를 설정할 경우 각 주기마다 스위칭에 의한 맥동 전류의 크기가 달라질 수 있다는 점에서 착안하여, 일정 크기 이상의 전류 맥동이 발생 하지 않도록 구간별 샘플링 주기를 미리 계산해 두는 방식이다. 여기서 샘플링 주기 내에서는 전압 벡터 인가방식 중 연속 스위칭 방식을 적용하여 전압 벡터를 인가한다. 이 방법은 M_f 가 큰 경우에는 고정 샘플링을 이용한 전압 합성방법을 이용해서 구현할 수도 있다. 하지만 출력전압의 샘플링 지연을 고려하기 위해 속도별로 수정된 샘플링 주기를 다시 계산해야하며, M_f 에 따른 최적주기가 각각 다르기 때문에 여전히 오프라인 계산량에 대한 부담이 존재한다.

2.3.3 동기 PWM 방법

본 절에서는 기존에 연구되었던 주파수변조지수 M_f 가 낮은 조건에서 합성된 전압벡터의 위치가 속도에 상관없이 고정된 지점에서 출력되도록하는 동기 PWM 방법에 대해 살펴본다[21]-[23]. 출력하고자 하는 전압의 주파수에 비해 스위칭 횟수가 작은 조건에서는 합성된 전압의 3상 모양이 모두 동일하고 각 상전압이 반파 대칭과 1/4주기 대칭을 만족할 경우 기본파 이외의 다른 고조파 성분의 크기를 최소화 할 수 있다. 특히 합성된 전압이 반파대칭을 만족할 경우 짝수 고조파가 존재하지 않는다는 장점이 있다. 따라서 위 3가지 조건을 가능한 만족하기 위한 필요조건을 정리하고, 동기 PWM방법에 대한 예를 소개한다.

그림 2.16은 한 섹터에서의 샘플링 지점과 그 섹터내에서 사용가능한 벡터를 보여준다. 이를 기준으로 본 논문에서 사용할 용어를 아래와 같이 정의한다.

- N_s : 단위 섹터당 샘플링 횟수
- α_k : 섹터 내의 k 번째 전압벡터가 존재하는 위치각

따라서 위 그림의 경우 단위섹터당 샘플링 횟수는 3이며, 섹터내의 두번째 전압지령 벡터 $V^*[t_2]$ 는 위치각 α_2 지점에 존재한다.

또한 전압지령벡터를 합성하기 위해 X, Y, Z_x, Z_y 의 4가지 전압벡터를 사용할 수 있다. 한 섹터 내에서 사용 가능한 두 개의 유효벡터 중 전압지령벡터 회전 방향을 기준으로 합성하고자 하는 전압 지령보다 뒤선 유효벡터를 X , 전압 지령보다 앞선 유효벡터를 Y 라고 정의한다. 또한 유효벡터 X 와 하나의 스위칭 변환으로 합성가능한 영벡터를 Z_x , 유효벡터 Y 와 하나의 스위칭으로 합성가능한 영벡터를 Z_y 라고 한다.

이외에도 기본파 한 주기당 총 펄스 수 P_{sw} 라는 용어를 정의 할 수 있는데, 이는 합성하는 출력 상전압의 기본파 주파수 대비 평균 스위칭 주파수(\bar{f}_{sw})와

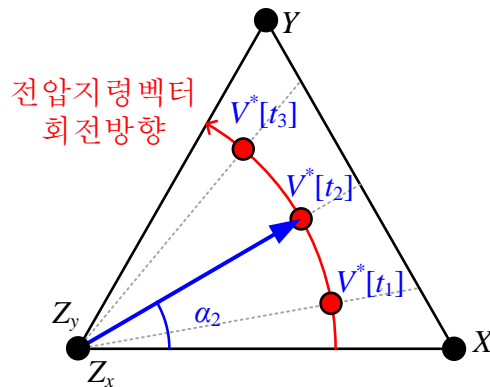


그림 2.16 섹터에서의 샘플링 지점 및 전압지령벡터

동일하며 수식으로 나타내면 아래와 같다.

$$P_{sw} = \bar{f}_{sw} / f_1 \cdot \quad (2.31)$$

동기 PWM방법으로 합성된 상전압이 3상 평형이고, 반파 대칭이기 위해서는 표 2.3의 섹터 초기벡터와 최종벡터 조건을 만족해야 한다. 예를들어, 1번 섹터 내의 첫번째 전압지령 $V^*[t_1]$ 를 합성하기 위해 Z_x 인 V_0 를 사용하였다면, 1번 섹터 내의 마지막 전압지령 $V^*[t_3]$ 합성시 마지막 벡터는 Z_y 인 V_7 로 끝나야 한다. 또한 어떤각 θ 에서 인가 되고 있는 벡터 형태와 $\theta + 60^\circ$ 에서 인가되고 있는 벡터 형태가 동일해야 합성된 파형이 반파 대칭이고 3상 평형일 수 있다.

어떤지점을 기준으로 양의 방향의 파형과 음의 방향의 파형이 일치한다면, 1/4주기 대칭을 만족하여 합성된 전압의 고조파 크기를 최소화 할 수 있다. 이러한 3가지 조건을 만족하는 동기 PWM 방법은 연속 스위칭 방식, 불연속 스위칭 방식, 경계 샘플링 방식, 비대칭 영벡터 방식으로 구분 가능하며 이에 대한 설명은 아래와 같다.

(가) 연속 스위칭 (Continuous Switching: CS)방식

연속 스위칭 방식은 샘플링 주기(T_s) 동안 Z_x 와 Z_y 를 모두 사용하며, 각 영벡터는 전체 영벡터 인가시간의 절반씩 인가하여 유효벡터인가 시간이 샘플링 주기의 중앙에 위치하도록 유지하는 방식이다. 따라서 가능한 스위칭 순서

표 2.3 반파대칭과 3상 평형이기 위한 섹터 초기벡터와 최종벡터 조건

섹터 초기벡터	X	Z_x	Z_y
섹터 최종벡터	Y	Z_y	Z_x

조합은 “ Z_x, X, Y, Z_y ” 와 “ Z_y, X, Y, Z_x ”이다. 한 섹터당 하나 이상의 샘플링 주기가 존재할 때는 두 개의 스위칭 순서 조합을 교번해서 사용해야 한다. 섹터의 초기 시작 벡터가 Z_x 이면 마지막 벡터는 Z_y 가 되고, 섹터 초기 시작 벡터가 Z_y 이면 마지막 벡터가 Z_x 가 되어야 3상 평형, 반파 대칭을 만족 한다. 따라서 N_s 가 홀수일 때 두 대칭 조건을 만족한다. 추가로 1/4배 대칭을 만족하기 위해서는 지령 벡터가 $\alpha=30^\circ$ 위치에 존재 해야 하나 N_s 가 홀수이면 자연스럽게 만족된다. 이 방법은 매 샘플링 주기마다 스위칭 변화가 3번 존재하기 때문에 스위칭 총 펄스수 P_{sw} 는 $3N_s$ 이다.

표 2.4는 N_s 가 1,3,5,7 일때 연속 스위칭 방식을 통해 전압 합성시 벡터인가 순서를 정리한 것으로 숫자는 그림 2.4의 각벡터 고유숫자를 의미한다. 그림2.17은 $N_s=3$ 일때 섹터내에서의 전압지령벡터 위치를 나타낸 그림이다. 섹터의 30° 지점에 지령벡터가 존재하며, 이를 기준으로 대칭인 지점에 나머지 지령벡터가 존재한다.

표 2.4 연속 스위칭 방식의 샘플링수에 따른 벡터인가 예시

샘플링수 (N_s)	섹터 1에서의 벡터 인가순서 [위치각(α)]	펄스수 (P_{sw})
1	0127 [30°]	3
3	7210 [10°], 0127 [30°], 7210 [50°]	9
5	0127 [6°], 7210 [18°], 0127 [30°], 7210 [42°], 0127 [54°]	15
7	7210 [4.3°], 0127 [12.9°], 7210 [21.4°], 0127 [30°], 7210 [38.7°], 0127 [47.1°], 7210 [55.7°]	21

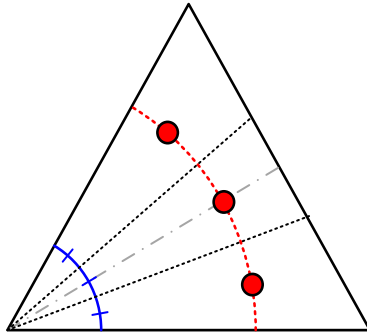


그림 2.17 연속 스위칭 방식에서 $N_s=3$ 일 때 전압벡터 위치

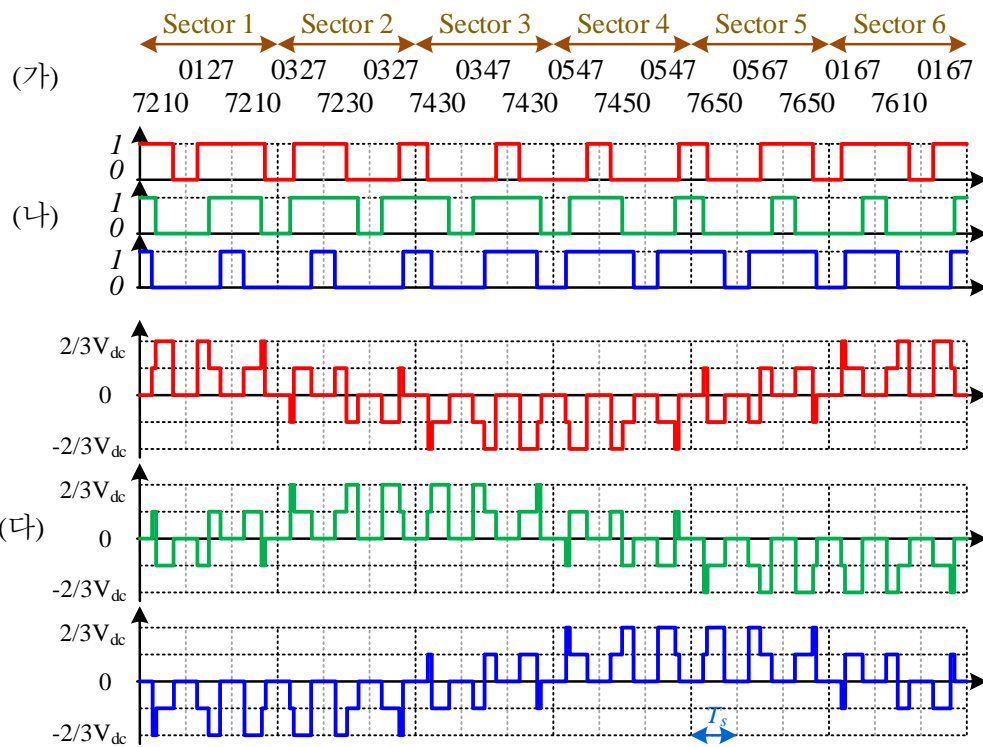


그림 2.18 동기화된 연속 스위칭 방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=3$),
(가) 인가된 벡터 순서, (나) 스위칭 함수, (다) 출력 상전압

$N_s=3$ 이면서 **7210, 0127, 7210**의 순서로 전압벡터를 합성할 때, 3상 스위칭 함수 및 출력 상전압의 모양을 그림2.18에 도시 하였다. 섹터당 3번의 샘플링 주기가 존재 하며 그 위치는 기본파에 고정 되어 있다. 기본파 한 주기 동안 각 상은 총 9개의 펄스를 사용해 상전압을 합성하였으며, 출력된 3상 상전압의 모양은 모두 동일하고, 반파대칭이며, 1/4 주기대칭이다.

(나) 불연속 스위칭 (Discontinuous Switching: DS) 방식

연속 스위칭과 다르게 샘플링 주기 동안 두 개의 영벡터 중 하나의 영벡터만 사용한다. 따라서 한 샘플링 주기동안 3개의 스위치 중 한상은 스위칭을 하지않고 스위칭 함수가 0이나 1로 유지된다.

하지만 각 섹터 마다 스위칭 상태 유지가 불가능한 상이 존재한다. 예를 들어 전압 지령이 1번 섹터에 존재할 경우 A상이 가장 큰 폴전압 지령이고, B상은 중간 크기의 값을, C상은 가장 작은 폴전압 지령을 가진다. 중간 크기 지령값의 스위칭함수는 샘플링 주기동안 0에서 1로 혹은 1에서 0으로 변경되어야 하므로, B상은 스위칭 상태 유지가 불가능한 상이 되고, A상과 C상은 스위치 상태 유지가 가능한 상이된다. 스위칭 상태 유지가 가능한 상은 섹터에 따라 변동되므로 이를 고려한 선택이 필요하다.

불연속 스위칭 방식에서 적용 가능한 스위칭 순서 조합은 “ Z_x, X, Y ”, “ Y, X, Z_x ”, “ X, Y, Z_y ”, “ Z_y, Y, X ”이다. 샘플링 주기 변동시 추가 스위칭이 없도록 하기 위해서는 “ Z_x, X, Y ”와 “ Y, X, Z_x ”을 교번해서 사용하거나, “ Z_y, Y, X ” 와 “ X, Y, Z_y ”을 교번해서 사용해야 한다. 3상 평형과 반파 대칭을 만족하기 위해서는 60° 에 한번씩 스위칭 상태유지 상을 최소한 한번은 바꿔야 한다. 따라서 두 영벡터를 모두 사용하는

“ Z_x, X, Y, Z_y ”나 “ Z_y, Y, X, Z_x ” 의 조합을 사용하여 스위칭 유지 상을 변경해 줘야 한다. 또한 1/4파 대칭을 위해서는 스위칭 유지상 변경이 $\alpha=30^\circ$ 에서 실시 되어야 한다. 위 조건을 모두 만족하기 위해서는 N_s 가 3이상인 홀수 일때만 가능하며, 스위칭 총 펄스 수 P_{sw} 는 $2N_s+1$ 이다.

표 2.5는 N_s 가 1,3,5,7 인 불연속 스위칭 방식의 스위칭 인가 순서를 정리한 것이다. $N_s=5$ 에서는 스위칭 상태 유지상의 위치가 다른 두 가지 방법이 존재 할 수 있다. 여기서 섹터내에 전압지령벡터가 위치하는 지점은 연속 스위칭 방식과 동일하다. $N_s=3$ 이면서 **127**, **7210**, **012**의 순서로 전압벡터가 인가 될 때의 3상 스위칭 함수 및 출력 상전압 모양을 그림2.19에 도시하였다. 섹터당 3번의 샘플링 주기가 존재 하며 그 위치는 기본파에 고정 되어있다. 기본파 한 주기 동안 각 상은 총 7개의 펄스를 이용하여 상전압을 합성하였다. 출력된 3상 상전압의 모양은 모두 동일하고, 반파대칭이며, 1/4주기 대칭을 만족한다.

표 2.5 불연속 스위칭 방식의 샘플링수에 따른 벡터인가 예시

샘플링수 (N_s)	섹터 1에서의 벡터 인가순서 [샘플링각(α)]	펄스수 (P_{sw})
3	127 [10°], 7210 [30°], 012 [50°]	7
5	721 [6°], 127 [18°], 7210 [30°], 012 [42°], 210 [54°]	11
5	012 [6°], 210 [18°], 0127 [30°], 721 [42°], 127 [54°]	11
7	127 [4.3°], 721 [12.9°], 127 [21.4°], 7210 [30°], 012 [38.7°], 210 [47.1°], 012 [55.7°]	15

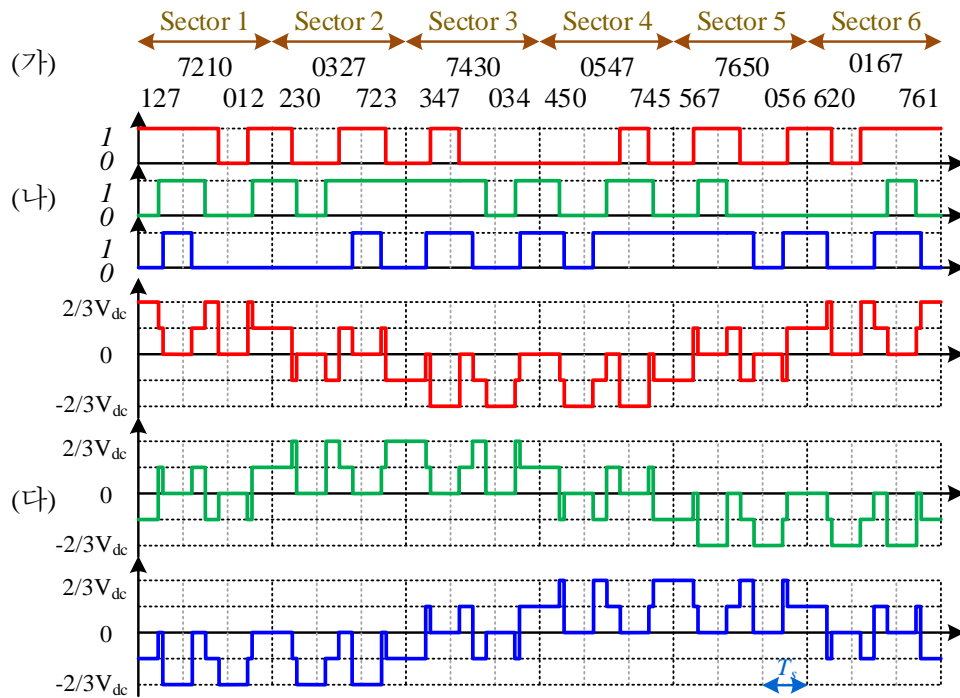


그림 2.19 동기화된 불연속 스위칭 방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=3$),
 (가) 인가된 벡터 순서, (나) 스위칭 함수, (다) 출력 상전압

(다)비대칭 영벡터 변경 (Asymmetric Zero Change : AZ)방식

연속 스위칭 방식에서 가능한 P_{sw} 는 3,9,15,21이고, 불연속 스위칭 방식에서 가능한 P_{sw} 는 3,7,11,15 이다. 따라서 존재하지 않는 5, 9,13, 17의 스위칭 펄스수 $P_{sw} = 2N_s+1$ 를 가지는 전압 파형을 만들고자 고안된 방식이다. 하지만 이 방식의 경우 3상 대칭과 반파대칭은 만족하지만, 1/4주기 대칭을 만족하지 못한다.

한주기에 $P_{sw} = 2N_s+1$ 의 펄스수를 가질 경우 섹터당 스위칭 횟수는 $2N_s+1$ 이다. 따라서 각 섹터 내 총 N_s 번의 전압지령생성중, 한번은 3번의 스위칭을 포함하고 나머지 N_s-1 번의 전압지령생성에서는 총 2번의 스위칭을 포함하면 섹터당

스위칭 횟수는 $2N_s+1$ 을 만족 할 수 있다. 스위칭 상태 유지가 불가능한 상은 N_s-1 번의 전압지령 생성에서 한번씩의 스위칭을 갖고 나머지 1번의 전압지령 생성에서 두 번의 스위칭을 가져야 한 섹터 동안 홀수번의 스위칭을 가진다. 따라서 N_s-1 번의 전압지령생성은 불연속 스위칭 방식이 적용 되어야 하고, 나머지 한번의 전압지령생성에서는 스위칭 상태 유지가 불가능한 상의 스위치가 두 번 스위칭하는 “ Z_x, X, Y, X ”, “ X, Y, X, Z_x ”, “ Y, X, Y, Z_y ”, “ Z_y, Y, X, Y ”의 조합 중 하나를 사용해야 한다. 여기서 두 번 사용되는 유효 벡터는 인가 시간을 균등하게 나누어 인가해야 전류 리플을 줄일 수 있다. 3상 평형을 위해서는 영벡터 변환이 필요한데 이를 위해서는 “ Z_x, X, Y, X ”과 “ X, Y, Z_y ” 또는 “ Z_x, X, Y ”과 “ Y, X, Y, Z_y ”를 연속적으로 사용해야 가능하다. 따라서 앞서 언급된 스위칭을 세번하는 조합은 위치각이 30° 인 지점서 사용될 수 없다.

표 2.6는 N_s 가 2, 4, 6 일때 비대칭 영벡터변경 방식을 통해 전압 합성시 스위칭 인가순서를 정리한 것으로 N_s 가 2와 6일때는 두 가지 조합이 가능하다. 그중

표 2.6 비대칭 영벡터 변경방식의 샘플링수에 따른 벡터인가 예시

샘플링수 (N_s)	섹터 1에서의 벡터 인가순서 [샘플링각(α)]	펄스수 (P_{sw})
2	7212 [15°], 210 [45°]	5
2	0121 [15°], 127 [45°]	5
4	127 [7.5°], 7212 [22.5°], 210 [37.5°], 012 [52.5°]	9
6	721 [5°], 127 [15°], 7212 [25°], 210 [35°], 012 [45°], 210 [55°]	13
6	012 [5°], 210 [15°], 0121 [25°], 127 [35°], 721 [45°], 127 [55°]	13

$N_s=2$ 일 때 섹터내의 전압벡터 위치를 그림 2.20에 나타냈다. 전압지령벡터는 30° 지점에 존재하지 않고, 30° 를 기준으로 대칭인 지점에 존재한다.

$N_s=2$ 이면서 **0121** 과 **127**의순서로 전압벡터가 인가될 때의 3상 스위칭 함수 및 출력 상전압을 그림 2.21에 도시하였다. 비대칭 영벡터 변경방식의 경우 샘플링 주기에 두번 스위칭 벡터를 인가하는 주기가 존재하기 때문에 삼각파를 이용한 전압 합성이 불가능하다. 기본과 한 주기 동안 각 상은 총 5개의 펄스를 사용하여 상전압을 합성한다. 여기서 출력된 3상 상전압의 모양은 모두 동일하고 반파대칭이지만, $1/4$ 주기 대칭을 만족시키지 못함을 알수 있다.

(라) 경계 전압 합성 (Boundary Sampling: BS) 방식

비대칭 영벡터 변경 방식은 N_s 가 짝수이면서 3상 대칭, 반파 대칭인 상전압을 합성할 수 있는 방식이지만, $1/4$ 주기 대칭을 만족하지 못하다. 또한 2개의 유효 벡터 중 하나가 두 번의 시간에 걸쳐 인가 되어야 하기 때문에 게이팅 신호 구현시 복잡하다. 경계 벡터 인가 방식은 비대칭 영벡터 변경방식처럼 $P_{sw} = 2N_s+1$ 의

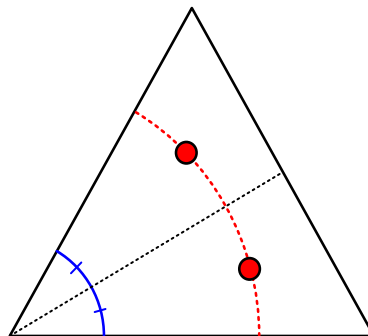


그림 2.20 비대칭 영벡터 변경방식에서 $N_s=2$ 일 때의 전압지령벡터 위치

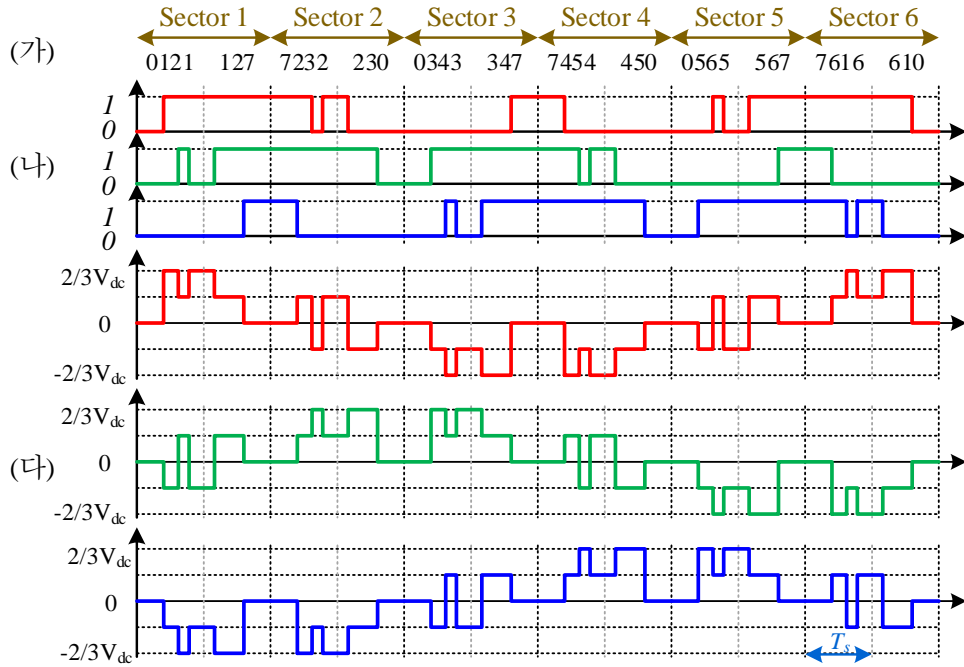


그림 2.21 동기화된 비대칭 영벡터 변경방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=2$)
 (가) 인가된 벡터 순서, (나) 스위칭 함수, (다) 출력 상전압

펄스수를 가지는 짝수의 N_s 를 가지면서 3상평형, 반파대칭, 1/4 주기 대칭을 모두 만족하기 때문에 비대칭 영벡터 변경방식을 대체 할 수 있는 방식이다.

출력된 상전압이 3상 평형과 반파대칭을 만족하기 위해서는 모든 방법에서 스위칭 상태유지가 불가능한 상의 스위칭 횟수는 홀수이고 두 개의 스위칭 상태유지가 가능한 상의 스위칭 횟수는 짝수이어야 한다. 여기서 스위칭 상태 유지가 불가능한 상의 스위칭 횟수가 (N_s+1) 일 경우 1/4주기 대칭이 불가능하기 때문에, 스위칭 상태 유지가 불가능한 상의 스위칭 횟수가 (N_s-1) 이어야 하고 스위칭 상태유지가 가능한 상은 스위칭 횟수가 (N_s+2) 이어야 한다. 이러한 조건을 동시에 만족하기 위해서는 샘플링 중 한번은 섹터의 경계 지점에서 이루어 져야

한다. 경계 지점에서는 하나의 유효 벡터를 사용하여 벡터 표현이 가능한데 “ Z_x, X, Z_x ”나 “ Z_y, Y, Z_y ”의 순서를 가지는 스위칭 순서 조합을 사용할 수 있다. 경계를 제외한 나머지 샘플링 시점에서는 불연속 스위칭 방식처럼 스위칭 벡터 합성을 한다.

표 2.7는 N_s 가 2, 4, 6 일때 경계 샘플링 방식을 통해 전압 합성시 스위칭 인가 순서를 정리한 것이며, 그림2.22는 $N_s=4$ 일 때 섹터내의 전압벡터 위치를 나타낸 그림이다. 섹터의 경계인 0° 와 섹터의 중심인 30° 에 항상 전압지령벡터가 존재한다. N_s 가 2 이상인 경우, 경계지점의 벡터를 제외하고 30° 를 기준으로 대칭인 지점에 전압지령벡터가 존재한다.

표 2.7 경계 벡터 인가 방식에서 합성 가능한 PWM 전략

샘플링수 (N_s)	섹터 1에서의 벡터 인가순서 [샘플링각(α)]	펄스수 (P_{sw})
2	$010[0^\circ], 0127[30^\circ]$	5
4	$101[0^\circ], 127[15^\circ], 7210[30^\circ], 012[45^\circ]$	9
6	$010[0^\circ], 012[10^\circ], 210[20^\circ], 0127[30^\circ], 721[40^\circ], 127[50^\circ]$	13

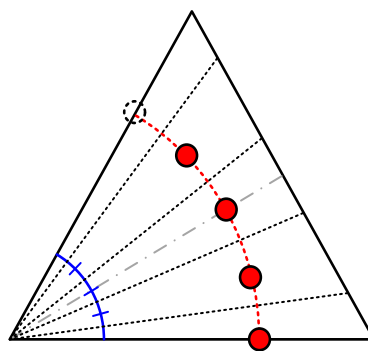


그림 2.22 경계 벡터 인가 방식에서 $N_s=4$ 일 때 전압벡터 위치

그림 2.23은 $N_s=2$ 이면서 **010, 0127**의 순서로 전압벡터가 인가될 때의 3상 스위칭 함수 및 출력 상전압 모양이다. 섹터당 2번의 샘플링 주기가 존재하며 그 위치는 기본파의 위상각에 고정되어 있다. 기본파 한 주기 동안 각 상은 총 5개의 펄스로 상전압을 구현하였으며, 출력된 상전압은 3상 평형, 반파대칭, 1/4 주기 대칭을 모두 만족한다.

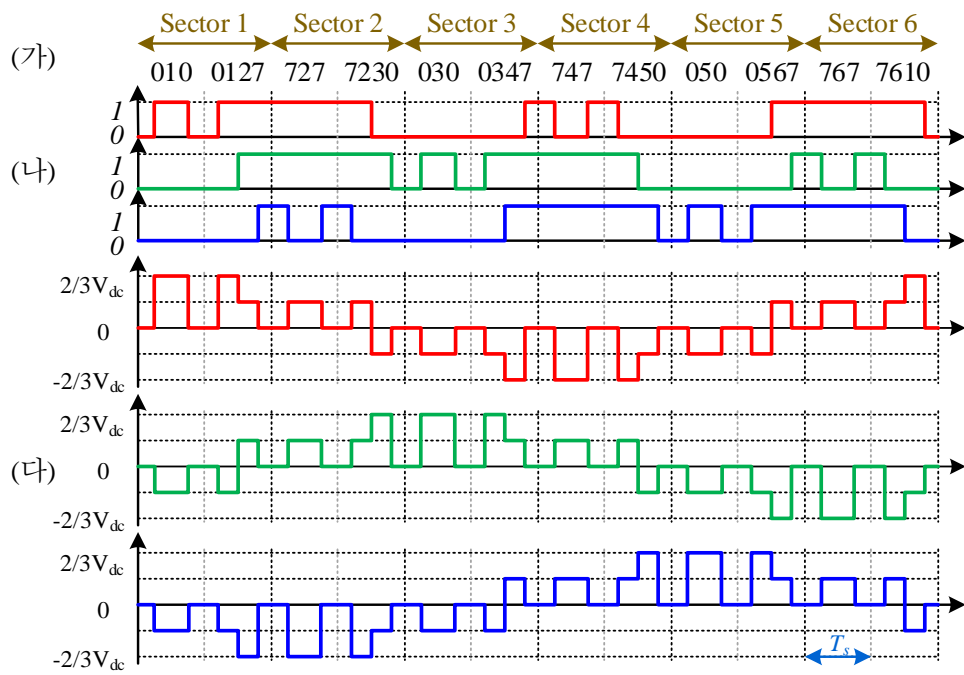


그림 2.23 동기화된 경계 벡터 인가 방식 적용시 출력 상전압 ($N_s=2$)
 (가) 인가된 벡터 순서, (나) 스위칭 함수, (다) 출력 상전압

2.4 기존의 동기전압 합성방법을 이용한 전동기 제어

앞 절에서 낮은 주파수 변조지수를 가지는 동기전압 합성방법들을 소개하였다. 본 절에서는 앞서 소개된 동기전압 합성방법을 이용하여 전동기 구동에 적용한 사례를 살펴본다.

2.4.1 동기 PWM방법을 이용한 open loop 제어

동기 PWM 방법을 이용한 전동기 제어 방식 중 하나로 많이 소개 되는 것이, 속도지령에 따라 일정하게 전압을 증가시키는 V/F 제어를 적용한 유도전동기 구동방식이다[27]-[28]. 팬, 펌프와 같은 부하의 경우 빠른 동특성이 요구되지 않기 때문에 전압지령을 직접 인가하는 방식을 주로 사용한다. 이때 인가되는 전압의 크기는 주파수에 비례하여 증가하는 값은 인가하는데 그 크기는 전동기 사양에 따라 달라진다.

그림 2.24은 논문[27]의 최대 스위칭 주파수를 $450Hz$ 로 제한하였을 때 스위칭에 따른 상전압의 가중 전고조파 왜곡율 (Weighted Total Harmonic Distortion: WTHD)을 도시한 그림이다. 전압 합성 방법의 정확한 비교 분석을 위해서는 전압 합성 방법에 따른 부하 상전류의 전고조파 왜곡율을 비교해야 한다. 하지만 전류의 전고조파 왜곡율은 시스템의 파라미터 및 운전조건에 따라 달라지기 때문에, 합성된 전압만으로 평가가 불가능하다. 따라서 전압 합성방법을 연구하는 논문에서는 주로 상전압의 WTHD를 사용하여 그 성능을 비교한다. 상전압의 가중 전고조파 왜곡율은 다음과 같이 정의된다.

$$V_{WTHD} = \frac{\sqrt{\sum (V_n/n)^2}}{V_1}, \quad (n \neq 1). \quad (2.32)$$

여기서 V_1 은 상전압의 기본파 성분의 크기이고, V_n 은 상전압의 고조파 성분의 크기이다.

그림 2.24의 실선은 P_{sw} 가 9, 15, 21, 27인 연속 스위칭 방식 적용시의 V_{WTHD} 이고 점선은 P_{sw} 가 11, 15, 19, 23인 불연속 스위칭 방식 적용시의 V_{WTHD} 이다. 여기서 V_{WTHD} 가 낮은 스위칭 방식을 선택하는 것이 유리한데, 구동 주파수에서 해당 P_{sw} 가 스위칭 가능한 최대 스위칭 주파수를 넘지 않도록 해야한다. 즉, 15인 경우 최대 스위칭 주파수를 고려하면, 30Hz이하의 주파수부터 적용 가능하다.

만약 연속 스위칭 방식만 사용한다고 하면, 구동 주파수에 따른 최저 V_{WTHD} 을 가지는 스위칭 방식을 고르면 굵은 점선을 선택하게 된다. 만약 연속 스위칭 방식과 불연속 스위칭 방식을 함께 사용한다고 하면, 구동주파수에 따라 굵은 점선으로 스위칭 방식을 선택하게 된다. 따라서 불연속 스위칭 변조 방식을 사용할 때 30Hz ~ 40.1Hz과 21.4Hz ~ 23.6Hz 구간에서 더 작은 V_{WTHD} 을 가지는 상전압을 합성 할 수 있다. 여기서 주파수에 따른 스위칭 방식 선택 구간은 최대 허용 가능 스위칭 주파수에 따라 달리 질 수 있다.

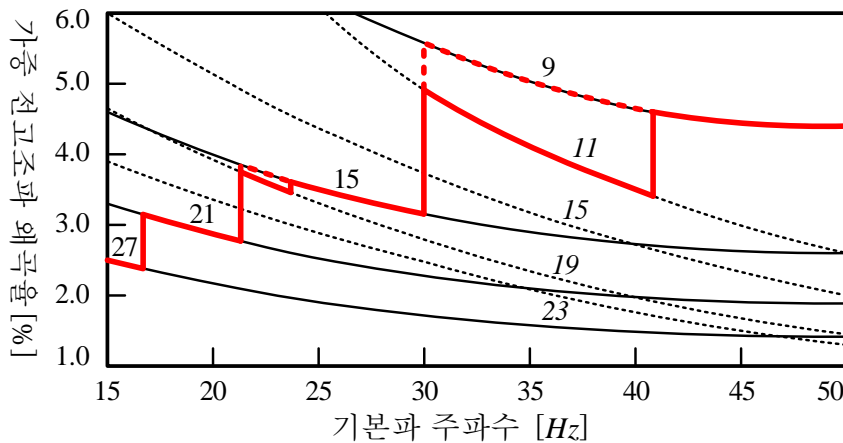


그림 2.24 연속 /불연속 스위칭 방식의 구동 조건에 따른 V_{WTHD} 예시

2.4.2 최적 PWM을 이용한 전동기 구동

(가) 최적 PWM을 이용한 open loop 제어

최적 PWM 방식을 사용하여 전동기를 구동 할 수 있다[19], [20]. 하지만 최적 PWM의 경우 정상상태 전압 합성 동작을 기준으로 최적값을 오프라인으로 계산한 것이기 때문에, 정상상태 일 때 만 최적의 스위칭 패턴을 인가할 수 있다는 제약이 존재한다. 따라서 빠른 전압지령 변화가 불필요한 V/F 제어와 같은 open loop 전압지령 인가 방식에 주로 사용된다.

그림 2.25는 최적 PWM을 이용한 open loop 전동기 구동 방식에 대한 제어 블록도이다. $|v^*|$ 와 $\text{ang}(v^*)$ 는 각각 전압지령 v^* 의 크기와 위상각을 나타낸다. ω_{s1} 은 합성하고자 하는 고정자 상전압의 기본파 주파수이며, M_v 는 전압변조 지수로 수식(2.7)로부터 구할 수 있다. 합성하고자 하는 전압의 기본파 주기당 최적 스위칭 펄스 수(N)가 항상 정수가 되도록 유지 해야 하는데, 시스템의 최대 스위칭 주파수를 f_{sw_max} 라고 할 경우 최적 스위칭 펄스 수는 다음과 같다.

$$N = \text{floor}\left(\frac{f_{sw_max}}{\omega_{s1}/2\pi}\right). \quad (2.33)$$

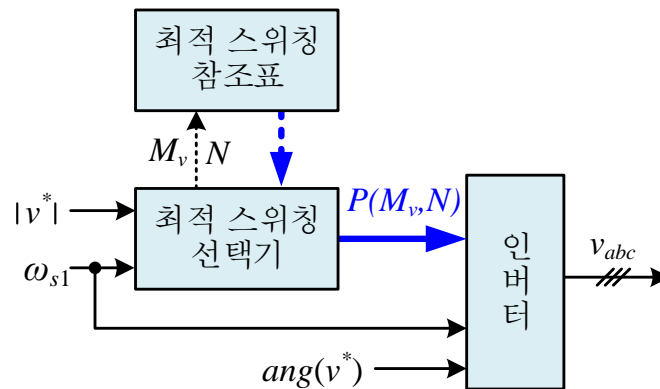


그림 2.25 최적 PWM을 이용한 전동기 open-loop제어 블록도

오프라인으로 계산된 최적 스위칭 펄스 패턴 정보는 참조표에 저장 되어 있는데, 전압변조지수와 펄스 수에 따른 최적 스위칭 각정보 $P(M_v, N)$ 를 기본과 주기마다 최적 스위칭 참조표에 접근하여 얻어온다. 전압 위상각 $\text{ang}(v^*)$ 은 펄스 패턴 인가 시점에 대한 위상 조절에 사용되고, ω_{sl} 는 인버터 내에서 순시적인 패턴 인가 속도에 대한 정보로 사용된다.

하지만 순간적인 전압지령의 크기 변화나 펄스 수의 변화 시 과도전류가 발생할 수 있다. 정상상태에서 최적 PWM 펄스 인가로 인한 상 전류의 순시 전류(i_s)는 기본과 전류(i_l)와 고조파 전류(i_h)로 분리할 수 있다. 여기서 과도지령이 변경되는 순간 t_c 에서, 변경 이후 새로운 최적 스위칭 펄스 패턴에 의한 고조파 전류 $i_{h_ss}(t_c^+)$ 와 지령이 변경 되는 순간 고조파 전류 $i_h(t_c^-)$ 의 차를 과도상태 전류오차 d_i 라고 정의하고 이는 다음과 같다.

$$d_i = i_{h_ss}(t_c^+) - i_h(t_c^-). \quad (2.34)$$

과도 상태 전류 오차를 동기좌표계로 전환 했을 때 직류옴셋의 형태로 나타나게 되는데, 동기좌표계 과도상태 전류 오차 값이 0으로 수렴하기 위해서는 전동기의 시정수만큼의 시간이 걸린다. 만약 이 과도 상태 전류오차가 0으로 감쇄하기 전에 계속해서 전압지령을 변동 시키게 되면, 오차 전류가 계속 커져 정격 전류 영역 이상의 전류가 흘러 시스템의 허용전류를 넘을 수 있다. 따라서 최적 PWM을 이용한 open loop 전동기 구동방식은 V/F 운전시 전압 지령 인가 크기 및 지령 변경주기를 전동기 시정수를 고려하여 제한해야 한다.

(나) 전류 궤적 제어기를 이용한 최적 PWM 합성

최적 PWM을 이용한 open loop 전동기 구동방식은 전압지령 변동에 제한이 존재했다. 이에 논문 [19], [61]에서는 과도 지령 변화시의 스위칭 펄스 패턴 변화로 발생하는 고조파 전류 오차를 줄이고자 전류 궤적 제어기를 사용하는 방식이 제안 하였다. 이는 고조파 전류의 closed loop제어를 통해 최적 스위칭 펄스 인가시 정상상태 전류 벡터 궤적으로 항상 유지가 되도록 하는 형태이다.

이 방법을 적용하기 위해서는 M_v 및 펄스 수에 따른 최적 스위칭 패턴뿐만 아니라 그 스위칭 펄스 패턴으로 인한 정상상태 하모닉 전류 궤적 자취를 함께 참조표에 저장해 두어야 한다. 이 정상상태 하모닉 전류 궤적 자취는 전류자취의 지령값으로 사용된다. 과도 상태에서 발생하는 지령 자취와 과도 상태 고조파 전류자취의 편차는 전류벡터 자취 제어기를 통해 최적 스위칭 패턴 수정기의 입력으로 사용된다. 과도 상태의 고조파 전류는 출력된 전압패턴을 직접 측정할 값을 사용해야한다. 과도상태의 스위칭 펄스가 포함된 최종 스위칭 펄스 지령 으로부터 추정할 값을 대신 사용할 수도 있지만, 고조파 전류를 추정하는데 전동기 파라미터가 사용이된다. 스위칭 패턴 수정기는 자취 제어기와 함께 고정된 샘플링 주파수로 동작하며, 기존의 최적 스위칭 패턴에서 온 오프 시간을 조절하여 고조파 전류 자취의 오차를 줄이도록 동작하게 된다.

하지만 이 방법은 앞서 언급한 했듯이 미리 계산된 최적 전류 자취에 대한 정보가 추가로 필요하며, 피드백 신호로 사용되는 과도상태 고조파 전류 정보를 복원하기 위해 전동기 파라미터값을 사용해야 한다는 단점이 있다. 특히, 유도 전동기의 누설 인덕턴스는 부하전류의 크기에 따라 크게 바뀌기 때문에 파라미터 추정기를 통한 보정이 추가로 필요하다.

(다) 자속 궤적 제어기를 이용한 최적 PWM 합성

파라미터에 오차에 대한 성능 저하를 개선 하고자 전류 궤적 대신 자속 궤적을 사용하는 방식이 제안 되었으며 구조는 그림 2.26과 같다[62]. 이 방식에서는 전류궤적의 오차대신 자속 궤적의 오차를 스위칭 패턴 제어기의 입력으로 사용한다. 따라서 과도지령이 변경되는 순간 t_c 에서 최적 스위칭 펄스 패턴에 의한 자속 $\lambda_{dqs_s}^s(t)$ 과 변경 된 스위칭 펄스 패턴에 의한 자속 추정값 $\hat{\lambda}_{dqs}^s(t)$ 의 차를 과도 상태 자속오차 \hat{d} 라고 정의하고 이는 다음과 같다.

$$\hat{d} = \lambda_{dqs_s}^s(t) - \hat{\lambda}_{dqs}^s(t). \quad (2.35)$$

여기서 윗첨자 ‘ ^ ’는 추정 값, 윗첨자 ‘ s ’는 정지좌표계를 의미한다. 두 값중 $\lambda_{dqs_s}^s(t)$ 은 전동기 구동전에 오프라인으로 구해야 하는 값이고, $\hat{\lambda}_{dqs}^s(t)$ 는 추정기를 이용해 실시간으로 얻는다.

먼저, 인가 되고 있는 스위칭 패턴에 대한 최적 자속 궤적 $\lambda_{dqs_s}^s(t)$ 은

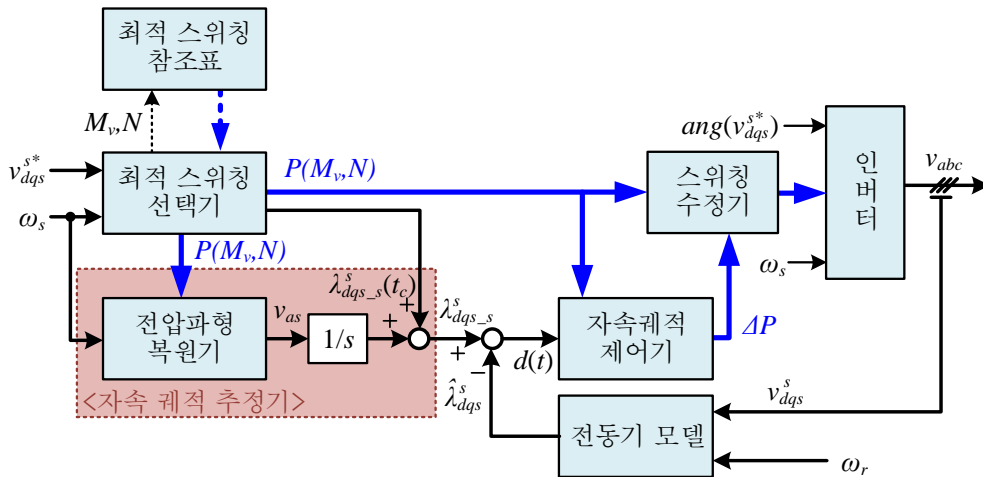


그림 2.26 자속 궤적 제어기를 이용한 최적 PWM 합성

구동이전에 오프라인으로 구한 $P(M_v, N)$ 으로부터 수식을 통해 얻을 수 있다. 전압 파형 복원기를 이용해 $P(M_v, N)$ 에 포함되어있는 90도 주기의 스위칭 각 정보로부터, 반파대칭과 1/4주기대칭 원리를 이용하여 스위칭 각 α 를 변수로 가지는 상전압 파형 $v_{as}(\alpha)$ 을 출력한다. 이 상전압파형을 적분하면 t에서의 최적 자속 궤적을 얻을 수 있는데 이는 아래 수식과 같다.

$$\lambda_{dq_{s-s}}^s(t) = \int_{t_c}^t v_{as}(\alpha) dt + \lambda_{dq_{s-s}}^s(t_c). \quad (2.36)$$

여기서 $\lambda_{dq_{s-s}}^s(t_c)$ 는 $\alpha=0$ 일때의 최적 자속 궤적 값으로 이는 $P(M_v, N)$ 과 함께 오프라인으로 계산해 저장해 두게 된다.

두번째 값인, 추정된 현재 자속 궤적 $\hat{\lambda}_{dq_s}^s(t)$ 은 전동기 모델로부터 추정 가능하다. 이 논문은 유도기 운전에 최적 PWM 인가방식이 적용되었는데, 유도전동기의 정지좌표계 전압방정식과 자속방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{dq_s}^s &= R_s i_{dq_s}^s + \frac{d}{dt} \lambda_{dq_s}^s \\ v_{dq_r}^s &= R_r i_{dq_r}^s + \frac{d}{dt} \lambda_{dq_r}^s - j\omega_r \lambda_{dq_r}^s \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{dq_s}^s &= L_s i_{dq_s}^s + L_m i_{dq_r}^s \\ \lambda_{dq_r}^s &= L_m i_{dq_s}^s + L_r i_{dq_r}^s \end{aligned} \quad (2.38)$$

여기서 $v_{dq_s}^s$ 는 정지좌표계 고정자 전압, $v_{dq_r}^s$ 는 정지좌표계 회전자 전압, $i_{dq_s}^s$ 는 정지좌표계 고정자 전류, $i_{dq_r}^s$ 는 정지좌표계 회전자 전류, $\lambda_{dq_s}^s$ 는 정지좌표계 고정자 자속, $\lambda_{dq_r}^s$ 는 정지좌표계 회전자 자속, R_r 와 R_s 는 각각 회전자 저항과 고정자 저항, L_r 와 L_s 는 각각 회전자 인덕턴스와 고정자 인덕턴스, L_m 은 상호 인덕턴스, ω_r 은 회전자 각속도이다. 여기서 $v_{dq_r}^s$ 가 0인 유도 전동기라면, 수식

(2.36)과 (2.37)은 다음과 같이 정리 될 수 있다.

$$\frac{\sigma L_s}{R_s} \frac{d}{dt} \lambda_{dqs}^s + \lambda_{dqs}^s = \frac{\sigma L_s}{R_s} v_{dqs}^s + \frac{1}{R_s} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dqr}^s, \quad (2.39)$$

$$\frac{\sigma L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \lambda_{dqr}^s + \lambda_{dqr}^s = j \frac{\sigma L_r}{R_r} \omega_r \lambda_{dqr}^s + \frac{L_m}{L_s} \lambda_{dqs}^s. \quad (2.40)$$

여기서 σ 는 $(L_r L_s - L_m^2)/L_r L_s$ 이다. 위 수식에서 알 수 있듯이, 고정자 전압과 회전자 속도로부터 고정자 쇄교자속과 회전자 쇄교자속을 추정 할 수 있다. 이때 고정자 전압은 출력된 전압을 측정한 값을 사용하게 된다.

이렇게 구한 $\lambda_{dqs-s}^s(t)$ 과 $\hat{\lambda}_{dqs}^s(t)$ 의 차로부터 과도 상태 자속 오차를 얻을 수 있으며, 이는 자속계적 제어기의 입력으로 사용된다. 자속 계적 제어기는 과도 상태 자속 오차 \hat{d} 를 수정하기 위한 수정신호 ΔP 를 출력하며, 이는 전압×시간 ($V \cdot s$)의 단위를 가진다. 스위치가 켜지는 방향으로 동작시 $\Delta t > 0$ 시간지연은 $V \cdot s$ 를 감소시키고, $\Delta t > 0$ 시간지연은 $V \cdot s$ 를 증가 시킨다. 스위치가 꺼지는 방향으로 동작시에는 반대로 동작한다. 이러한 스위칭 인가시간의 지연을 통한 $V \cdot s$ 보정은 고정된 샘플링 주기 T_s 를 기준으로 이루어 질 수 있다. 이 논문의 경우 3레벨 시스템에 적용하였고 이때 A상에서 i 번째 시간변화가 Δt_{ai} 이면, A상에서 보정된 과도 오차는 아래와 같다.

$$\Delta d_a = -\frac{1}{3} V_{dc} \sum_{i=1}^n s_{ai} \Delta t_{ai}. \quad (2.41)$$

여기서 s_{ai} 는 3레벨 인버터의 스위치 함수이고, n 은 주기 T_s 동안 존재하는 최대 스위칭 각의 개수이다. 각 상별 보정된 오차를 dq 축 벡터로 표현하면, 다음 수식과 같다.

$$\Delta d = -\frac{1}{6} V_{dc} \sum_{i=1}^n \left[(2s_{ai} \Delta t_{ai} - s_{bi} \Delta t_{bi} - s_{ci} \Delta t_{ci}) + j\sqrt{3}(s_{bi} \Delta t_{bi} - s_{ci} \Delta t_{ci}) \right]. \quad (2.42)$$

따라서 과도 추정자속 오차 발생시 수식(2.42)의 크기만큼 스위칭 패턴을 변경시켜 자속보정이 이루어 지기 때문에 과도 상태의 전압지령 및 스위칭 펄스 변화로 인한 전류 오차 발생 현상을 줄일 수 있다.

전류계적 추정 방식에 비해 파라미터의 변동에 덜 민감하고, 전류 계적이 아닌 자속계적의 초기값만 필요하기 때문에 오프라인으로 저장해야할 데이터의 양이 줄어든다. 또한 출력 전압의 직접적인 측정을 통한 보정을 적용하기 때문에 데드 타임과 같은 비선형성이 자속 추정기를 통해 보정이 된다. 하지만, 여전히 방대한 양의 스위칭 인가 각에 대한 정보 저장이 필요하다. 또한, 출력 전압의 직접적인 측정시 고조파가 포함된 고전압 신호를 측정해야 하기 때문에, 필터 설계 및 측정된 전압신호의 정확도 확보에 어려움이 존재한다.

(다) 최적 PWM을 이용한 closed loop 제어

논문[63]에서는 이러한 자속 계적 추정기를 이용한 최적 PWM을 적용하여 유도전동기의 closed loop 제어를 실시하였다. 그림 2.27은 closed loop 제어에 사용된 최적 PWM의 제어 블록도이다. 그림 2.26에서는 자속계적 추정을 위해 직접 측정된 전압과 유도전동기 정지좌표계 전동기 모델을 사용하였지만, 그림 2.27에서는 측정된 전류 정보를 사용하였으며, 동기좌표계 전동기 모델을 사용하여 고정자 자속을 추정할 수있다. 이렇게 추정된 고정자 자속과 최적자속 계적값을 비교하여 앞선 방법과 동일하게 과도상태 계적 오차를 보정하도록 자속 계적 제어기를 설계한다.

여기서 closed loop를 이용한 전압지령을 사용할 경우 전압지령이 빈번히 변경되어 부정확한 동작을 유발하기 때문에 전압지령을 바로 사용하지 않고, 아래와 같이 새롭게 정의된 기본파 전압지령 $v_{dq_s1}^*$ 을 사용한다.

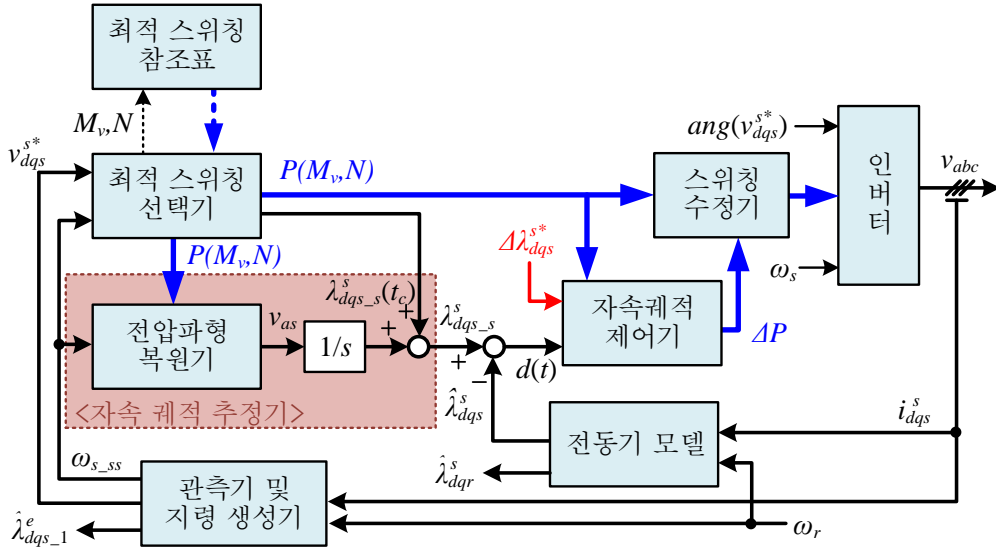


그림 2.27 자속 궤적 제어기를 이용한 closed loop 제어 시스템

$$v_{dqs_1}^{s*} = j\omega_{s_{ss}} \hat{\lambda}_{dqs_1}^s - R_s \hat{i}_{dqs_1}^s \quad (2.43)$$

여기서 $\hat{\lambda}_{dqs_1}^s$ 는 추정된 고정자 자속의 기본파 성분, $\hat{i}_{dqs_1}^s$ 는 추정된 고정자 전류의 기본파 성분, $\omega_{s_{ss}}$ 는 정상상태 동기속도이다. $\hat{\lambda}_{dqs_1}^s$ 과 $\omega_{s_{ss}}$ 는 수식(2.37)과 (2.38)의 전압방정식을 바탕으로 설계된 축소차원 관측기로부터 얻을 수 있으며, $\hat{i}_{dqs_1}^s$ 는 관측기를 사용해 추정된 고정자 자속과 회전자속을 전압방정식에 대입하여 얻을 수 있다. 따라서 논문[56]에서는 전압 지령을 제어기 출력으로부터 바로 얻지 않고, 추정된 자속 관계식으로부터 얻는 방식이라는 의미에서 이러한 전동기 제어 방식을 ‘self controlled machine’라고 명명하였다.

그림 2.27의 자속 궤적 제어기 입력에는 궤적추정 오차값 이외에 전동기 과도상태 운전시 필요한 자속 에러벡터 $\Delta\lambda_{dqs}^{s*}$ 가 포함되어있다. 이는 self controlled machine의 입력신호이기도 하다. 그림 2.28는 자속제어기와 속도제어

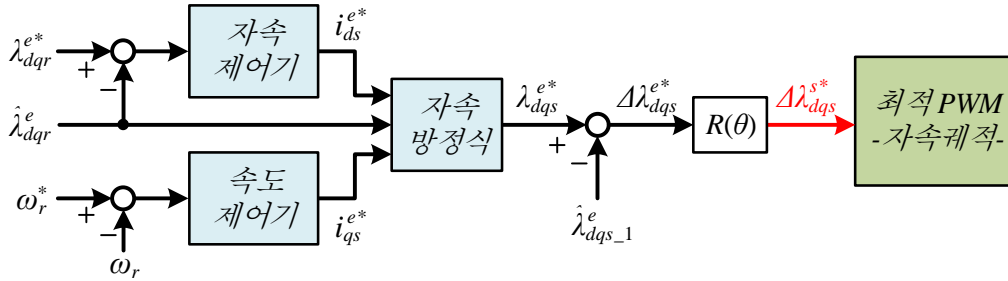


그림 2.28 자속 궤적 제어를 이용한 최적 PWM 합성

기를 포함한 제어시스템의 블록 다이어그램으로 최종 출력값은 $\Delta\lambda_{dqs}^{s*}$ 으로 자속궤적 제어기의 입력으로 사용된다.

유도 전동기 구동을 위한 회전자 자속 제어기와 속도제어기 출력으로부터 고정자 dq 축 전류 지령을 생성하며, 자속방정식으로부터 동기좌표계 고정자 자속 지령값(λ_{dqs}^{e*})을 얻을 수 있다. λ_{dqs}^{e*} 은 그림2.26의 관측기에서 추정된 고정자 자속의 기본과 성분 $\hat{\lambda}_{dqs_1}^e$ 과의 차는 정지좌표계 자속 에러벡터 $\Delta\lambda_{dqs}^{s*}$ 로 변환 되어 자속 추정기에 인가된다.

논문[63]에서는 계단 토크지령 변화 및 빠른 속도 지령 변화에도 자속궤적 추정이 가능하며 기본과 대비 스위칭 횟수가 작은 상황에서도 빠른 동특성을 가진다고 서술하고있다. 하지만 자속 궤적 추정기의 고정된 T_s 내에 스위칭 각이 여러 개 존재 할 때 과도 상태 오차 수정 및 자속 궤적 추정이 가능하기 때문에, 샘플링 주기당 스위칭 각의 개수가 작은 조건에서는 여전히 빠른 응답성을 얻기 힘들다. 또한 이 최적화 PWM을 이용한 closed loop 제어방법은 제어기 및 추정기의 개별적인 설계 및 서로의 상호 간섭의 영향을 분리하기 어려운데, 특히 출력되는 전압의 오차를 제어기 형태로 보정해야하기 때문에 다른 제어기와 전압합성방법을 따로 분리하지 못한다. 따라서, 일반적으로 연구되어온 전동기

제어알고리즘을 최적 PWM을 이용한 전압 합성방법에 바로 적용하기 어렵고, 속도제어기 및 토크 제어기 출력값이 인가되는 형태가 비선형적이어서 시스템 분석이 어렵다.

2.4.3 가변 샘플링을 이용한 six-step 운전

앞서 서술한 것처럼, 고정 샘플링으로 six-step운전을 할 때 M_f 가 충분히 높지 못한 경우 섹터당 샘플링 수가 일정하지 못해 정확한 시점에 six-step에 해당하는 전압벡터를 인가 하지 못했다. 이를 해결하고자 논문[24]-[25]에서는 가변 샘플링 시간을 이용하여 six-step운전에서 섹터당 샘플링 개수가 항상 일정하게 유지 되도록 하는 제어 방식이 제안되었다.

(가) closed loop 제어 시스템 구조

가변 샘플링을 이용한 six-step 운전 알고리즘의 제어 블록도는 그림 2.29와 같다. Six-step운전시 전압의 크기는 $2V_{dc}/\pi$ 로 고정되어 있기 때문에 동기좌표계 전압각 θ_{dq} 만 조절 할 수 있는 1자유도 시스템이다. 따라서 논문[24]에서는 동기좌표계 q 축전류만 제어 변수로 사용하고 나머지 d 축 전류는 q 축 전류의 반응에 종속되어 동작하도록 하였다.

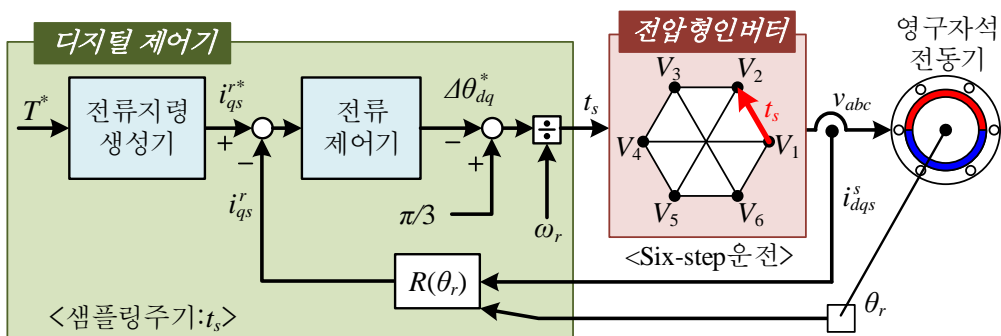


그림 2.29 가변 샘플링을 이용한 six-step 운전 알고리즘

제어기의 최종 출력이 시간 t_s 로 six-step 운전에서 이전 벡터에서 다음 벡터로 전환하는데 필요한 절대시간이다. 디지털 제어기는 고정된 시간 간격으로 동작하는 것이 아니라 이전 샘플링에서 계산된 시간 t_s 를 기준으로 동작 한다. 따라서 출력되는 전압벡터와 전류 샘플링 및 디지털 제어기가 동작하는 시간이 동기화 되어있다. 전압벡터는 직접 인가하는데, 속도가 양일 때 $V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow \dots \rightarrow V_6 \rightarrow V_1$ 의 순서로, 속도가 음일 때 $V_6 \rightarrow V_5 \rightarrow \dots \rightarrow V_1 \rightarrow V_6$ 의 순서로 인가한다.

가변 샘플링 시간과 q 축 전류 제어기 출력값과의 관계를 살펴보자. 정지 좌표계 전압 위상각(θ_s)은 동기좌표계 전압각(θ_{dq})과 회전자각(θ_r)의 합과 동일 하며, 일정 시간 동안 θ_s 의 변화량은 다음과 같이 정리 될 수있다.

$$\Delta\theta_s = \Delta\theta_{dq} + \Delta\theta_r. \quad (2.44)$$

Six-step 운전시 총 6개의 벡터를 사용하고 각 벡터는 $\pi/3$ 간격을 두고 있기 때문에 샘플링 시간동안의 정지좌표계 위상각 변화량 $\Delta\theta_s$ 은 $\pi/3$ 이다. 샘플링간의 회전각 변화량 $\Delta\theta_r$ 은 회전자 각속도(ω_r)와 샘플링 시점의 시간차 Δt 의 곱과 같다. 따라서 $\Delta\theta_{dq}$ 는 다음과 같다.

$$\Delta\theta_{dq} = \pi/3 - \omega_r \Delta t. \quad (2.45)$$

여기서 Δt 는 이전 샘플링에서 구한 t_s 이므로 이를 정리하면 다음과 같다.

$$t_s = (\pi/3 - \Delta\theta_{dq}) / \omega_r. \quad (2.46)$$

따라서 전류 제어기 출력이 $\Delta\theta_{dq}^*$ 일 때 샘플링 주기에 대한 지령값을 수식(2.46)로 부터 얻을 수 있다.

(나) 시스템 모델링

이 방법은 항상 six-step운전을 유지하기 때문에 출력되는 전압을 $2V_{dc}/\pi$ 로 고정된 상황에서, 인가되는 six-step 전압벡터의 위상각을 제어하는 방식이다. 그림 2.30처럼 어떤 전압벡터(v_{ds0}^r, v_{qs0}^r)가 존재할 때, dq 축 전압벡터는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= V_{mag} \cos \theta_{dq} \\ v_{qs}^r &= V_{mag} \sin \theta_{dq}. \end{aligned} \quad (2.47)$$

V_{mag} 는 전압 크기로 six-step운전시 $V_{mag} = 2V_{dc}/\pi$ 이다.

영구자석 동기전동기 전압방정식 (2.20)에서 저항에 의한 전압강하 성분이 작아 무시 가능하고 전류변화가 없는 정상상태라고 가정하면, 동기좌표계 dq 축 전류는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} i_{ds}^r &= \frac{V_{mag}}{\omega_r L_d} \sin \theta_{dq} - \frac{\lambda_f}{L_d} \\ i_{qs}^r &= -\frac{V_{mag}}{\omega_r L_q} \cos \theta_{dq}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

여기서 $L_s = L_d = L_q$ 라고 할때, 수식(2.48)을 토크수식 (2.21)에 대입하면 다음과 같이 정리된다.

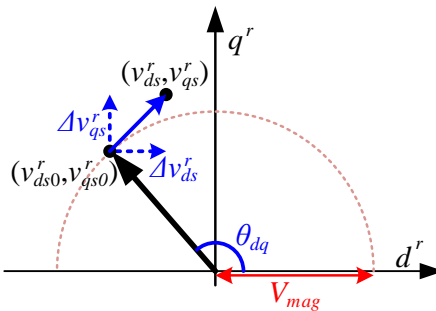


그림 2.30 동기좌표계 전압벡터의 초기값과 변화량

$$T_e = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f \frac{V_{mag}}{\omega_r L_s} \cos \theta_{dq}. \quad (2.49)$$

만약 V_{mag} 가 고정된 상황에서 전압각이 0° 이상 180° 이하이면, θ_{dq} 증가시 토크가 증가하고, θ_{dq} 감소시 토크가 감소한다. 반대로 전압각이 -180° 이상 0° 이하이면, θ_{dq} 증가시 토크가 감소하고, θ_{dq} 감소시 토크가 증가한다.

수식(2.49)의 T_e 와 θ_{dq} 의 관계는 비선형으로 제어기 설계시 선형화를 통한 분석이 필요하게 된다. 먼저 소신호 분석을 위해 인가된 전압 V_{dq} 를 1차 선형화할 수 있다. 변수 x 와 y 를 가지는 함수 $f(x,y)$ 의 테일러 시리즈는 다음과 같다.

$$f(x, y) = f(x_0, y_0) + \left[\frac{\partial f}{\partial x}(x - x_0) + \frac{\partial f}{\partial y}(y - y_0) \right] + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 f}{\partial x^2}(x - x_0)^2 + 2 \frac{\partial f}{\partial x} \frac{\partial f}{\partial y}(x - x_0)(y - y_0) + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2}(y - y_0)^2 \right] + \dots \quad (2.50)$$

이를 이용하여 수식(2.20)과 (2.47)로부터 V_{m0} , θ_{dq0} 지점에서 선형화된 전압 방정식을 구하면 아래와 같다[52].

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= V_{m0} \cos \theta_{dq0} + \cos \theta_{dq0} \Delta V_{mag} - V_{m0} \sin \theta_{dq0} \Delta \theta_{dq}, \\ v_{qs}^r &= V_{m0} \sin \theta_{dq0} + \sin \theta_{dq0} \Delta V_{mag} + V_{m0} \cos \theta_{dq0} \Delta \theta_{dq}. \end{aligned} \quad (2.51)$$

여기서 수식(2.50)의 1차 항까지만 나타냈다. ΔV_{mag} 는 전압크기 변화량으로 $V_{mag} - V_{m0}$ 와 같고, $\Delta \theta_{dq}$ 는 전압각 변화량으로 $\theta_{dq} - \theta_{dq0}$ 와 같다. dq 축 전압 변화량 Δv_{ds}^r 과 Δv_{qs}^r 을 수식(2.52)와 같이 정의한다면

$$\Delta v_{ds}^r = v_{ds}^r - v_{ds0}^r, \quad \Delta v_{qs}^r = v_{qs}^r - v_{qs0}^r, \quad (2.52)$$

전압크기 변화량과 전압각 변화량의 관계식은 아래와 같이 정리된다.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{ds}^r \\ \Delta v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq0} & -V_{m0} \sin \theta_{dq0} \\ \sin \theta_{dq0} & V_{m0} \cos \theta_{dq0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{mag} \\ \Delta \theta_{dq} \end{bmatrix}. \quad (2.53)$$

또한 동기좌표계 전압 방정식 (2.20)에서 (i_{ds0}^r, i_{qs0}^r) 지점의 소신호 등가 모델을 구하면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta i_{ds}^r}{dt} \\ \frac{d\Delta i_{qs}^r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r \\ \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{ds}^r \\ \Delta v_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.54)$$

Δi_{ds}^r 은 d축 전류 변화량으로 $i_{ds}^r - i_{ds0}^r$ 의 관계식을 가지고, Δi_{qs}^r 은 q축 전류 변화량으로 $i_{qs}^r - i_{qs0}^r$ 의 관계식을 가진다. 여기서, 속도의 변화량은 작다고 가정하였다. 따라서 수식(2.53)를 (2.54)에 대입하여 전류변화량을 전압크기 변화량과 전압각 변화량의 함수로 나타내면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r \\ \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{L_d} & -\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ \omega_r \frac{L_d}{L_q} & s + \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_{dq0}}{L_d} & -\frac{V_{m0} \sin \theta_{dq0}}{L_d} \\ \frac{\sin \theta_{dq0}}{L_q} & \frac{V_{m0} \cos \theta_{dq0}}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{mag} \\ \Delta \theta_{dq} \end{bmatrix}. \quad (2.55)$$

Six-step 운전으로 인해 전압의 크기 변화량이 0이므로 각 변화량에 대한 d축과 q축의 전류변화량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\Delta i_{ds}^r}{\Delta \theta_{dq}} = \frac{-V_{m0} \sin \theta_{dq0} (L_q s + R_s - L_q \omega_r \cot \theta_{dq0})}{L_d L_q s^2 + s(L_d R_s + L_q R_s) + (R_s^2 + L_d L_q \omega_r^2)}, \quad (2.56)$$

$$\frac{\Delta i_{qs}^r}{\Delta \theta_{dq}} = \frac{V_{m0} \cos \theta_{dq0} (L_d s + R_s + L_d \omega_r \tan \theta_{dq0})}{L_d L_q s^2 + s(L_d R_s + L_q R_s) + (R_s^2 + L_d L_q \omega_r^2)}. \quad (2.57)$$

(다) closed loop 제어기 설계

샘플링 간격 t_s 가 작은 경우 dq 축 전류의 미분값은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$s i_{dq}^r = \Delta i_{dq}^r / t_s. \quad (2.58)$$

여기서 정상상태에서는 샘플링 간격 t_s 는 $(\pi/3)/\omega_r$ 이므로, 이를 수식(2.56)와 (2.57)에 적용하면, $\Delta\theta_{dq}$ 에 대한 i_{ds}^r 와 i_{qs}^r 의 전달함수를 아래와 같다.

$$\frac{i_{ds}^r}{\Delta\theta_{dq}} = \frac{\omega_r}{\pi/3} \frac{-V_{m0} \sin \theta_{dq0} (L_q s + R_s - L_q \omega_r \cot \theta_{dq0})}{L_d L_q s^3 + s^2 (L_d R_s + L_q R_s) + s (R_s^2 + L_d L_q \omega_r^2)}, \quad (2.59)$$

$$\frac{i_{qs}^r}{\Delta\theta_{dq}} = \frac{\omega_r}{\pi/3} \frac{V_{m0} \cos \theta_{dq0} (L_d s + R_s + L_d \omega_r \tan \theta_{dq0})}{L_d L_q s^3 + s^2 (L_d R_s + L_q R_s) + s (R_s^2 + L_d L_q \omega_r^2)}. \quad (2.60)$$

만약 비례 적분 제어기 $K_p + K_i/s$ 를 이용하여 q 축 전류를 제어 할 경우 q 축 전류 지령에 대한 q 축 전류의 폐루프 전달함수는 아래 수식과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{i_{qs}^r}{i_{qs}^{r*}} = \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \frac{\frac{K_p}{L_q} \cos \theta_{dq0} s^2 + \left(\left(\frac{K_p R_s}{L_d L_q} + \frac{K_i}{L_q} \right) \cos \theta_{dq0} + \frac{K_p \omega_r}{L_q} \sin \theta_{dq0} \right) s}{s^4 + \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{R_s}{L_d} \right) s^3 + \left(\left(\frac{R_s^2}{L_d L_q} + \omega_r^2 \right) + \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \frac{K_p}{L_q} \cos \theta_{dq0} \right) s^2} \cdot \quad (2.61) \\ + \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \left(\left(\frac{K_p R_s}{L_d L_q} + \frac{K_i}{L_q} \right) \cos \theta_{dq0} + \frac{K_p \omega_r}{L_q} \sin \theta_{dq0} \right) s \\ + \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \left(\frac{K_i R_s}{L_d L_q} \cos \theta_{dq0} + \frac{K_i \omega_r}{L_q} \sin \theta_{dq0} \right) \end{aligned}$$

또한 전류 i_{qs}^r 에 대한 i_{ds}^r 의 전달함수는 수식(2.59)과 (2.60)으로부터 구할 수 있으며, 이는 아래와 같다.

$$\frac{i_{ds}^r}{i_{qs}^r} = \frac{-(L_q s + R_s) \sin \theta_{dq0} + L_q \omega_r \cos \theta_{dq0}}{(L_d s + R_s) \cos \theta_{dq0} + L_d \omega_r \sin \theta_{dq0}}. \quad (2.62)$$

이를 수식(2.65)에 곱하면, i_{qs}^{r*} 에 대한 i_{ds}^r 의 전달함수를 구할 수 있으며 아래와 같다.

$$\frac{i_{ds}^r}{i_{qs}^{r*}} = \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \frac{-\frac{K_p}{L_d} \sin \theta_{dq0} s^2 + \left(-\left(\frac{K_i}{L_d} + \frac{K_p R_s}{L_d L_q} \right) \sin \theta_{dq0} + \frac{K_p \omega_r}{L_d} \cos \theta_{dq0} \right) s - \frac{K_i R_s}{L_d L_q} \sin \theta_{dq0} + \frac{K_i \omega_r}{L_d} \cos \theta_{dq0}}{s^4 + \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{R_s}{L_d} \right) s^3 + \left(\left(\frac{R_s^2}{L_d L_q} + \omega_r^2 \right) + \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \frac{K_p}{L_q} \cos \theta_{dq0} \right) s^2 + \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \left(\left(\frac{K_p R_s}{L_d L_q} + \frac{K_i}{L_q} \right) \cos \theta_{dq0} + \frac{K_p \omega_r}{L_q} \sin \theta_{dq0} \right) s + \frac{\omega_r V_{m0}}{\pi/3} \left(\frac{K_i R_s}{L_d L_q} \cos \theta_{dq0} + \frac{K_i \omega_r}{L_q} \sin \theta_{dq0} \right)}. \quad (2.63)$$

수식(2.61)와 (2.63)을 보면, 분모의 계수가 동일하다. 따라서 q 축 전류제어기 설계를 통해 안정적인 원하는 동특성의 q 축 전류를 얻는다면, d 축 전류 또한 안정도를 보장할 수 있다.

q 축 전류제어기 설계를 위해 극점-영점맵을 사용할 수 있다. 먼저, 수식(2.61)의 비례 제어기 이득 K_p 와 적분제어기 이득 K_i 를 조절하여 시스템의 극점이 s 평면의 좌반면에 존재하도록 제어기 이득을 설계한다. 그림 2.31은 q 축 전류 전달함수의 극점의 위치를 나타낸 그림이다. K_p 는 0.05로 고정하고, K_i 를 0에서 350까지 증가 시켰을 때 극점의 이동을 나타냈다. 여기서 ω_r 은 $2\pi \times 502 \text{ rad/s}$ 이고, θ_{dq} 는 105° 인 동작지점으로 가정하였다. K_i 가 280이상일 때 극점이 s 평면의 우반면에 존재하기 때문에 시스템이 불안정해지게 된다. 시스템 극점은 ω_r 와 θ_{dq} 에 따라

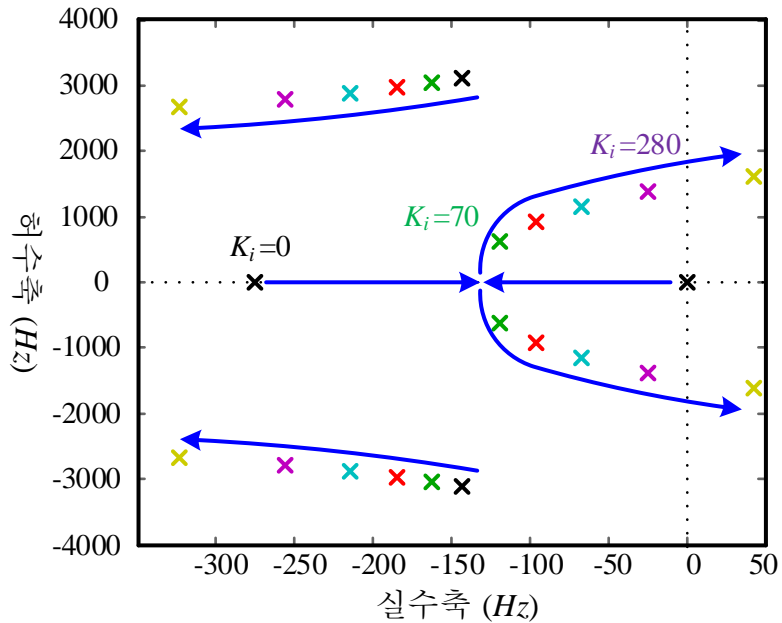


그림 2.31 q 축 전류제어 페루프의 극점 ($K_p=0.05$)

달라지기 때문에 속도에 따른 제어기 이득변화나 목표로 하는 운전영역에서 시스템이 안정적일 수 있도록 제어기 이득값을 설정 해야한다.

그림 2.32는 약자속 운전영역에서 가변 샘플링을 이용한 six-step 운전을 구현하였을 때의 dq 축 전류 및 출력 토크파형이다. 전동기의 기본과 주파수는 502Hz로 계속 six-step을 유지하고 있기 때문에 평균 스위칭 주파수는 기본과 주파수와 동일한 502Hz이다. 샘플링은 각 섹터당 한번씩 이루어 지고 있으므로 N_s 는 1.0이다. 순시적인 전류와 토크에 기본과 6배의 맥동 성분 이외의 다른 맥동 성분은 존재하지 않는다. 동일한 조건에서 고정 샘플링을 이용하여 six-step운전을 구현한 그림 2.12의 상전류 및 토크 파형보다 적은 전류 및 토크 리플을 가지는 것을 확인 할 수 있다.

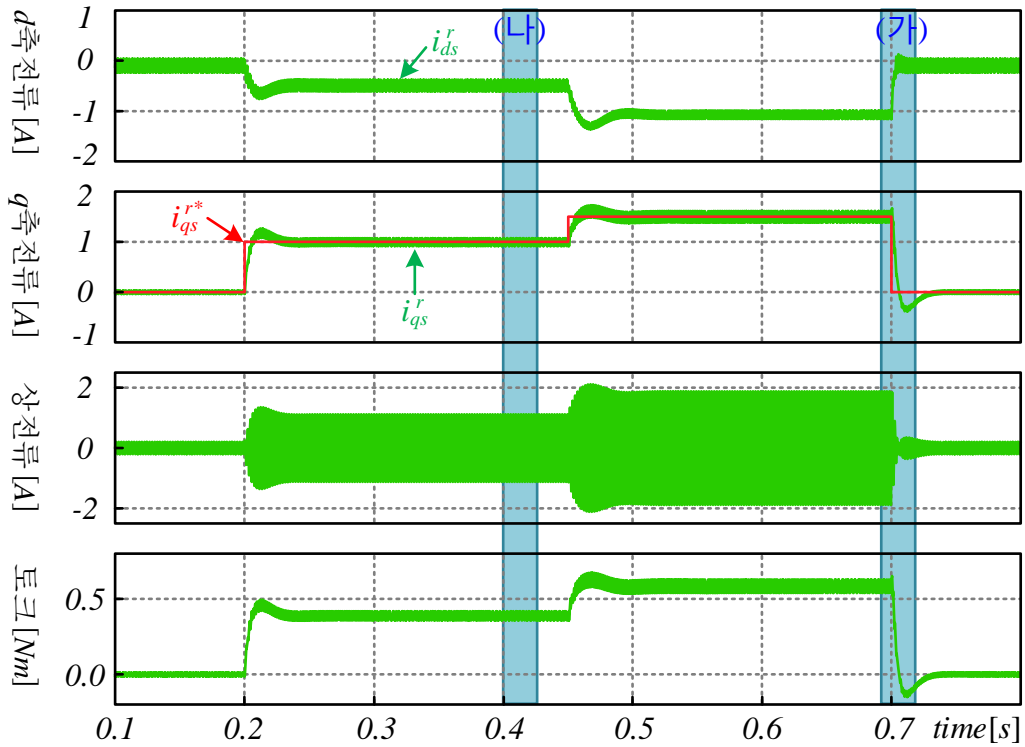
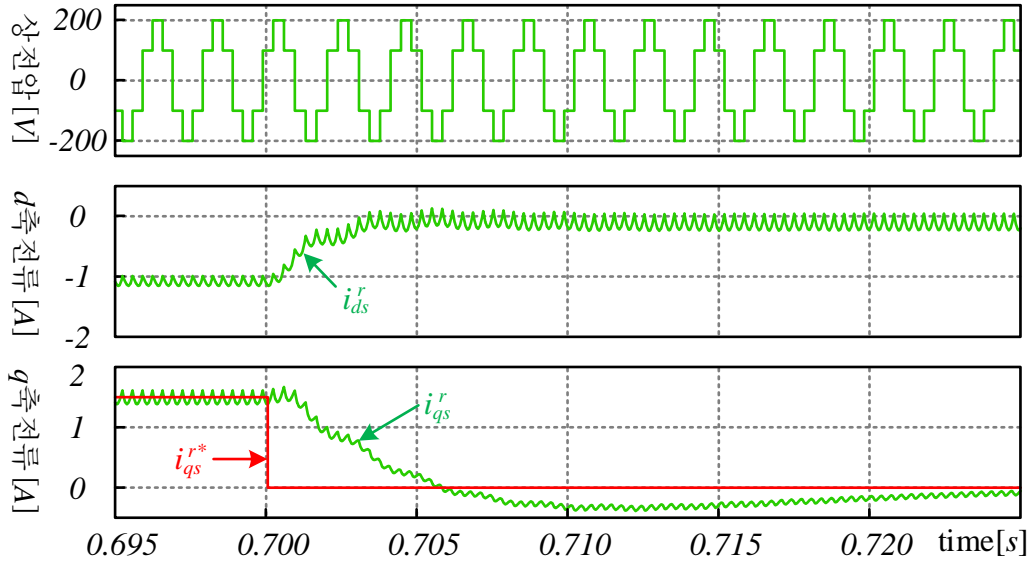
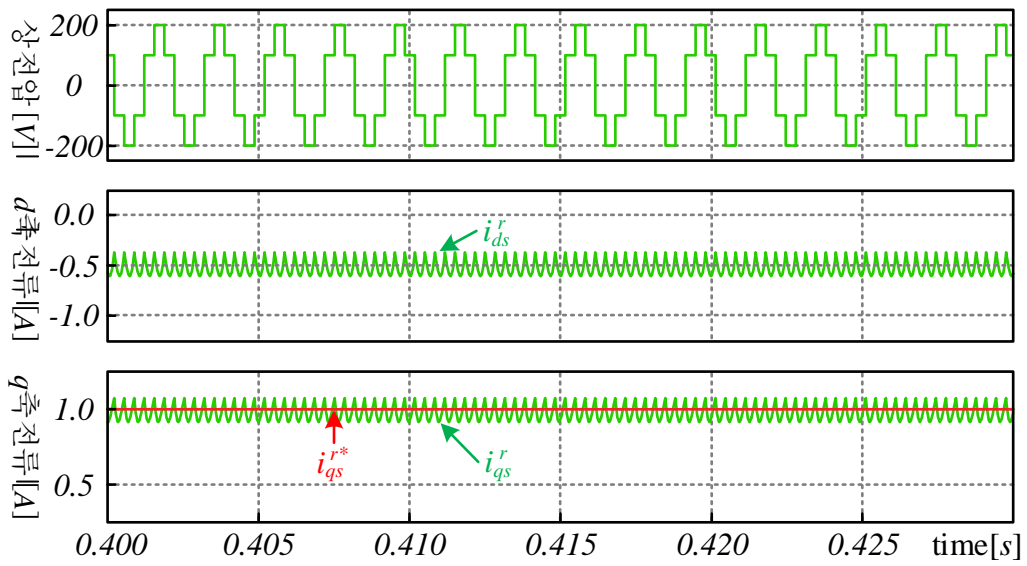


그림 2.32 약자속운전 영역에서의 가변 샘플링 운전 ($N_s=1.0$)

그림 2.33은 과도조건과 정상상태 조건에서의 dq 축 전류 파형을 확대한 그림이다. 부하토크가 줄어드는 (가) 구간에서도 계속 six-step을 유지하고 있다. 기존의 고정 샘플링을 사용한 six-step 운전에서는 M_v 가 1이하의 전압을 합성하여 순간적인 스위칭 손실 증가가 예상 된다 하지만, 가변 샘플링 six-step의 경우 항상 six-step의 스위칭을 유지하여 스위칭 횟수의 증가 없이도 비슷한 과도 응답성을 가진다는 것을 확인 할 수 있다. (나) 구간은 정상상태 파형이다. 기본과 주파수 6배의 맥동 성분이 외의 다른 추가적인 맥동이 존재하지 않는 데 이는 항상 N_s 가 정수로 유지되기 때문이다.



(가) 과도상태 확대과형 (0.695~0.725s)



(나) 정상상태 확대 과형 (0.400~0.430s)

그림 2.33 약자속운전 영역에서의 가변 샘플링 운전시 구간 확대과형

이 가변 샘플링을 이용한 six-step 운전 방식에서는 동기화된 샘플링 및 전압을 출력하기 때문에 서브 하모닉스가 없다. 따라서 N_s 가 낮은 조건에서 매우 뛰어난 성능을 보여 준다. 하지만 이 방식은 출력 전압을 six-step으로 고정해 두었기 때문에 약자속 운전이 필요없는 운전조건에서는 d 축에 양의 전류를 인가하여 자속을 증가 시켜야 운전이 가능하게 된다. 이는 단순히 출력전압의 크기를 $M_v=1$ 이 유지되도록 하고 토크에는 기여하지 못하는 성분이기 때문에 추가적인 도통손실을 유발하게 된다. 또한 M_f 가 상대적으로 큰 저속영역에 적용가능한 운전전략이 존재하지 않는다.

2.5 예측제어기를 이용한 전동기 구동

본 절에서는 최적제어기법 중 하나인 모델 예측 제어(MPC: Model Predictive Control)를 이용한 전동기 구동 방법에 대해 살펴본다 [26].

2.5.1 고정된 샘플링 주기를 가지는 전류 예측 제어기

모델 예측 제어기는 비선형적인 시스템을 직접 제어 할 수 있고, 다변수 시스템을 단일 제어기를 이용하여 제어할 수 있다[30]-[31]. 또한 목적함수(cost function)의 설정을 통해 유연한 조절이 가능하다. 변수에 대한 미래값의 정확한 예측을 위해서는 수평(Horizon)방향으로의 여러 샘플링 주기에 대한 예측이 필요하다. 하지만 모델 예측 제어기에서 Quadratic Programming (QP) 문제를 최적화 하는데 어려움이 존재한다[64]-[65]. 즉, 변수에 대한 목적함수 수식을 유도하고 해를 과정이 매우 복잡하다는 단점이 있다. 부분 선형 근사를 통해 해를 구하는 방법이 적용될 수 있지만, 수평방향의 예측 샘플링 개수를 늘릴 때 출력 가능한 조합이 지수적으로 증가하기 때문에 계산량이 급격히 증가하게 된다[64].

일반적인 모델 예측 제어기에서 예측하는 상태변수로 다양한 값을 선정할 수 있는데, 전동기 제어에서는 상태변수로 토크, 자속, 또는 전류를 주로 사용하며[26], [66], 전류를 상태변수로 하는 모델 예측 제어는 전류 예측 제어(current predictive control)라고 부른다[67]. 전류 예측 제어기는 2.2.1절의 전류 제어기와 PWM 전압 합성부로 이루어진 시스템에서 전류 제어기 부분만 전류 예측 제어기로 대체되는 간접 모델 예측 제어(Indirect Predictive Control)방식

[64]과 PWM 전압 합성부 없이 예측 제어가 출력전압 벡터를 직접 결정하는 직접 모델 예측 제어(Direct Predictive Control)방식이 있다[65], [68]-[69].

간접 예측 제어 방식에서 부분적 근사와 search tree를 적용해 계산량을 줄이기 위한 연구가 진행 되었으나 여전히 많은 계산량과 PWM 전압 합성부가 필요하다는 단점이 있다[67]. 직접 예측제어기 방식은 전류제어와 PWM 전압 합성부를 따로 분리하지 않고 한번의 계산과정을 통해 출력전압을 결정할 수 있다. 즉, 유한개의 전압벡터 중 최적의 전압벡터를 직접 선택하기 때문에 전압합성부분이 불필요하다. 여기서도 수평방향의 예측을 여러 주기를 실시할 수 있으나 계산량이 많아지기 때문에, 한 샘플링 주기에 대한 예측을 실시하는 방법이 주로 많이 사용된다[26]. 이러한 유한개의 전압벡터에 대한 한 샘플링 주기 이후의 전류를 예측하여 인가해주는 방법을 ‘유한 제어요소 - 전류 예측 제어기 (FCS-MPC: Finite Control Set – Model Predictive Control)’ 혹은 ‘One-step 전류예측 제어기’ 이라고 부른다[26], [66].

(가) 유한 제어요소 - 전류예측 제어기

유한 제어요소 - 전류예측 제어기의 구조는 그림 2.34와 같다[67]. 먼저 전류지령 $i_{dq}^*[k]$ 을 상위 제어기로부터 얻고, 샘플링을 통해 부하 전류값 $i_{dq}^r[k]$ 을 얻는다. 샘플링된 전류에서 전압벡터 인가시 고정된 샘플링 시간 T_{smp} 이후의 전류값 $i_{dq}^r[k+1]$ 을 전동기 모델로부터 예측하게 된다. 그림 2.34처럼 2레벨 3상 인버터를 사용하는 경우 $V_0 \sim V_7$ 가 인가 되었을 때의 다음 샘플링에서의 전류값 8개를 예측한다. 이렇게 예측된 전류값들로부터 목적함수가 최소가 되는 최적의 스위칭 벡터를 선택하고 이를 인버터에서 최종적으로 출력하게 된다.

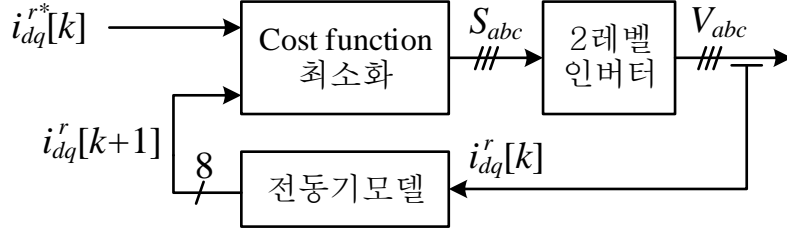


그림 2.34 유한 제어요소 - 전류예측 제어기의 구조

고정된 샘플링 시간 이후의 부하전류를 추정하기 위해서는 전동기에 대한 이산시간 모델이 필요하다. 샘플링 시간 T_{samp} 동안의 전류변화량이 다음 같을 경우,

$$\frac{di_{dq}^r}{dt} = \frac{i_{dq}^r[k] - i_{dq}^r[k-1]}{T_{samp}}. \quad (2.64)$$

전압방정식 (2.20)에서 $L_s = L_d = L_q$ 이면, 다음 샘플링 $k+1$ 에서의 전류값은 다음과 같은 간략화된 수식으로 표현이 가능하다.

$$i_{dq}^r[k+1] = \frac{1}{R_s T_{samp} + L_s} \{L_s i_{dq}^r[k] + T_{samp} V_{dq}^r[k+1] - T_{samp} e_{dq}^r[k+1]\}. \quad (2.65)$$

여기서 $V_{dq}^r[k+1]$ 과 $e_{dq}^r[k+1]$ 는 다음 샘플링 $k+1$ 에서의 동기좌표계 인버터 출력 전압과 역기전력 전압이다. 역기전력 전압은 속도에 비례하는 값으로 T_{samp} 동안의 변화량은 매우 작기 때문에, 다음 샘플링 $k+1$ 에서의 역기전력 전압 $e_{dq}^r[k+1]$ 은 현재 샘플링 k 의 전류로부터 추정한 역기전력 전압 $\hat{e}_{dq}^r[k]$ 과 같다고 생각할 수 있으며 이는 아래와 같다.

$$\hat{e}[k] = V_{dq}^r[k] + \frac{L_s}{T_{samp}} i_{dq}^r[k-1] - \frac{R_s T_{samp} + L_s}{T_{samp}} i_{dq}^r[k]. \quad (2.66)$$

따라서 수식 (2.65)와 (2.66)으로부터 8개에 대한 다음 샘플링 $k+1$ 에서의 전류

값을 예측 할 수 있다.

다음 샘플링 $k+1$ 에서의 전류의 지령값은 현재 샘플링 k 에서의 전류지령값과 동일하다고 생각하거나, 이전 샘플링에서의 전류 지령값에서부터 2차 보간법을 적용하여 추정된 값을 사용할 수 있으며, 이는 아래와 같다[67].

$$i_{dqs}^{r*}[k+1] = 3i_{dqs}^{r*}[k] - 3i_{dqs}^{r*}[k-1] + i_{dqs}^{r*}[k-2]. \quad (2.67)$$

다음 샘플링 $k+1$ 에서의 최적 전압벡터를 선정하기 위해 다음과 같이 dq 축 전류오차를 고려한 목적함수를 사용할 수 있다.

$$g = \left| i_{ds}^{r*}[k+1] - \hat{i}_{ds}^r[k+1] \right| + \left| i_{qs}^{r*}[k+1] - \hat{i}_{qs}^r[k+1] \right|. \quad (2.68)$$

따라서 8개의 전압벡터중 목적함수가 최소가 되는 전압벡터를 선정하여 최종적으로 인가해 주게 된다. 목적함수는 dq 축 전류추정에 대한 에러뿐만 아니라, 스위칭 횟수를 줄이거나, 3레벨 인버터 구조에서 직류단 전압의 균형제어 등을 고려하는 요소를 포함하여 설정해 줄 수도 있다[66].

전류 예측 제어기를 사용할 경우의 최대 스위칭 주파수는 고정된 샘플링 주파수의 절반 이하로 제한되지만, 매 샘플링 마다 스위칭이 발생 하지 않을 수도 있기 때문에 더 낮은 스위칭 주파수를 가진다. 또한 합성된 전압의 고조파 분포는 전동기 운전 조건에 따라 달라지게 되며, 전동기의 파라미터는 추정된 전류의 정확도에 크게 영향을 미치기 때문에 정확한 값 추정이 필요하다[67].

전류 예측 제어기는 과도상태 전류응답이 빠르다는 장점이 있지만, 추정된 인덕턴스 값이 실제값보다 작을 경우 전류추정에 대한 동특성이 느려지게 된다. 정상상태 전류의 THD 특성이 SVPWM 전압합성시 전류의 THD 특성보다 좋기 위해서는 여러 샘플링 주기에 대한 수평방향 예측이 필요하지만, 계산량이 급격히 증가한다는 단점이 존재한다[69].

2.5.2 히스테리시스 기반의 모델 예측제어기

히스테리시스(Hysteresis)를 기반으로 한 모델 예측제어기는 측정된 변수가 설정된 히스테리시스 대역내에 존재하도록 하는 방식이다[17], [70], [71]. 전류를 예측하는 히스테리시스 기반 전류예측 제어기의 구조는 일반적인 히스테리시스 전류 제어기 방식과 유사하나 스위칭 상태 선택시 전류예측 값을 바탕으로 스위칭을 선택하여 제어성능을 향상시킨 것이 특징이다.

히스테리시스 기반 전류예측 제어기의 구조는 그림 2.35와 같으며, i_{dq}^* 는 전류지령벡터, i_{dq}^r 는 측정된 실제전류벡터, Δi_{dq}^r 는 전류지령벡터와 실제 전류 벡터 사이의 차를 뜻한다. 시스템은 Δi_{dq}^r 를 높은 샘플링 주기로 계속 반복해서 체크하는데, 정해진 크기에 도달할 경우 새로운 전압벡터를 인가하게 된다. 그림 2.36은 i_{dq}^r 와 i_{dq}^* 를 도시한 그림으로, Δi_{dq}^r 가 정해진 크기에 도달했을 경우 i_{dq}^* 가 히스테리시스 밴드에 존재하게 된다. 전동기 전압방정식 (2.20)과 같은 전동기 모델로부터 2레벨 인버터에서 출력 가능한 8개의 전압벡터 $V_0 \sim V_7$ 인가시 출력되는 전류 변화량 $\frac{di_0}{dt} \sim \frac{di_7}{dt}$ 을 추정하게 된다. 이때 추정된 전류변화 방향이

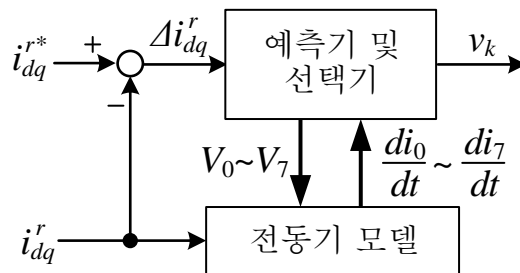


그림 2.35 히스테리시스 기반 예측 제어기 구조

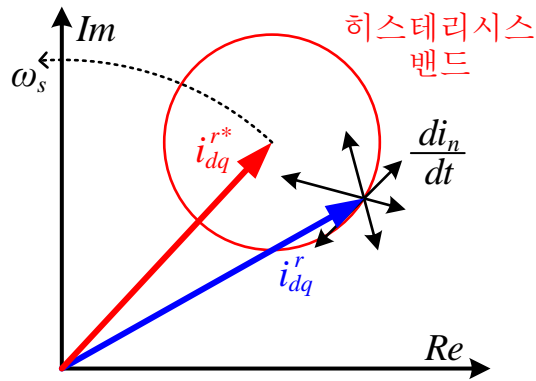


그림 2.36 히스테리시스 기반 예측 제어기에서 전류지령과 전류벡터

전류지령 방향과 가장 근접하거나 전류에러 값을 최소화하는 전압벡터를 선정한다. 경우에 따라서는 스위칭 주파수를 줄이기 위해서 인접한 전압벡터를 선택하게끔 할 수도 있지만 과도 지령변화 시에는 가장 짧은 시간 이내에 히스테리시스 경계내로 도달할 수 있는 전압벡터를 선정한다.

전류벡터가 히스테리시스 경계를 벗어나지 않게 하기 위해 전류벡터 및 전류지령 벡터, 역기전력값은 추정된 값을 주로 사용한다. 따라서 히스테리시스 경계에서 이전 샘플링에서 구한 최적벡터 인가하고, 다음 히스테리시스 경계에 도달하기 이전에 다음의 최적벡터를 결정한다. 여기서 최적벡터가 인가된 이후 다음 경계에 도달하기까지 걸리는 시간 또한 미리 계산하기 때문에 실제로 전류 벡터가 히스테리시스 경계에 도달하기 이전에 새로운 전압지령 벡터를 인가한다. 따라서 실제 전류벡터가 히스테리시스 경계를 벗어나지 않도록 유지할 수 있다.

하지만 추정된 파라미터값과 실제 파라미터 값이 다를 경우 추정된 전류벡터와 실제 전류벡터 사이에 에러가 존재하게 되어 예측값이 부정확하게 되고

경우에 따라서는 히스테리시스 경계를 벗어 날 수도 있다. 그림 2.36에서는 히스테리시스 경계를 원으로 나타냈지만, 스위칭 주파수를 좀 더 줄이고자 전동기의 회전자 자속의 dq 축 방향으로 존재하는 직사각형의 히스테리시스 밴드를 사용할 수도 있다. 이러한 직사각형 밴드는 M_v 가 클 때 유리하며, 최대 six-step까지 확장 가능하다[24]. 또한 히스테리시스 기반 모델 예측제어기 방식에서 전류변수 대신 토크와 자속의 변수가 히스테리시스 대역 이내에 존재하도록 하는 히스테리시스 기반의 직접 토크 제어(Direct Torque Control) 방식이 사용되기도 한다[72].

히스테리시스 기반의 예측제어기 방법은 낮은 스위칭 주파수 조건에서 빠른 과도상태 응답성을 얻을 수 있는 장점이 있다. 하지만 스위칭 주파수가 고정되어 있지 못하고 정상상태 응답이 나쁘며, 시스템 파라미터를 사용하기 때문에 파라미터 변동에 취약하다는 단점이 있다.

2.6 기존 방식의 한계

앞서 서술한 바와 같이 전압 변조지수가 낮은 조건에서는, 고정 샘플링 및 출력전압의 기본파 주파수와 동기화 되지 못한 전압합성방법을 이용하여 전동기를 구동할 경우 여러 어려움에 직면한다. 먼저, M_v 가 선형변조영역인 0.9069보다 낮은 상황에서도 M_f 가 낮은 경우, 합성된 전압에 기본파 성분 이외에 기본파 주파수 주변의 서프하모닉 주파수 성분이 발생하였다. 이러한 조건에서 전동기를 구동할 경우 추가적인 주파수 성분 전류가 흐르게 되고, 추가적인 맥동 토크를 유발하는 문제가 생겼다. 특히, 기본파 주파수와 동기화 되지 못한 샘플링 조건에서 six-step운전 할 경우 6고조파 이외의 맥동전류 및 맥동토크가 발생하였다.

이를 해결하기 위해서는 기본파 주파수의 정수배를 가지는 스위칭 펄스 수 혹은 스위칭 주파수를 가지는 동기 PWM방법이 제안되었다. 낮은 스위칭 주파수를 가지는 동기 PWM방법이 오래 전부터 연구되어 왔으나 V/F 와 같이 속도에 따라 전압지령을 직접 인가하는 개루프 전동기 제어 방식에 제한적으로 적용되었다.

최적 스위칭 펄스 인가 방식을 통해 개루프 전동기 구동 및 빠른 동특성을 가지는 전동기 구동방식이 제안되기도 하였다. 정상상태시 최적의 펄스패턴을 사용하기 때문에 낮은 상전류 THD값을 가지지만, 최적 펄스 패턴을 오프라인으로 계산해야하고, 마이크로 프로세서 내의 큰 저장공간이 필요하다. 또한, 수 많은 추정기 및 제어기로 인하여 구조가 매우 복잡하다. 따라서 대용량 전동기 구동 시스템처럼 저속 대용량 인버터분야에 적용할 수 있으나, 많은 계산량과 방대한 오프라인 데이터로 인해 고속 운전 시스템에 적용이 어렵다.

가변 샘플링을 이용해 합성된 전압의 기본파 주파수와 동기화된 샘플링 주파수로 전동기를 구동하는 six-step 운전 방식이 제안되었다. six-step 운전시 비동기화된 샘플링 주파수로 인해 발생하는 큰 전류맥동 및 토크 맥동을 없앨 수 있었고 그 시스템의 구조 또한 간단하여 쉽게 적용할 수 있다는 장점이 있다. 하지만, 출력되는 전압의 크기를 조절 할 수 없고, 약자속 운전이 필요 없는 정토크 영역에서 운전이 제한된다.

전류 예측 제어기를 이용한 제어방식 또한 낮은 주파수 변조지수를 가지는 조건에서 적용할 수 있는 방법이 제안되기도 하였다. 전류지령 변경시 오차를 가장 빠른 시간내에 오차를 최소로 만들수 있는 전압을 선택하기 때문에 과도상태 전류응답이 빠르다. 하지만, 제정수 오차시 전류추정 성능이 감소하고 여러 샘플링 주기의 예측을 하지 않을경우 정상상태에서 전류 THD가 나쁘다는 단점이 있다.

이러한 한계를 해결하고자 정상상태 전류 THD 및 과도상태 특성을 유지하면서 six-step 운전을 포함한 모든 속도영역에서 적용 가능한 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 제안한다. 이 방법은 전류제어부분과 전압합성을 따로 분리해서 고려할 수 있기 때문에 기존의 전동기 구동 방식을 바로 적용할 수 있다. 또한 방대한 양의 오프라인 계산이 필요없고 제어기 또한 간단하기 때문에 마이크로 프로세서의 부담이 적다.

제 3 장 동기 PWM을 통해 합성된 전압

본 장에서는 앞장에서 소개된 동기 PWM을 통해 합성된 전압을 평균전압 합성관점에서 새롭게 분석한다. 3.1에서는 주어진 샘플링 주기동안 전압벡터 인가순서에 따른 동기좌표계 평균전압 수식을 구하고, 3.2절에서는 일반화된 전압크기 수식을 바탕으로 샘플링 위치별 최대 합성 가능한 전압의 크기에 대해 분석한다. 3.3절에서는 샘플링 개수에 따른 합성 가능한 전압합성 방법을 비교해 보고, 3.4절에서는 가변 샘플링 주기에 따른 전압크기 변동에 대한 영향을 분석한다.

3.1 합성된 전압의 동기좌표계 평균값

교류 전동기의 정지좌표계 전압방정식에서는 인덕턴스 및 속도에 의한 역기전력항이 회전자 위치에 대한 함수로 나타난다. 하지만 동기좌표계 전압방정식을 사용할 경우 인덕턴스와 역기전력항은 더 이상 위치에 대한 함수가 아닌 일정크기의 상수의 값으로 표현된다. 따라서 시스템 제어기 설계시 동기좌표계 전압방정식을 사용 할 경우 좀더 쉽게 시스템을 해석할 수 있다. 유사하게, 인버터에서 합성된 전압은 정지좌표계에서 맥동하는 교류성분의 값을 가지지만, 회전자 동기좌표계로 변환된 전압으로 분석할 경우 일정한 크기를 가지는 직류성분의 값을 가지기 때문에 제어기 설계시 전동기 및 합성된 전압을 동기좌표계에서 분석하는 것이 편리하다. 따라서 본 절에서는 동기 PWM방식으로 출력된 정지좌표계 전압을 동기좌표계로 변환하여 그 특성을 분석한다.

그림 3.1는 기본파 한 주기 동안 섹터 1에 존재하는 유효벡터 V_1 또는 V_2

벡터를 계속 인가할 경우, 회전자각(θ_r)에 따른 순시 동기좌표계 d 축과 q 축 전압 $v_{ds}^r(\theta_r)$ 과 $v_{qs}^r(\theta_r)$ 을 나타낸 그림이다. 실선은 V_1 벡터를 인가하였을 때의 동기좌표계 dq 축 전압이고, 점선은 V_2 벡터를 인가하였을 때의 동기좌표계 dq 축 전압이다. V_1 과 V_2 는 고정자각(θ_s)의 0과 $\pi/3$ 에 항상 고정되어 있기 때문에, 회전자 위치에 따라 순시적인 동기좌표계 전압값이 달라진다. 다른 전압벡터에 대해서도 동일하게 생각할 수 있으며, 6개의 전압벡터에 대한 순시 동기좌표계 d 축과 q 축 전압을 표 3.1에 정리 하였다.

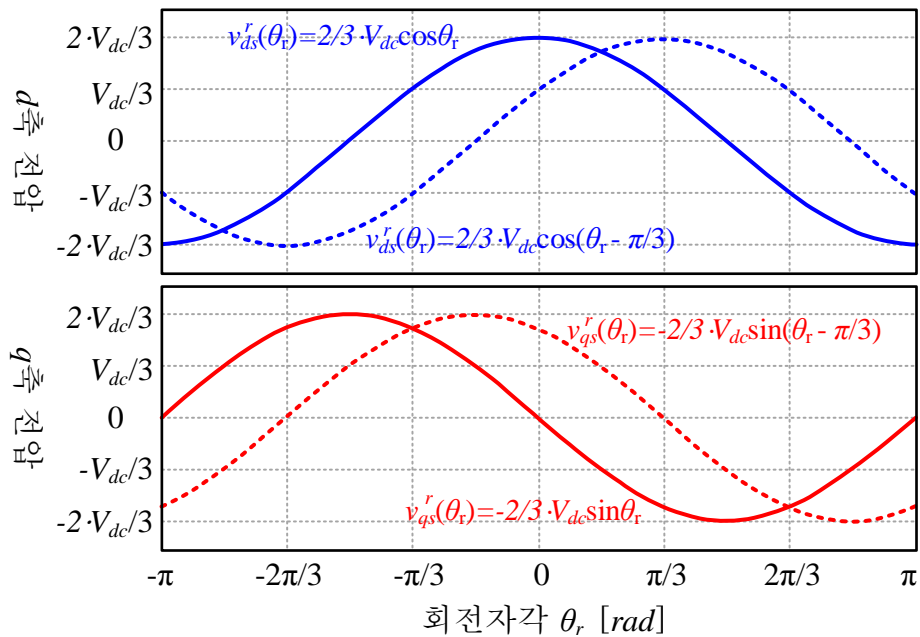


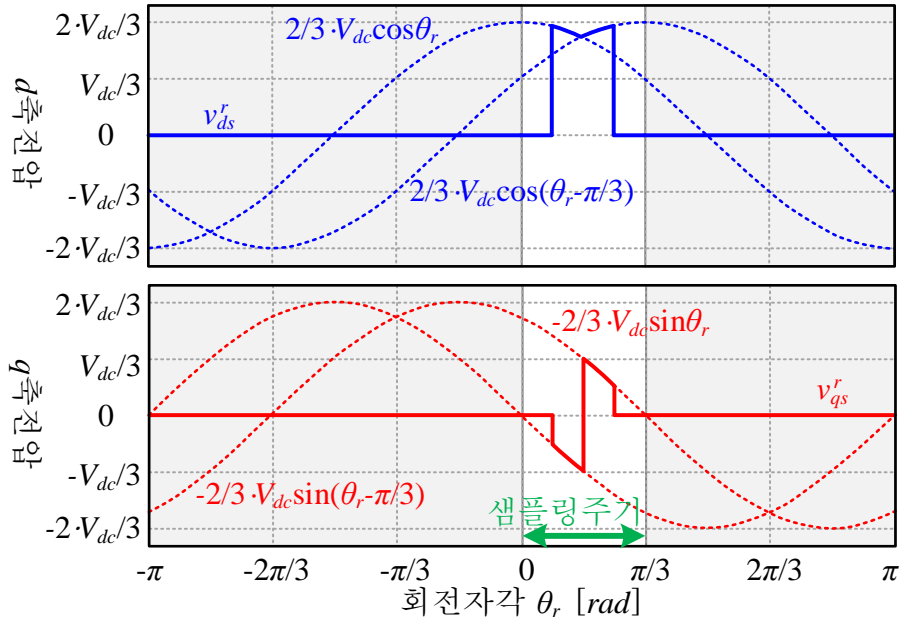
그림 3.1 기본파 한주기 동안 V_1 과 V_2 인가시 동기좌표계 dq 축전압

표 3.1 유효벡터의 동기좌표계 d 축과 q 축 순시전압 표현

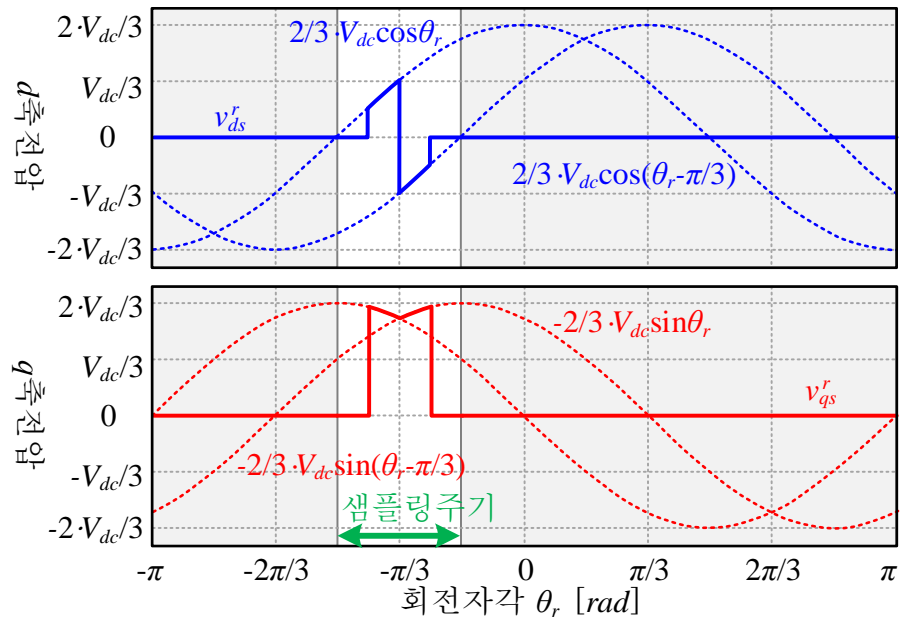
전압벡터	d 축 전압	q 축 전압
V_1	$v_{ds}^r(\theta_r) = \frac{2}{3}V_{dc} \cos \theta_r$	$v_{qs}^r(\theta_r) = -\frac{2}{3}V_{dc} \sin \theta_r$
V_2	$v_{ds}^r(\theta_r) = \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right)$	$v_{qs}^r(\theta_r) = -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right)$
V_3	$v_{ds}^r(\theta_r) = \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$	$v_{qs}^r(\theta_r) = -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$
V_4	$v_{ds}^r(\theta_r) = \frac{2}{3}V_{dc} \cos(\theta_r - \pi)$	$v_{qs}^r(\theta_r) = -\frac{2}{3}V_{dc} \sin(\theta_r - \pi)$
V_5	$v_{ds}^r(\theta_r) = \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$	$v_{qs}^r(\theta_r) = -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$
V_6	$v_{ds}^r(\theta_r) = \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right)$	$v_{qs}^r(\theta_r) = -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right)$

(가) 동기좌표계 전압각에 따른 평균 전압 차이

그림 3.2는 섹터 1의 두 유효 벡터 V_1 과 V_2 를 사용하여 전압 벡터 합성시 동기좌표계 전압각(θ_{dq})에 따른 동기좌표계 d 축과 q 축 전압을 나타낸다. 여기서 두 유효벡터 인가 시간이 동등한 조건으로 고정자각 $\theta_s = \pi/6$ 에 존재하는 전압벡터를 합성하고 있다. 여기서, θ_r 의 어느 지점에서 섹터 1의 V_x 와 V_y 인 V_1 과 V_2 를 인가 할 것이냐에 따라 평균적인 d 축과 q 축 전압의 크기 비율이 달라지게 된다. 그림 3.2(가)처럼 샘플링 주기가 0에서 $\pi/3$ 로 샘플링 중심이 $\theta_r = \pi/6$ 인 경우, v_{ds}^r 는 양의 평균 전압을 v_{qs}^r 는 0의 평균전압을 합성하며 이때 θ_{dq} 는 0이다. 반대로 그림 3.2(나)처럼 샘플링 주기가 $-\pi/2$ 에서 $-\pi/6$ 로 샘플링 중심이 $\theta_r = -\pi/6$ 인 경우, v_{ds}^r 는 0의 평균전압을 v_{qs}^r 는 양의 평균전압을 합성하며



(가) $\theta_{dq} = 0^\circ$



(나) $\theta_{dq} = 90^\circ$

그림 3.2 V_1 과 V_2 사용시 동기좌표계 전압각에 따른 dq 축 평균전압

이때 θ_{dq} 는 $\pi/2$ 이다. 따라서 θ_r 과 θ_s 의 상관관계를 정의 하면 아래와 같다.

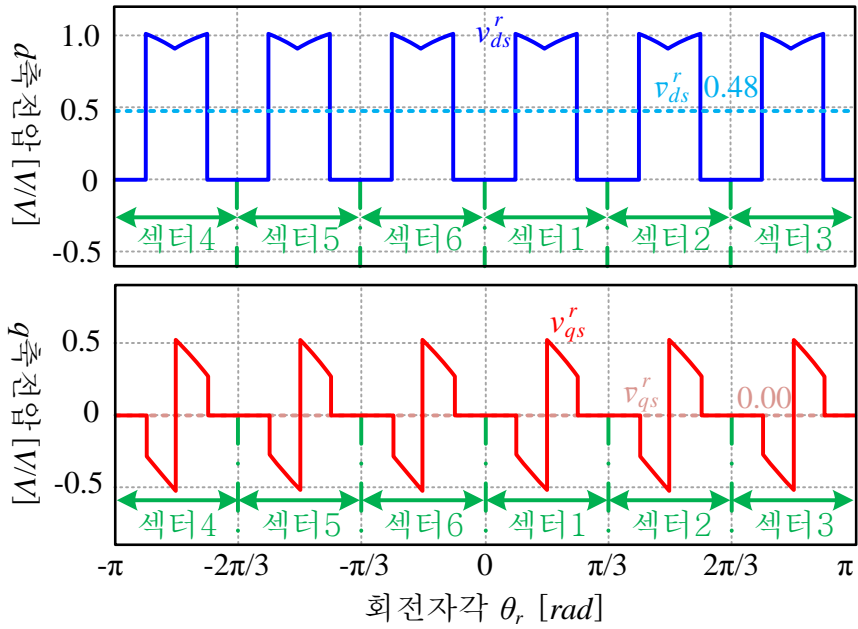
$$\theta_s = \theta_r + \theta_{dq}. \quad (3.1)$$

(가)유효벡터 순서에 따른 평균 전압 차이

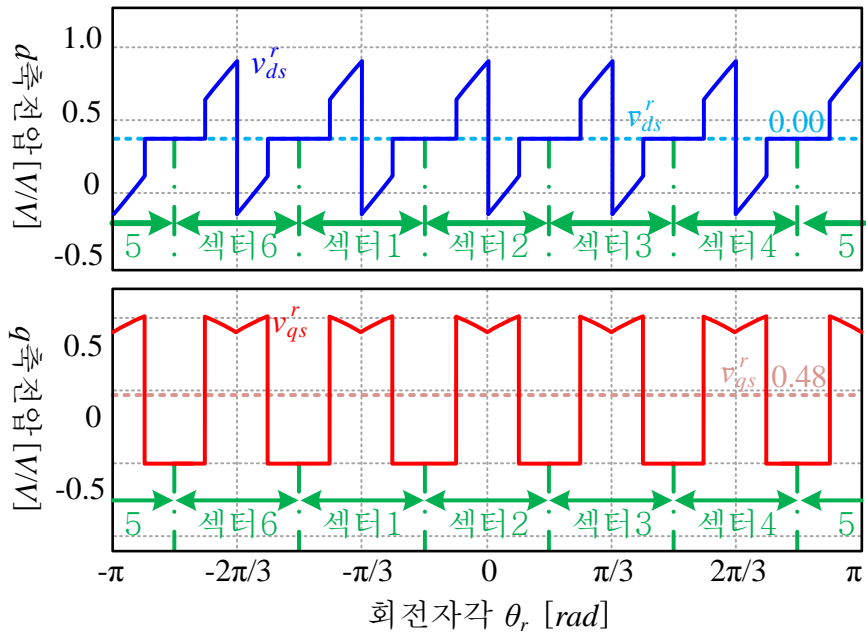
모든 섹터의 V_x 와 V_y 에 적용하여 한 주기 동안의 동기좌표계 전압파형으로 나타내면, 그림 3.3과 같다. 각 샘플링 주기내에서 두 유효벡터중 V_x 를 V_y 보다 먼저 인가할 때의 동기좌표계 전압으로, 실선은 동기좌표계 순시전압을 점선은 각 주기 평균 전압을 나타낸다. 각 영벡터를 15° 만큼 인가하였을 경우 $\theta_{dq}=0^\circ$ 에서 평균 d 축전압(\bar{v}_{ds}^r)은 0.48, 평균 q 축 전압(\bar{v}_{qs}^r)은 0이었으며, $\theta_{dq}=90^\circ$ 에서 $\bar{v}_{ds}^r=0$, $\bar{v}_{qs}^r=0.48$ 이었다. 따라서 θ_{dq} 조건은 d 축과 q 축에 인가되는 평균 전압의 상대크기를 조절할 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 3.4은 각 샘플링 주기 내에서 두 유효벡터 중 V_y 를 V_x 보다 먼저 인가할 때의 동기좌표계 dq 전압 파형이다. 그림 3.3과 동일하게 각 영벡터를 15° 만큼 인가 하였지만 $\theta_{dq}=0^\circ$ 에서 $\bar{v}_{ds}^r=0.41$, $\bar{v}_{qs}^r=0$ 이었다. 즉 동일한 시간동안 유효벡터 및 영벡터를 인가하였지만 샘플링 주기동안의 평균전압 크기가 달랐다. 이는 각 섹터에서 유효벡터 인가시 인가 순서에 따른 합성전압크기에 영향이 존재함을 뜻한다.

특히 앞절에서 소개한 낮은 주파수 변조지수의 동기 PWM방법에 따라 구간별로 선택하는 전압 벡터가 다르며, 영벡터 위치 및 샘플링 주기가 변화한다. 예를들어 연속 스위칭 방식에서 인가되는 벡터인가 순서조합은 전압 지령 벡터의 회전방향 순서(정방향)로 벡터를 인가하는 “ Z_x, X, Y, Z_y ”과 회전 방향의 반대(역방향)방향으로 인가하는 “ Z_y, X, Y, Z_x ”이 존재한다. 불연속 스위칭



(가) $\theta_{dq} = 0^\circ$



(나) $\theta_{dq} = 90^\circ$

그림 3.3 V_x - V_Y 순서로 벡터 인가시 합성된 동기좌표계 dq전압

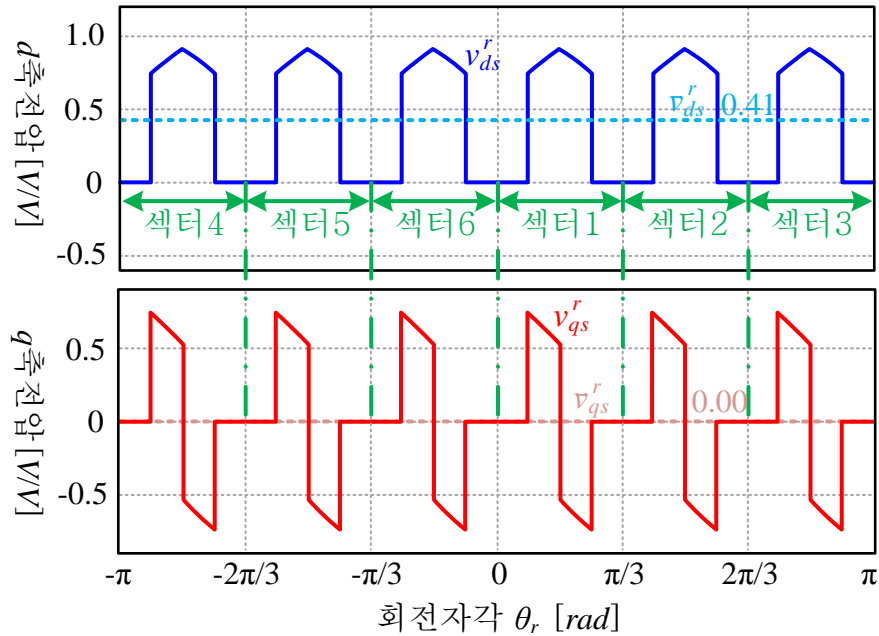


그림 3.4 V_r - V_x 순서로 벡터 인가시 합성된 동기좌표계 dq 전압($\theta_{dq} = 0^\circ$)

방식에서 샘플링 마다 사용되는 벡터인가 순서조합은 위의 두 가지 이외에 정 방향으로 인가하는 “ Z_x, X, Y ”, “ X, Y, Z_y ”, 역방향으로 인가하는 “ Z_y, Y, X ”, “ Y, X, Z_x ”이 존재한다. 경계 샘플링 방식은 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 소개된 벡터인가순서조합 이외에 “ Z_x, X, Z_x ” 또는 “ X, Z_x, X ”이 추가로 존재한다. 따라서 총 8개의 벡터인가 순서조합이 각각의 주어진 샘플링 주기 동안 어떠한 크기의 전압을 합성하는지를 살펴본다. 여기서 일반화된 전압크기 수식을 구하여, 낮은 M_f 를 가지는 동기 방법에 적용하고자 한다.

연속 스위칭 방식과 불연속 스위칭 방식은 섹터당 샘플링이 홀수 번일 때 가능한 방식이었으며, 비대칭 영벡터 변경방식과 경계 샘플링 방식은 섹터당 샘플링이 짝수 번일 때 가능한 방식이었다. 하지만 비대칭 영벡터 변경방식은 유효벡터 인가 횟수를 임의로 변경하고 최종 합성된 전압벡터가 1/4과 대칭이

아닌 형태인 방법이다. 비대칭 영벡터 인가방식으로 합성된 상전압은 1/4과 대칭으로 영벡터 변경방식을 대체 가능한 방식이기 때문에 본 논문의 분석에서는 제외하였다.

3.1.1 연속 및 불연속 스위칭 방식에서의 위치각 및 유효벡터

본 절에서는 일반화된 전압크기 수식을 구하기 이전에 전압지령 벡터의 위치각 및 유효벡터 인가시간에 대한 일반화 수식에 대해 정의한다. 먼저, 섹터당 샘플링 수가 N_s 일 때 전압지령벡터 위치 및 주기를 나타낸 그림 3.5에 도시하였다. 한 샘플링 동안의 정지좌표계 각변화량은 $\pi/(3N_s)$ 이고, 섹터 내에 존재하는 k 번째 전압지령 벡터의 정지좌표계 위치각 α_k 은 다음과 같다.

$$\alpha_k = \frac{\pi}{6N_s}(2k-1). \quad (3.2)$$

따라서 k 번째 전압지령 벡터가 인가되는 샘플링 주기의 경계는 $\alpha_k - \pi/(6N_s)$ 와 $\alpha_k + \pi/(6N_s)$ 에 존재하게 된다.

전압지령 벡터를 합성하기 위해 두 개의 유효벡터와 영벡터를 사용하는데 두 유효 벡터는 $\pi/3$ 의 위상차를 가지고 있으며, 각 벡터 사이각은 그림 3.6과

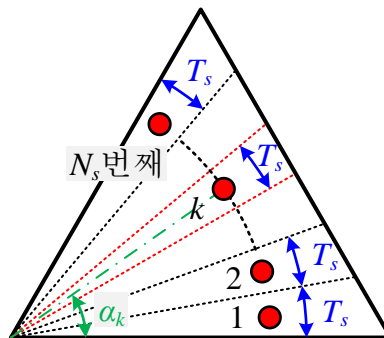


그림 3.5 연속 및 불연속 스위칭 : 샘플링 주기 및 전압지령벡터의 위치각

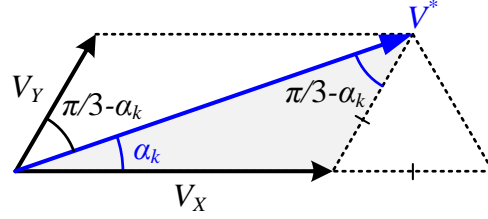


그림 3.6 유효벡터 V_X 와 V_Y 의 사이각에 대한 상관관계

같은 관계를 가진다. 여기서 전압지령 벡터와 V_X 벡터 사이각은 α_k 이고, 전압지령 벡터와 V_Y 벡터 사이각은 $\pi/3 - \alpha_k$ 이다. 사인법칙을 적용하여 두 유효 벡터의 크기 비를 구하면 아래와 같다.

$$|V_X| = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2k - 1)\right)} |V_Y|. \quad (3.3)$$

또한 V_X 벡터 인가시간을 T_x , V_Y 벡터 인가시간을 T_y 라고할 때, 두 유효벡터의 인가시간은 다음과 같다.

$$T_x = \frac{|V_X|}{2 \cdot V_{dc}/3}, T_y = \frac{|V_Y|}{2 \cdot V_{dc}/3}. \quad (3.4)$$

총 영벡터 인가시간은 샘플링 시간 T_s 에서 두 유효벡터 인가시간을 뺀 것과 같으므로, 수식(3.3)과 (3.4)를 이용하여 총 영벡터 인가시간(T_z)을 T_x 의 함수로 나타내면 아래와 같다.

$$T_z = T_s - \frac{|V_X|}{2 \cdot V_{dc}/3} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2k - 1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right)}. \quad (3.5)$$

하지만 각 벡터의 인가시간은 전압지령의 회전속도의 함수이기 때문에 속도

무관한 ‘벡터 인가각’을 새롭게 정의할 수 있다. 이 벡터 인가각은 벡터 인가 시간과 전압벡터의 회전속도 ω_s 를 곱한값으로, V_X 벡터 인가각 (ϕ_x)과 V_Y 벡터 인가각(ϕ_y)은 아래와 같다.

$$\phi_x = \frac{\omega_s |V_X|}{2 \cdot V_{dc} / 3}, \quad \phi_y = \frac{\omega_s |V_Y|}{2 \cdot V_{dc} / 3}. \quad (3.6)$$

여기서 총 영벡터 인가각을 ϕ_z 라고 할 때, 수식(3.5)로부터 V_X 벡터 인가각을 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\phi_x = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2k - 1)\right)} \left(\frac{\pi}{3N_s} - \phi_z\right). \quad (3.7)$$

표 3.1에 정리된 동기좌표계 dq 축 순시전압 표현으로부터, 일반화된 섹터에서의 유효 전압 벡터 V_X 의 동기좌표계 dq 축 순시전압 v'_{dX}, v'_{qX} 과 유효벡터 V_Y 의 동기좌표계 dq 축 순시전압 v'_{dY}, v'_{qY} 을 표현하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} v'_{dX}(\theta_r) &= \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{sec} - 1}{3} \pi\right), \\ v'_{qX}(\theta_r) &= -\frac{2}{3} V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{sec} - 1}{3} \pi\right), \\ v'_{dY}(\theta_r) &= \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{sec}}{3} \pi\right), \\ v'_{qY}(\theta_r) &= -\frac{2}{3} V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{sec}}{3} \pi\right). \end{aligned} \quad (3.8)$$

여기서 n_{sec} 은 섹터번호이다. 이를 바탕으로 다음절에서는 벡터 인가 방향에 따른 전압크기를 유도한다.

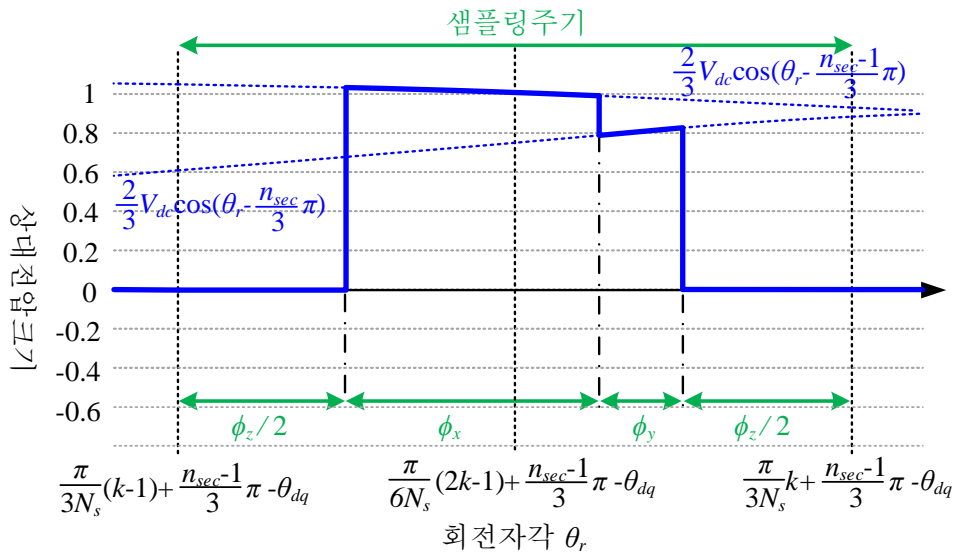
3.1.2 연속 스위칭 - 정방향 벡터인가 순서조합 “Z_x, X, Y, Z_y”

그림 3.7은 “Z_x, X, Y, Z_y”의 벡터인가 순서조합으로 정좌표계에서 합성된 k 번째 전압지령 벡터를 동기좌표계 d 축과 q 축 순시전압 파형이다. 샘플링 주기 내에 유효벡터 X 를 먼저 인가하며, ϕ_x 동안 동기좌표계 d 축 순시전압은 $2/3 \cdot V_{dc} \cos(\theta_r - (n_{\text{sec}} - 1)\pi/3)$ 이고, q 축 순시전압은 $-2/3 \cdot V_{dc} \sin(\theta_r - (n_{\text{sec}} - 1)\pi/3)$ 이다. 이후 유효벡터 Y 를 ϕ_y 동안 인가하며, 이때 동기좌표계 d 축 순시전압은 $2/3 \cdot V_{dc} \cos(\theta_r - n_{\text{sec}}\pi/3)$ 이고, q 축 순시전압은 $-2/3 \cdot V_{dc} \sin(\theta_r - n_{\text{sec}}\pi/3)$ 이다. k 번째 전압지령 벡터의 동기좌표계 전압각은 $\alpha_k - \theta_{dq}$ 이기 때문에 샘플링 주기 시작점은 $\alpha_k - \pi/(6N_s) - \theta_{dq}$ 이고, 샘플링 주기 끝점은 $\alpha_k + \pi/(6N_s) - \theta_{dq}$ 이다.

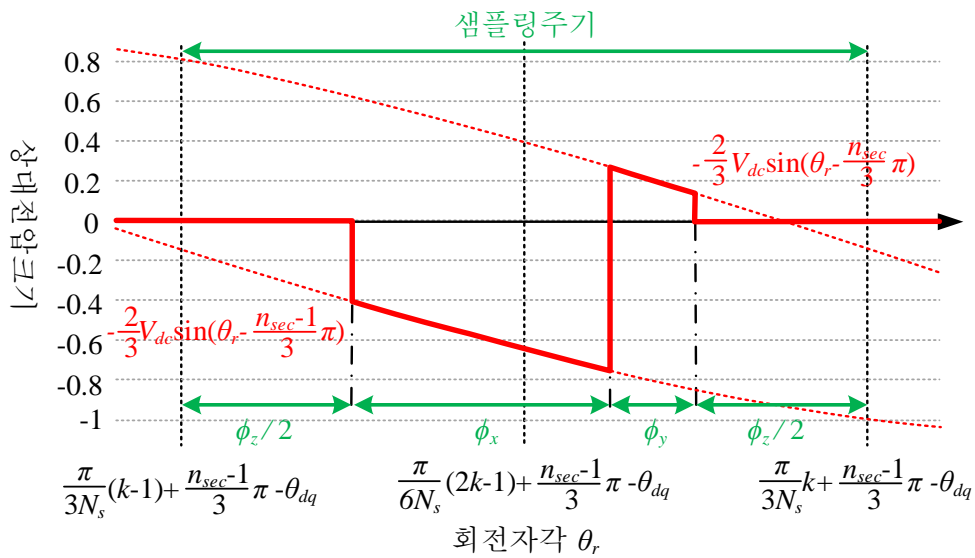
합성된 순시 전압을 한주기 동안 적분하고 이를 샘플링 주기로 나누어 dq 축 평균 전압값을 구할 수 있다. 먼저 샘플링 주기 동안의 d 축 전압 평균값(\bar{v}_{ds}^r)은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \bar{v}_{ds}^r &= \frac{1}{\pi/(3N_s)} \left[\int_{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq} + \frac{\pi}{6}} \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{3N_s}k + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq} + \frac{\pi}{6}} \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}}{3}\pi\right) d\theta \right] \\ &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \left[\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq}\right) \right. \\ &\quad \left. + 2\cos\left(\frac{\pi}{3N_s} \frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \right]. \quad (3.9) \end{aligned}$$

또한 샘플링 주기 동안의 q 축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)은 아래와 같다.



(가) 동기좌표계 순시 d 축전압



(나) 동기좌표계 순시 q 축전압

그림 3.7 “Z_x, X, Y, Z_y” 인가시 k 번째 샘플링주기의 동기좌표계 dq 축전압

$$\begin{aligned}
\bar{v}_{qs}^r &= \frac{1}{\pi/(3N_s)} \left[\int_{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq}} -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \right. \\
&\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{3N_s}k + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq}} -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}}{3}\pi\right) d\theta \right] \\
&= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x - \theta_{dq}\right) \right. \\
&\quad \left. - 2\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \right]. \quad (3.10)
\end{aligned}$$

수식(3.9)과 (3.10)로부터, 샘플링 주기 $\pi/(3N_s)$ 동안 합성된 전압의 평균크기 \bar{V}_{mag} 를 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
\bar{V}_{mag} &= \sqrt{(\bar{v}_{ds}^r)^2 + (\bar{v}_{qs}^r)^2} \\
&= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{\pi}{6N_s}(1-N_s) - \frac{\phi_z}{2}\right) + 4\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(1-N_s) - \frac{\phi_z}{2}\right) \cos\left(-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x\right)}. \quad (3.11)
\end{aligned}$$

수식(3.11)에 (3.7)을 대입하여 합성된 전압의 평균 크기를 ϕ_z 에 대한 함수로 나타낼 수 있으며 이는 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
\bar{V}_{mag} &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{\pi}{6N_s}(1-N_s) - \frac{\phi_z}{2}\right) + 4\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(1-N_s) - \frac{\phi_z}{2}\right) \times \cos\left(-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\phi_z}{2} + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2k - 1)\right)} \left(\frac{\pi}{3N_s} - \phi_z\right)\right)}. \quad (3.12)
\end{aligned}$$

3.1.3 연속 스위칭 - 역방향 벡터인가 순서조합 “Z_Y, Y, X, Z_X”

그림 3.8은 “Z_Y, Y, X, Z_X”의 벡터인가 순서조합으로 정지좌표계에서 합성된 k 번째 전압벡터를 동기좌표계에 나타낸 dq 축 순시 전압파형이다. 샘플링 주기 내에서 먼저 유효벡터 Y 를 ϕ_x 동안 인가하고, 이후 유효벡터 X 를 ϕ_x 동안 인가한다. 앞 절의 방법과 동일하게 샘플링 주기 동안 d 축 전압 평균값(\bar{v}_{ds}^r)을 구하면 아래와 같다.

$$\bar{v}_{ds}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \begin{bmatrix} -\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2} - \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ + 2\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

반대로 샘플링 주기 동안 q 축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)을 구하면 아래와 같다.

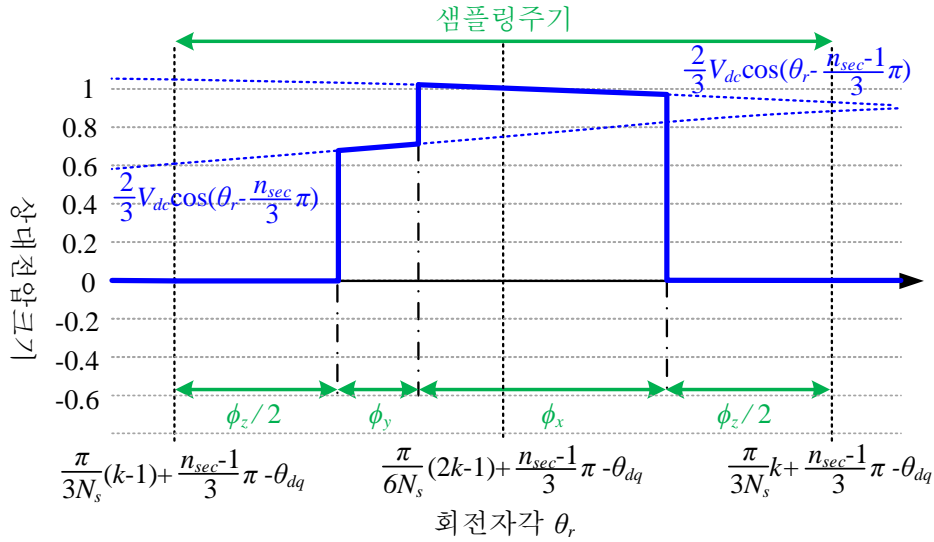
$$\bar{v}_{qs}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2} - \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ - 2\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

수식(3.13)과 (3.14)로부터 구한, 샘플링 주기 동안 합성된 전압의 평균크기 \bar{V}_{mag} 는 아래 수식과 같다.

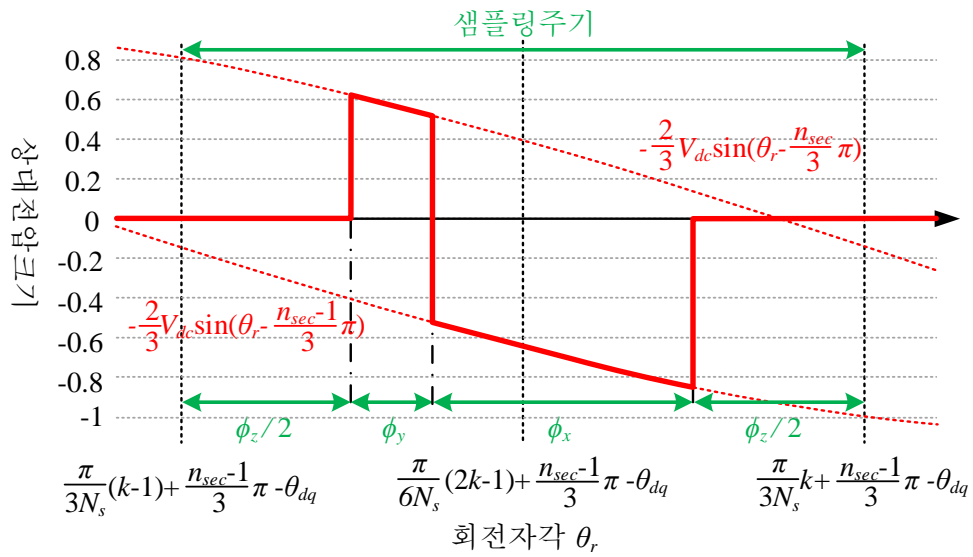
$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{\pi}{6N_s}(1+N_s) - \frac{\phi_z}{2}\right) - 4\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(1+N_s) - \frac{\phi_z}{2}\right)\cos\left(-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\phi_z}{2} + \phi_x\right)}. \quad (3.15)$$

정방향 벡터인 “Z_X, X, Y, Z_Y”인가시의 전압크기 수식(3.11)과 역방향 벡터인 “Z_Y, Y, X, Z_X”인가시의 전압크기 수식을 비교해 보면, 우항 제곱근내의 두번째항인 \sin 제곱내의 부호와 세번째항의 부호가 다르며, 세번째항인 \sin 내의 부호가 다르다. 따라서 수식(3.11)과 (3.15)를 통해 벡터인가 순서에 따라 전압크기가

다르다는 것을 확인 할 수있다.



(가) 동기좌표계 순시 d 축전압



(나) 동기좌표계 순시 q 축전압

그림 3.8 “Z_Y, Y, X, Z_X” 인가시 k 번째 샘플링주기의 동기좌표계 dq 축전압

3.1.4 불연속 스위칭 - 정방향 벡터인가 순서조합 “Z_x, X, Y”, “X, Y, Z_Y”

앞절과 동일한 방법으로 불연속 스위칭중 하나인 “Z_x, X, Y”의 벡터 인가 순서 조합으로 전압 인가시, \bar{v}_{ds}^r 과 \bar{v}_{qs}^r 을 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \bar{v}_{ds}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \left[\begin{aligned} &\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \phi_z + \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ &+ 2\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{aligned} \right], \\ \bar{v}_{qs}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \left[\begin{aligned} &-\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \phi_z + \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ &- 2\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{aligned} \right]. \end{aligned} \quad (3.16)$$

또한 “X, Y, Z_Y”의 벡터 인가 순서로 전압 인가시 \bar{v}_{ds}^r 과 \bar{v}_{qs}^r 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \bar{v}_{ds}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \left[\begin{aligned} &\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ &+ 2\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{aligned} \right], \\ \bar{v}_{qs}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \left[\begin{aligned} &-\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ &- 2\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{aligned} \right]. \end{aligned} \quad (3.17)$$

불연속 스위칭-정방향 벡터인가 순서조합인 “Z_x, X, Y”과 “X, Y, Z_Y”의 샘플링 주기 동안 합성된 전압의 평균크기 \bar{v}_{mag} 는 연속 스위칭-정방향 벡터인가 순서 조합 “Z_x, X, Y, Z_Y”의 전압크기 수식 (3.12)와 동일하게 유도된다.

3.1.5 불연속 스위칭 - 역방향 벡터인가 순서조합 “Z_Y, Y, X”, “Y, X, Z_X”

불연속 스위칭중 하나인 “Z_X, X, Y”의 벡터인가 순서조합으로 전압 합성시, \bar{v}_{ds}^r 과 \bar{v}_{qs}^r 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\bar{v}_{ds}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \begin{bmatrix} -\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ + 2\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{bmatrix}, \\ \bar{v}_{qs}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ - 2\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.18)\end{aligned}$$

또한, [Y, X, Z_X]의 벡터 인가 순서조합으로 전압합성시, \bar{v}_{ds}^r 과 \bar{v}_{qs}^r 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\bar{v}_{ds}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \begin{bmatrix} -\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \phi_z - \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ + 2\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{bmatrix}, \\ \bar{v}_{qs}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \phi_z - \phi_x - \theta_{dq}\right) \\ - 2\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\phi_z}{2}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.19)\end{aligned}$$

불연속 스위칭-정방향 벡터인가 순서조합인 “Z_X, X, Y”과 “X, Y, Z_Y”의 샘플링 주기 동안 합성된 전압의 평균크기 \bar{v}_{mag} 는 연속 스위칭-역방향 벡터인가 순서 조합인 “Z_X, Y, X, Z_Y”의 전압크기 수식 (3.15)와 동일한 수식으로 유도된다. 즉, 전압 크기에 대한 수식은 연속 스위칭과 불연속 스위칭에 상관없이 벡터인가 방향에 따라서 그 크기가 달라짐을 수식적으로 확인할 수 있다.

3.1.6 경계 샘플링 방식 - 경계 벡터인가 순서조합 “Z_x, X, Z_x”

그림 3.9은 경계 샘플링 방식에서 섹터당 샘플링 수가 N_s 일 때 샘플링 위치 및 주기를 나타낸 그림이다. 한 샘플링 동안의 정지좌표계 각변화량은 $\pi/(3N_s)$ 로 연속 및 불연속 스위칭때와 동일 하지만, k 번째 전압벡터의 정지좌표계 위치각 α_k 는 다음과 같이 새롭게 정의된다.

$$\alpha_k = \frac{\pi}{3N_s}(k-1). \quad (3.20)$$

여기서 첫번째 전압벡터의 위치각 α_1 은 항상 $0rad$ 이다.

경계 샘플링 방식에서 $k=1$ 인 지점에서는 전압지령 벡터가 섹터에 경계에 존재하는 경우로 “Z_x, X, Z_x”또는 “X, Z_x, X”의 벡터인가 순서조합을 사용하지만, $k \neq 1$ 인 지점에서는 연속 또는 불연속 스위칭 방식의 벡터인가 순서조합을 사용하게 된다. 먼저, 전압지령 벡터를 “Z_x, X, Z_x”의 순서로 합성할 경우의 동기 좌표계 d 축과 q 축 순시전압을 그림 3.10에 도시하였다. 이를 바탕으로 샘플링 주기동안의 d 축 전압 평균값을 구하면 아래와 같다.

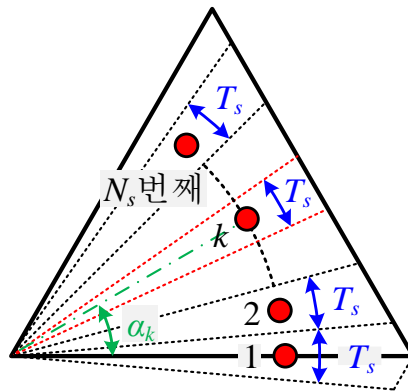
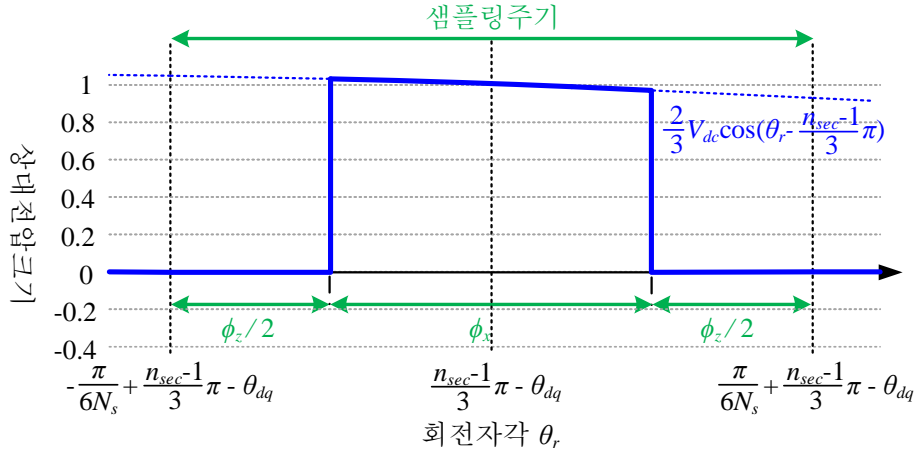
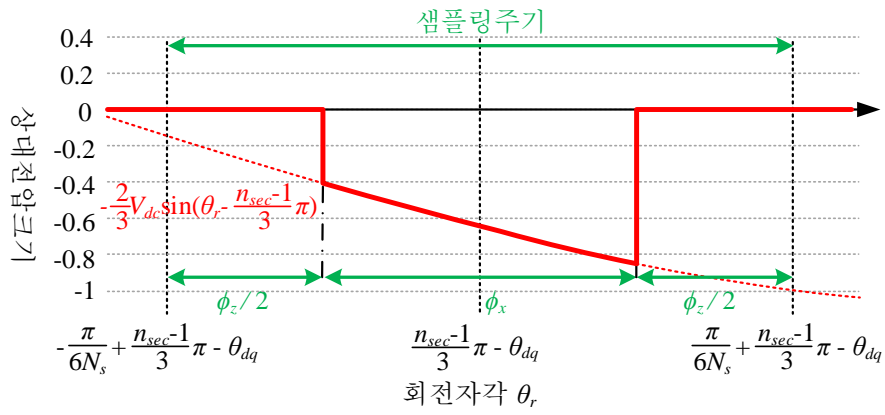


그림 3.9 경계 샘플링 방식 : 샘플링 주기 및 전압지령벡터의 위치각



(가) 동기좌표계 순시 d 축전압



(나) 동기좌표계 순시 q 축전압

그림 3.10 경계 샘플링 방식에서 “ Z_X, X, Z_X ” 인가시 동기좌표계 dq 축전압

$$\begin{aligned} \bar{v}_{ds}^r &= \frac{1}{\pi/(3N_s)} \left[\int_{-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{sec}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{sec}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}} \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{sec}-1}{3}\pi\right) d\theta \right] \\ &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 2N_s \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\phi_z}{2}\right) \cos\theta_{dq}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

또한 샘플링 주기 동안 q 축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)을 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\bar{v}_{qs}^r &= \frac{1}{\pi/(3N_s)} \left[\int_{-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}} -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \right] \\ &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 2N_s \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\phi_z}{2}\right) \sin\theta_{dq}.\end{aligned}\quad (3.22)$$

따라서, 샘플링 주기 동안 합성된 전압의 평균크기 \bar{V}_{mag} 는 아래 수식과 같다.

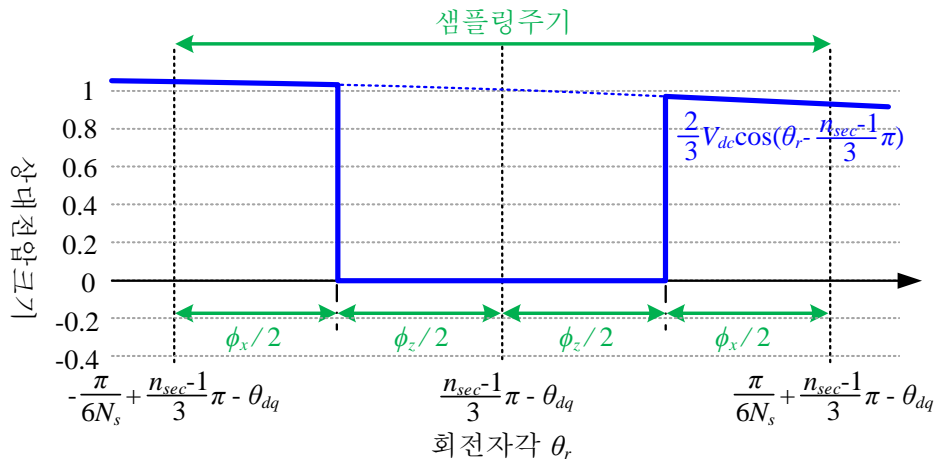
$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 2N_s \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\phi_z}{2}\right).\quad (3.23)$$

3.1.7 경계 샘플링 방식 - 경계 벡터인가 순서조합 “X, Z_x, X”

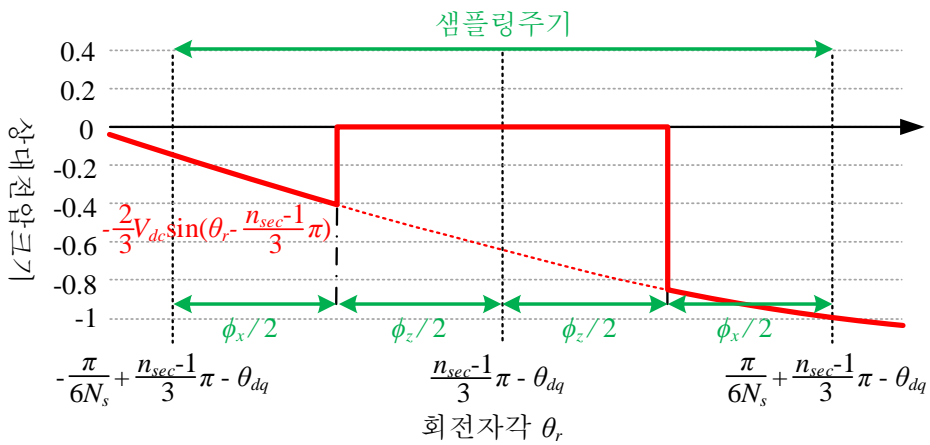
그림3.9에서 샘플링의 경계인 $k=1$ 인 지점에서 전압벡터를 “X, Z_x, X”의 순서로 전압 합성시 동기좌표계 d 축과 q 축 순시전압을 그림 3.11에 도시하였다. 샘플링 주기 동안의 d 축 전압 평균값을 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\bar{v}_{ds}^r &= \frac{1}{\pi/(3N_s)} \left[\int_{-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \theta_{dq}}^{\frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}} \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \theta_{dq}} \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \right] \\ &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 2N_s \left(\sin\frac{\pi}{6N_s} - \sin\frac{\phi_z}{2} \right) \cos\theta_{dq}.\end{aligned}\quad (3.23)$$

반대로 샘플링 주기 동안 q 축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)을 구하면 아래와 같다.



(가) 동기좌표계 순시 d 축전압



(나) 동기좌표계 순시 q 축전압

그림 3.11 경계 샘플링 방식에서 “X, Z_x, X” 인가시 동기좌표계 dq 축전압

$$\bar{v}_{qs}^r = \frac{1}{\pi/(3N_s)} \left[\begin{array}{l} \int_{\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \theta_{dq}}^{\frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}} -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \\ + \int_{\frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{6N_s} + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \theta_{dq}} -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \end{array} \right].$$

$$= \frac{2V_{dc}}{\pi} 2N_s \left(\sin\frac{\pi}{6N_s} - \sin\frac{\phi_z}{2} \right) \sin\theta_{dq}. \quad (3.24)$$

따라서 샘플링 주기 동안 합성된 전압의 평균크기 \bar{v}_{mag} 는 아래 수식과 같다.

$$\bar{v}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 2N_s \left(\sin\frac{\pi}{6N_s} - \sin\frac{\phi_z}{2} \right). \quad (3.25)$$

3.1.8 경계 샘플링 방식에서의 연속 및 불연속 스위칭

그림3.9에서 섹터의 경계가 아닌 $k \neq 1$ 인 지점에서의 전압지령벡터는 연속 및 불연속 스위칭 방식을 이용해 전압을 합성한다. 하지만 경계 샘플링 방식의 전압벡터의 위치각과 연속 및 불연속 스위칭 방식의 전압벡터 위치각의 일반화 수식이 다르므로, 유효벡터의 인가각 비율이 달라지게 된다. 따라서 수식(3.18)을 적용하여 새롭게 구한 경계 샘플링 시의 V_x 벡터 인가각은 아래와 같다.

$$\phi_x = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}(N_s - k + 1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}(N_s - k + 1)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{3N_s}(k - 1)\right)} \left(\frac{\pi}{3N_s} - \phi_z \right). \quad (3.26)$$

이를 적용해 연속 및 불연속 스위칭 정방향 전압 합성시 \bar{v}_{ds}^r 과 \bar{v}_{qs}^r 을 구하면 그 수식은 조금씩 다르나, 합성된 전압의 평균크기 \bar{v}_{mag} 는 스위칭 벡터 인가 방향이 정방향일 때는 수식(3.11), 역방향일 때는 수식(3.15)과 동일한 수식으로 정리된다.

3.2 샘플링 횟수 별 최대 합성전압

이번 절에서는 벡터 인가 방향 및 샘플링 횟수 N_s 에 따른 최대 합성 가능 전압크기에 대해 살펴본다. 앞절의 수식에 따르면, 합성된 전압의 크기는 연속 및 불연속 방법에 상관없이 벡터의 인가 방향에 따른 차이만 존재했다 따라서 전압벡터 인가 순서에 따른 전압지령벡터의 합성 가능한 최대 전압크기를 비교해 본다.

3.2.1 연속 및 불연속 스위칭 방식에서의 최대 합성 전압

각 샘플링에서 전압을 최대로 합성하는 조건은 샘플링 시간 동안 모두 유효벡터를 인가할 때로, 전압 크기 수식에서 영벡터 인가각 ϕ_z 이 $0rad$ 일때이다. 수식(3.7)과 (3.11)로부터 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 정방향 전압벡터 인가시 최대 합성 전압(V_{P_max})은 아래와 같다.

$$V_{P_max} = \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \sqrt{1 + 4 \sin^2 \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 - N_s) \right) + 4 \sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 - N_s) \right) \times \cos \left(-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (2N_s - 2k + 1) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (2N_s - 2k + 1) \right) + \sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (2k - 1) \right)} \frac{\pi}{3N_s} \right)}. \quad (3.27)$$

또한, 수식(3.7)과 (3.15)으로부터 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 역방향 전압 벡터 인가시 최대 합성 전압(V_{N_max})은 아래와 같다.

$$V_{N_max} = \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \sqrt{1 + 4 \sin^2 \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 + N_s) \right) - 4 \sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 + N_s) \right) \times \cos \left(-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (2N_s - 2k + 1) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (2N_s - 2k + 1) \right) + \sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (2k - 1) \right)} \frac{\pi}{3N_s} \right)}. \quad (3.28)$$

이렇게 구한 수식(3.26)과 (3.27)을 바탕으로 연속 및 불연속 스위칭 방식으로 전압 합성시, N_s 와 k 에 따른 합성 가능한 최대 전압의 크기를 표 3.2 ~ 3.6에 정리하였다. Six-step 운전시 합성된 전압의 평균전압 크기 $2V_{dc}/\pi$ 대비 상대 크기를 나타냈다. 여기서 N_s 가 홀수인 1,3,5에서는 출력된 전압이 3상 대칭, 반파대칭, 1/4주기 대칭이나, 짝수인 경우는 3상대칭만 만족한다. 따라서 N_s 가 1이상인 경우 최대 합성전압의 크기가 1보다 클 수 있으며, 최대 1.047까지 가능하다. 여기서 샘플링 횟수가 작을 때 전압합성 방향에 따른 최대 합성 가능 전압의 차가 크고, 샘플링 횟수가 클 때는 전압합성 방향에 따른 최대 합성 가능 전압의 차가 줄어들어 들을 확인할 수 있다.

계속 동일한 방향의 벡터인가 순서를 사용할 경우 샘플링 주기 사이에 추가적인 스위칭 절환이 발생 할 수 있다. 예를 들어 V_0 에서 V_7 로 혹은 V_7 에서 V_0 으로 변환하는 경우 각 상에 스위칭 절환이 추가로 발생하게 된다. 따라서 추가적인 스위칭 절환을 막기 위해서는 한 섹터 내에서 정방향 벡터인가 순서와 역방향 벡터인가 순서를 번갈아 가면서 사용해야 한다.

예를 들어 $N_s=3$ 조건에서 $\alpha_1=10^\circ$ 정방향, $\alpha_2=30^\circ$ 역방향, $\alpha_3=50^\circ$ 정방향의 벡터인가 순서조합을 사용 할 경우 각 샘플링 주기동안 합성 가능한 최대 전압은 각각 0.9864, 0.8567, 0.9864이다. 여기서 모든 샘플링 영역에서 선형적인 전압을 합성하고자 할 경우, α_1 과 α_3 에서 $\alpha_2=30^\circ$ 역방향 벡터의 최대합성 가능 전압인 0.8547로 출력전압 크기를 제한해야 한다. 반대로, $N_s=3$ 조건에서 $\alpha_1=10^\circ$ 역방향, $\alpha_2=30^\circ$ 정방향, $\alpha_3=50^\circ$ 역방향의 벡터인가 순서조합을 사용할 경우 각 샘플링 주기동안 합성 가능한 최대 전압은 각각 0.9348, 0.9479, 0.9348이다. 여기서, α_2 에서 $\alpha=10$ 또는 50° 역방향 벡터의 최대합성 가능전압인 0.9348로

표 3.2 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=1$ 일때 최대 합성 전압

위치각(α_k)	30°
$V_{P_max} / (2V_{dc}/\pi)$	1.000
$V_{N_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.732

표 3.3 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=2$ 일때 최대 합성 전압

위치각(α_k)	15°	45°
$V_{P_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.9804	0.9804
$V_{N_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.8773	0.8773

표 3.4 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=3$ 일때 최대 합성 전압

위치각(α_k)	10°	30°	50°
$V_{P_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.9864	0.9479	0.9864
$V_{N_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.9348	0.8567	0.9348

표 3.5 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=4$ 일때 최대 합성 전압

위치각(α_k)	7.5°	22.5°	37.5°	52.5°
$V_{P_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.9944	0.9443	0.9443	0.9944
$V_{N_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.9637	0.8800	0.8800	0.9637

표 3.6 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 $N_s=5$ 일때 최대 합성 전압

위치각(α_k)	6°	18°	30°	42°	54°
$V_{P_max} / (2V_{dc}/\pi)$	1.0012	0.9487	0.9326	0.9487	1.0012
$V_{N_max} / (2V_{dc}/\pi)$	0.9809	0.9024	0.8779	0.9024	0.9809

출력전압 크기를 제한해야 모든 샘플링 영역에서 선형적인 전압을 합성할 수 있다. 따라서, N_s 가 동일하더라도 벡터인가 순서조합에 따라 선형적으로 합성할 수 있는 전압의 크기가 달라진다.

3.2.2 경계 샘플링 방식에서의 최대 합성 전압

그림 3.9의 경계 샘플링 방식에서 $k=1$ 인 섹터 경계의 전압 벡터를 합성하는 경우 최대 합성 전압은 수식(3.23)과 (3.25)로부터 아래와 같이 정리된다.

$$V_{B1_max} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 2N_s \left(\sin \frac{\pi}{6N_s} \right). \quad (3.29)$$

$k \neq 1$ 인 섹터 내 전압 지령 벡터 중, 정방향 벡터인가 순서조합을 사용할 경우 최대 합성 전압은 수식(3.11)과 (3.25)로부터 아래와 같이 정리된다.

$$V_{BP_max} = \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \sqrt{1 + 4 \sin^2 \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 - N_s) \right) + 4 \sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 - N_s) \right) \times \cos \left(-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\sin \left(\frac{\pi}{3N_s} (N_s - k + 1) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{3N_s} (N_s - k + 1) \right) + \sin \left(\frac{\pi}{3N_s} (k - 1) \right)} \frac{\pi}{3N_s} \right)}. \quad (3.30)$$

$k \neq 1$ 인 섹터 내 전압 지령 벡터 중, 역방향 벡터인가 순서조합을 사용할 경우 최대 합성 전압은 수식(3.15)과 (3.25)으로부터 아래와 같이 정리된다.

$$V_{N_max} = \frac{2V_{dc}}{\pi} N_s \sqrt{1 + 4 \sin^2 \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 + N_s) \right) - 4 \sin \left(\frac{\pi}{6N_s} (1 + N_s) \right) \times \cos \left(-\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\sin \left(\frac{\pi}{3N_s} (N_s - k + 1) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{3N_s} (N_s - k + 1) \right) + \sin \left(\frac{\pi}{3N_s} (k - 1) \right)} \frac{\pi}{3N_s} \right)}. \quad (3.31)$$

이 수식들을 바탕으로 경계샘플링 방식으로 전압 합성시, N_s 와 k 에 따른 합성 가능한 최대 전압의 크기를 표 3.7 ~ 3.8에 나타냈다. 여기서 N_s 가 짝수인 2, 4 에서는 출력된 전압이 3상 대칭, 반파대칭, 1/4주기 대칭을 만족한다. $\alpha_1=0^\circ$ 인 섹터 경계의 전압벡터 합성시에는 스위칭 방향에 대한 영향이 없다.

표 3.7 경계 샘플링 방식에서 $N_s=2$ 일때 최대 합성 전압

위치각(α_k)	0°	30°
$V_{P_max} / (2V_{dc}/\pi)$	1.0353	0.9647
$V_{N_max} / (2V_{dc}/\pi)$		0.8284

표 3.8 경계 샘플링 방식에서 $N_s=4$ 일때 최대 합성 전압

위치각(α_k)	0°	15°	30°	45°
$V_{P_max} / (2V_{dc}/\pi)$	1.0442	0.96232	0.9385	0.9623
$V_{N_max} / (2V_{dc}/\pi)$		0.9105	0.8701	0.9105

3.3 샘플링 횟수 별 전압 합성 방법

이번 절에서는 샘플링 횟수 N_s 에 따른 합성 가능한 다양한 스위칭 전략을 소개하고, 삼각파 신호를 이용한 각 방법의 스위칭 신호 인가 방법을 제시한다. 또한, 합성된 전압크기에 따른 고조파 성분을 분석하고 상전압 WTHD를 바탕으로 각 방법을 비교한다. 2.3.3절에서 소개된 동기화 PWM의 경우 샘플링 주기 동안 스위칭 절환 횟수는 3회 이하이고, 각 스위칭 절환 순간 항상 한상의 스위치만 절환되는 조건을 만족하는 경우로 제한하였다. 또한 합성된 상전압 파형은 3상 대칭이고 반파대칭을 항상 만족하는 경우만을 나열하였다. 본 절에서는 반파대칭을 만족하지 못하더라도 3상 대칭 조건을 만족하는 $N_s=1,2,3$ 인 낮은 주파수 변조지수의 동기 PWM방법들의 특성을 함께 비교한다.

3.3.1 $N_s=1$ 인 전압 합성 방법

(가) 연속 스위칭 방법 [30°P]

$N_s=1$ 인 연속 스위칭 방법으로 $k=1$ 일때의 전압벡터 위치각은 30° 이다. 여기서 정방향 연속 스위칭인 “Z_x, X, Y, Z_y”을 사용하여 전압지령 벡터를 합성하고, 이를 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령은 그림 3.12과 같다. 여기서 ‘P’는 정방향 벡터인가 순서조합을 뜻한다. 두 영벡터 인가각은 각각 $\phi_z/2$ 로 동일한 인가시간을 가지며, 두 유효벡터의 총 인가시간은 샘플링 주기의 가운데 위치한다. 삼각파 주파수는 기본파 주파수의 3배이며, 전압지령은 $0, \pm\pi/3, \pm2\pi/3, \pi$ 에서 수정하게 된다. 샘플링은 기본파 한 주기당 3회, 총 펄스수 P_{sw} 는 3이다.

그림 3.13은 $\phi_z/2$ 가 0에서 $\pi/6$ (30°)사이의 값일때, 상전압 파형의 고조파 크기를 분석한 결과이다. 평균 전압크기는 수식(3.11)로부터 다음과 같이 정리

되는데, 고주파 분석 결과중 기본파 성분전압의 크기는 이 수식을 만족한다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left(1 - 2 \sin \frac{\phi_z}{2} \right), \quad \left(0 < \frac{\phi_z}{2} < \frac{\pi}{6} \right). \quad (3.32)$$

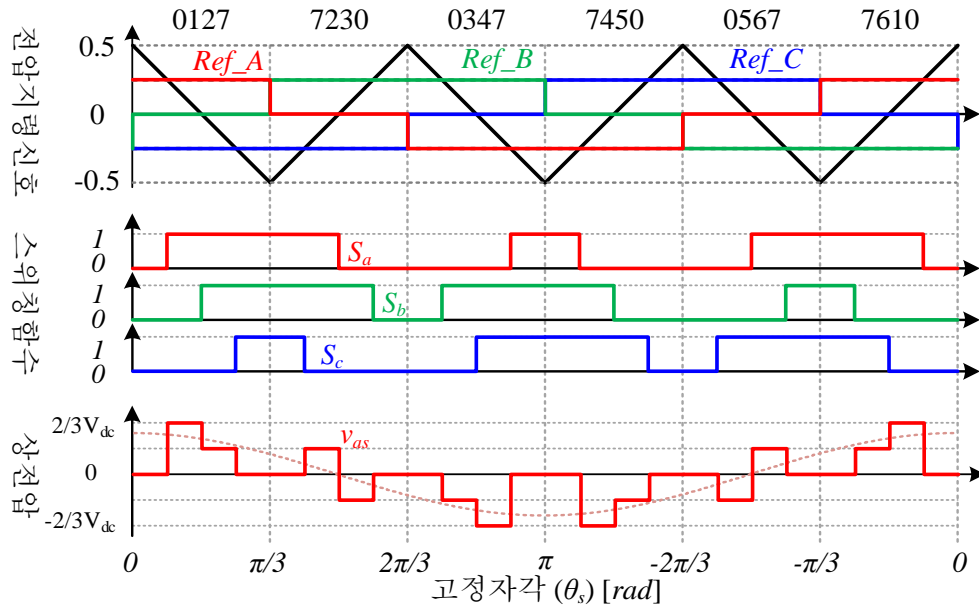


그림 3.12 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 $[30^\circ P]$: 스위칭함수 및 상전압

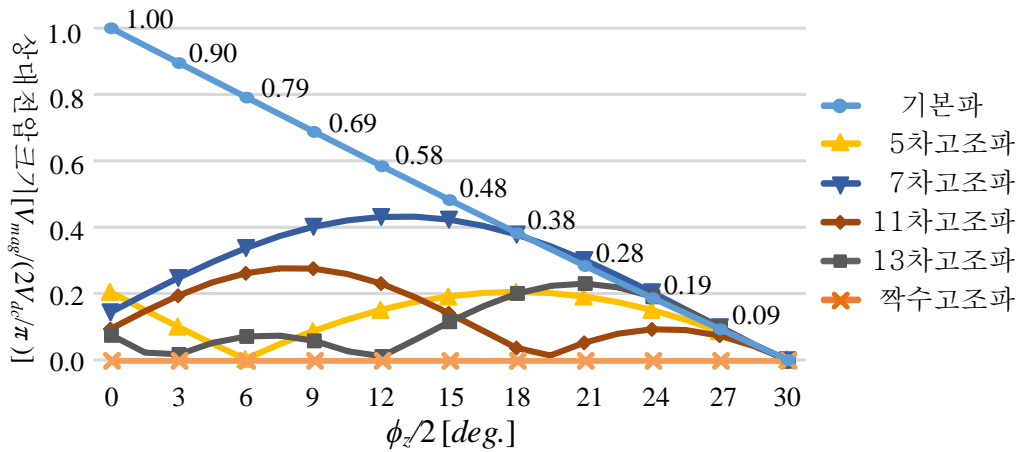


그림 3.13 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 $[30^\circ P]$: 고조파 분석

상전압 파형은 반파 대칭이기 때문에 짝수 고조파가 존재하지 않으며, 두배 스위칭 주파수의 주변대역 고조파 중 하나인 7차 고조파가 상대적으로 큰 값을 가진다. 여기서 스위칭 주파수의 주변대역 주파인 2, 4 고조파는 반파대칭으로 존재하지 않음을 알 수 있다. 또한 이 전압방법의 합성 가능한 최대 전압은 1.0으로 six-step으로의 자연스러운 확장이 가능하다. 수식 (3.31)의 역함수를 구하면 아래와 같으며, 이는 삼각파를 이용한 전압합성에서 지령생성시 사용될 수 있다. 여기서 $V_{mag,n}$ 은 평균 전압크기를 $2 \cdot V_{dc}/\pi$ 로 나누어 정규화 시킨 전압크기이다.

$$\phi_z/2 = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}V_{mag,n}\right). \quad (3.33)$$

(나) 연속 스위칭 방법 [30°M]

연속 스위칭 방법[30°P]과 동일한 샘플링 수와 동일한 전압 위치각을 가지지만, 역방향 연속스위칭인 “Z_y, Y, X, Z_x”의 벡터인가 순서조합을 사용하는 방식이다. 이를 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령은 그림 3.14와 같으며, 여기서 ‘N’은 역방향 벡터인가 순서조합을 뜻한다. 앞선 방법과 동일하게 삼각파 주파수는 기본과 주파수의 3배이며, 전압지령은 0, ±π/3, ±2π/3, π에서 수정하게 된다. 기본과 한 주기당 샘플링은 3회, 총 펄스수 P_{sw}는 3이다.

그림 3.15은 φ_z/2가 0에서 π/6 (30°)사이의 값일때, 상전압 파형의 고조파 크기를 분석한 결과이다. 전압크기는 수식(3.15)로부터 정리하면 다음과 같으며, 고조파 분석 결과 중 φ_z/2에 대한 기본과 성분전압의 크기는 이 수식을 만족한다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left(2 \sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\phi_z}{2}\right) - 1 \right), \quad (0 < \frac{\phi_z}{2} < \frac{\pi}{6}). \quad (3.34)$$

두 배 스위칭 주파수의 주변대역 고조파 중 하나인 5차 고조파가 상대적으로 큰 값을 가지고, 상전압 파형은 반파 대칭이기 때문에 짝수 고조파가 존재하지

않지 않는다. 최대 합성가능 전압은 0.7321로 연속 스위칭 방법 [30°P]의 최대 합성가능전압에 비해 27% 작다. 수식 (3.34)를 통해 구한 $\phi_z/2$ 는 아래와 같다.

$$\phi_z / 2 = \frac{\pi}{3} - \sin^{-1}\left(\frac{1}{2}V_{mag,n} + \frac{1}{2}\right). \quad (3.35)$$

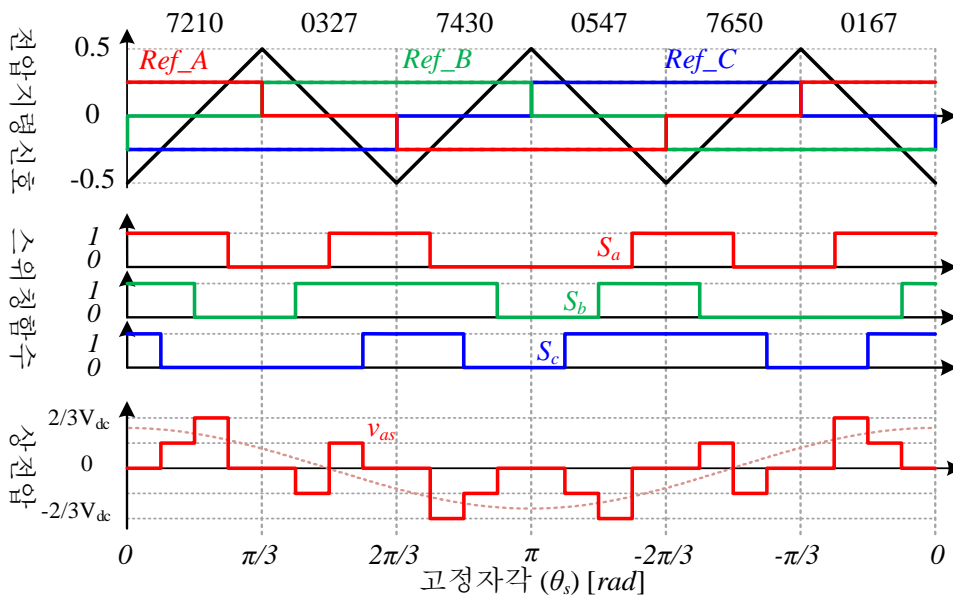


그림 3.14 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 [10°M]: 스위칭 함수 및 상전압 파형

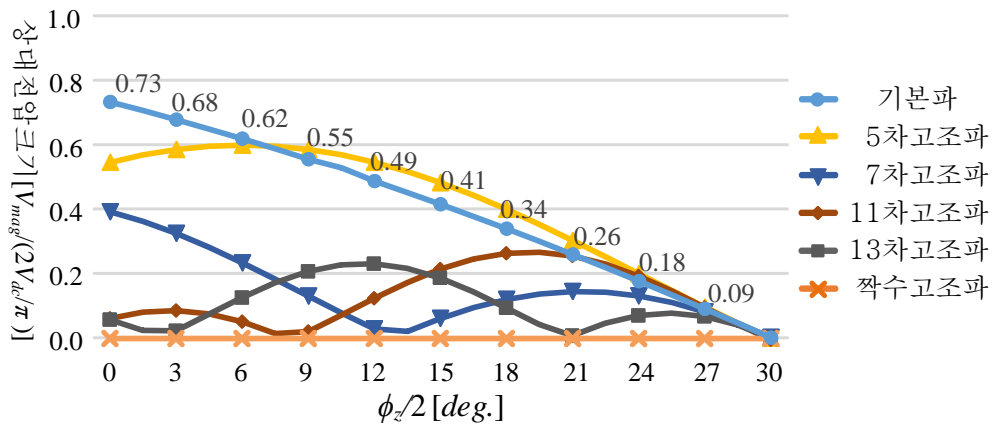


그림 3.15 $N_s=1$, 연속 스위칭 방법 [10°M]: 고조파 분석

(다) 경계 샘플링 방법 [$0^\circ B$]

경계 샘플링 방법은 일반적으로 N_s 가 짝수인 경우에 적용 가능한 방법이다. 하지만 순시적인 전압벡터 변환시 두상 이상이 한꺼번에 스위칭 절환이 가능하다고 한다면, $N_s=1$ 인 경우에도 적용 가능하다. $N_s=1$ 이기 때문에 매 섹터의 전압벡터지령 위치각을 섹터의 경계인 0° 에 설정하게 된다. 이때 조합 가능한 벡터인가 순서조합은 “ Z_x, X, Z_x ”와 “ Z_y, X, Z_y ”를 사용하는 방법과 “ Z_x, X, Z_y ”를 사용하는 방식이 존재 한다. $N_s=1$ 인 경계 샘플링 방식의 전압을 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령신호는 그림 3.16와 같으며, ‘B’는 경계지점 전압벡터 합성을 뜻한다. 그림 3.16 (가)는 “ Z_x, X, Z_x ”와 “ Z_y, X, Z_y ”를 사용하는 방법으로 기본파 주파수의 6배인 삼각파 주파수를 사용하며, 그림 3.16 (나)는 “ Z_x, X, Z_y ”를 사용하는 방법으로 기본파 주파수의 3배인 삼각파 주파수를 사용하는 방식이다. 두 방식 모두 전압지령을 $\pm\pi/6, \pm\pi/2, \pm5\pi/6$ 에서 수정하고 기본파 한 주기당 샘플링은 3회, 총 펄스 수 P_{sw} 는 3이다. 하지만 그림 3.16 (가)의 “ Z_x, X, Z_x ”와 “ Z_y, X, Z_y ”를 사용하는 방법은 모든 스위칭 펄스가 반주기 이내에 존재하고, 그림 3.16 (나)는 “ Z_x, X, Z_y ”를 사용하는 방법은 스위칭 펄스가 한 주기 내에 균등하게 존재하는 특징을 가진다.

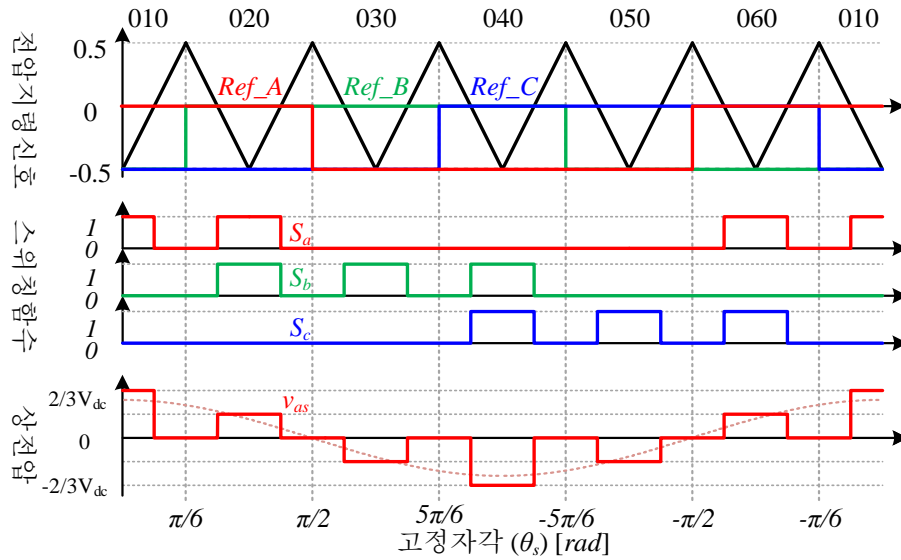
그림 3.16는 $\phi_s/2$ 가 0에서 $\pi/6$ (30°)사이의 값일때, 상전압 파형의 고조파 크기를 분석한 결과이다. 전압크기는 수식 (3.23)로부터 아래와 같이 정리되며, 고조파 분석 결과의 $\phi_s/2$ 에 대한 기본파 성분전압의 크기는 이 수식을 만족한다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\phi_s}{2}\right), \quad (0 < \frac{\phi_s}{2} < \frac{\pi}{6}). \quad (3.36)$$

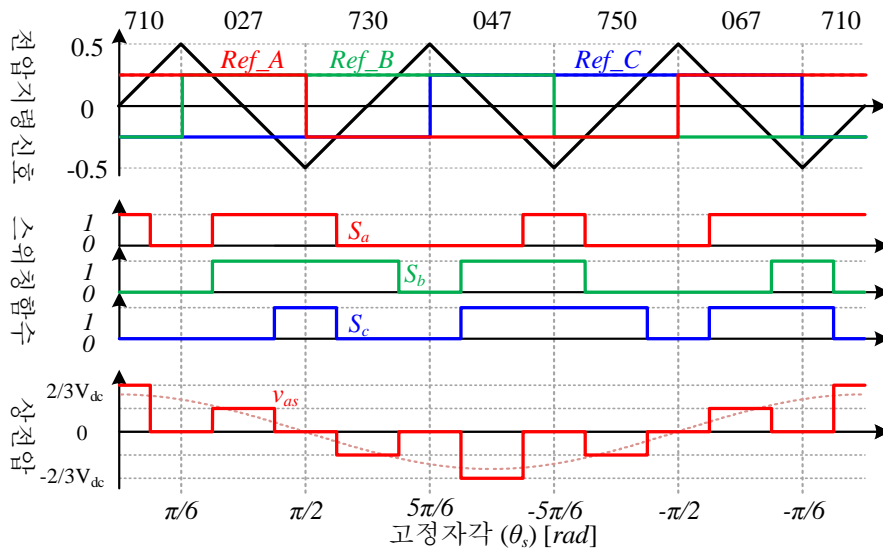
상전압 파형은 반파 대칭이기 때문에 짝수 고조파가 존재 하지 않고, 두 배 스위칭 주파수의 주변대역 고조파 중 하나인 5차 고조파가 상대적으로 큰 값을

가진다. 수식 (3.36)를 통해 구한 $\phi_z/2$ 는 아래와 같다.

$$\phi_z = \frac{\pi}{3} - 2 \sin^{-1}(V_{mag,n}). \quad (3.37)$$



(가) “Z_x, X, Z_x”와 “Z_y, X, Z_y” 사용시



(나) “Z_x, X, Z_y” 사용시

그림 3.16 $N_s=1$, 경계 샘플링 방법 $[0^\circ B]$: 스위칭 함수 및 상전압 파형

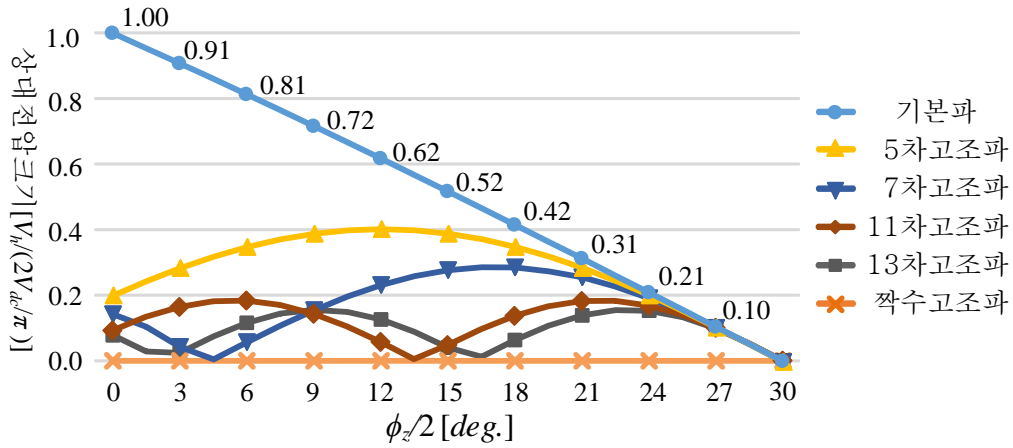


그림 3.17 $N_s=1$, 경계 샘플링 방법 [$0^\circ B$]: 고주파 분석

(라) $N_s=1$ 인 전압 합성방법의 전고조파 왜곡율(WTHD) 비교

수식(2.32)를 이용하여 $N_s=1$ 의 각 방법으로 합성된 상전압의 가중 전고조파 왜곡율(V_{WTHD})을 구하였으며, 그 결과를 그림 3.18에 도시하였다. $N_s=1$ 인 3가지 전압합성 방법 중 연속 스위칭[$30^\circ P$]방법의 V_{WTHD} 가 가장 작았고, 연속 스위칭 방법[$30^\circ N$]의 V_{WTHD} 가 가장 컸다. 또한, 연속 스위칭 방법[$30^\circ N$]의 경우 최대

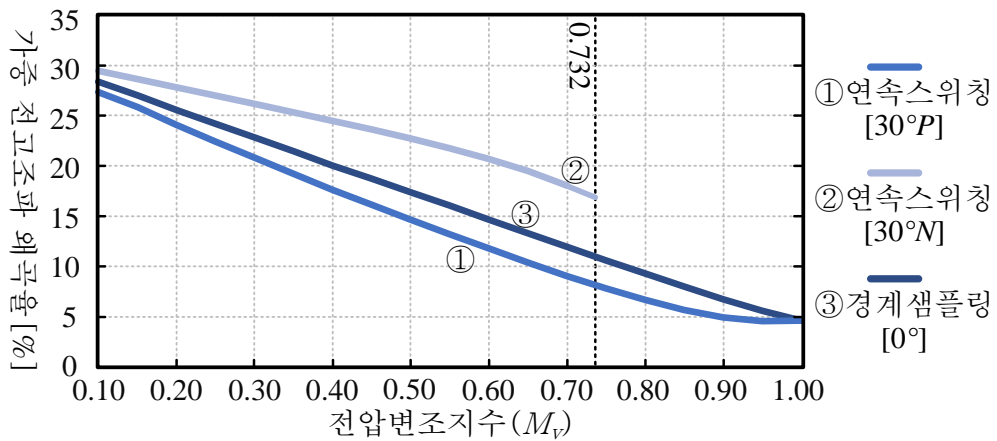


그림 3.18 $N_s=1$ 인 전압 합성방법 사용시 상전압의 가중 전고조파 왜곡율

합성 가능한 전압 또한 0.73까지만 가능했지만, 연속 스위칭 방법[30°P]과 경계 샘플링 방법[0°B]은 최대 합성 가능한 전압은 1.0으로 six-step 운전이 가능하다. 따라서 3가지 방법 모두 기본과 주기당 펄스 수가 3으로 모두 동일하기 때문에 스위칭 손실이 거의 비슷하다고 가정한다면, $N_s=1$ 에서는 V_{WTHD} 가 가장 작은 연속 스위칭 방법[30°P]이 인버터 손실 측면에서 제일 유리한 전압합성 방법이다.

3.3.2 $N_s=2$ 인 전압 합성 방법

(가) 경계 샘플링 방법 [0°B/30°P]

$N_s=2$ 인 경계 샘플링 방법으로 각 섹터에서의 전압벡터 위치각은 $\alpha_1 = 0^\circ$ 와 $\alpha_2 = 30^\circ$ 이다. $k=1$ 인 위치각 0° 에서는 “ Z_X, X, Z_X ”의 벡터인가 순서조합을 $k=2$ 인 위치각 30° 에서는 정방향 연속 스위칭인 “ Z_X, X, Y, Z_Y ”의 벡터인가 순서조합을 인가한다. 이를 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령은 그림 3.19와 같다. 위치각 0° 에서는 기본과 주파수의 12배인 삼각파 주파수를 사용하며, 한 주기의 삼각파 신호를 사용한다. 위치각 30° 에서는 기본과 주파수의 6배인 삼각파 주파수를 사용하며, 반주기의 증가 또는 감소하는 삼각파 신호를 사용한다. 위치각이 0° 와 30° 에 존재하기 때문에, 전압지령은 위치각 사이 지점인 $\pm\pi/12, \pm\pi/4, \pm5\pi/12, \pm7\pi/12, \pm3\pi/4, \pm11\pi/12$ 에서 수정하게 된다. 따라서 기본과 한 주기 동안 샘플링은 6회, 총 펄스수 P_{sw} 는 5이다.

수식 (3.23)로부터 $k=1$ 에서의 영벡터 인가각(ϕ_{z0})에 따른 평균 전압 크기 (\bar{V}_{mag1})와 수식(3.11)으로부터 $k=2$ 에서의 영벡터 인가각(ϕ_{z30})에 따른 평균전압 크기(\bar{V}_{mag2})를 구하면 각각 아래와 같다.

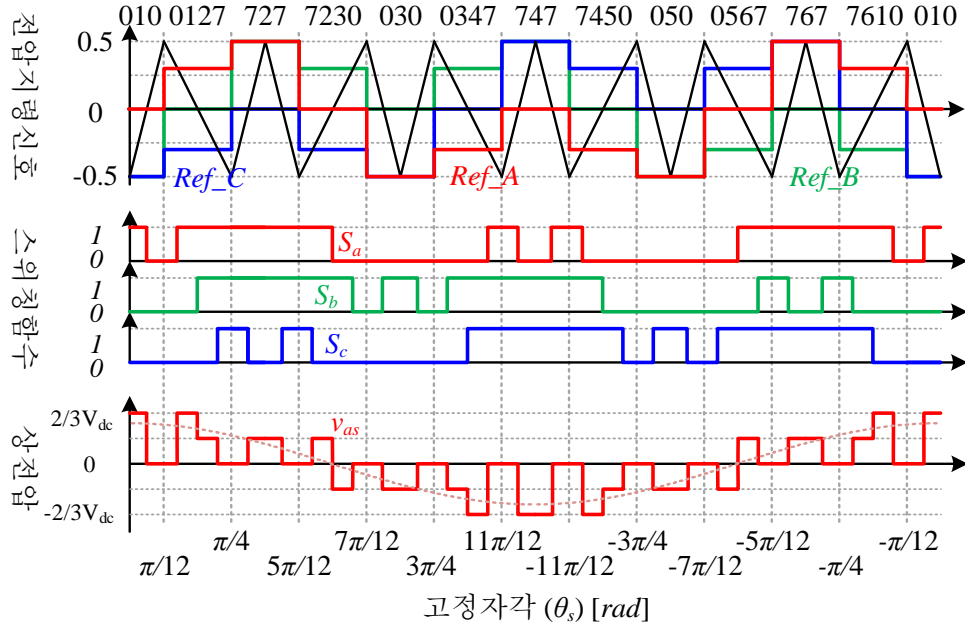


그림 3.19 $N_s=2$ 경계 샘플링방법 [$0^\circ B/30^\circ P$]: 스위칭함수 및 상전압

$$\bar{V}_{mag1} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 4 \sin\left(\frac{\pi}{12} - \frac{\phi_{z0}}{2}\right), \quad (3.38)$$

$$\bar{V}_{mag2} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 2 \left(1 - 2 \sin\left(\frac{\pi}{12} + \frac{\phi_{z30}}{2}\right)\right). \quad (3.39)$$

따라서 역함수를 통해구한 영벡터 인가 시간은 각각 아래와 같다.

$$\frac{\phi_{z0}}{2} = \frac{\pi}{12} - \sin^{-1}\left(\frac{V_{mag-n}}{4}\right), \quad (3.40)$$

$$\frac{\phi_{z30}}{2} = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2} - \frac{V_{mag-n}}{4}\right) - \frac{\pi}{12}. \quad (3.41)$$

표 3.7에 따르면 $\alpha=0^\circ$ 에서 경계벡터 합성시 최대 합성 전압은 1.035인 반면, 30° 에서 정방향 벡터 조합시 최대 합성전압은 0.9647이다. 만약, 매 샘플링마다 동일한 크기의 전압 벡터 합성을 하고자 할 경우, $\alpha_1=0^\circ$ 에서의 최대 합성 전압을

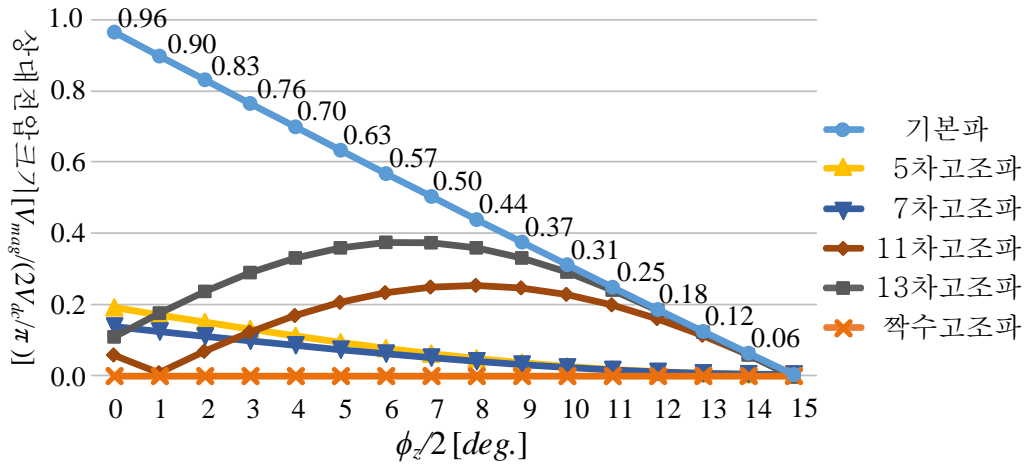


그림 3.20 $N_s=2$ 경계 샘플링방법 $[0^\circ B/30^\circ P]$: 고조파 분석

0.9647로 제한할 필요가 있다. 따라서, $\alpha_1=0^\circ$ 에서의 영벡터 인가시간의 범위는 $0.03643rad < \phi_{z0} < \pi/6$ 이다.

그림 3.20는 $\phi_{z30}/2$ 가 0부터 $\pi/12$ (15°)사이의 값일때의 상전압 파형의 고조파를 분석한 결과로, $\phi_{z0}/2$ 는 $\alpha_2=30^\circ$ 에서 합성하는 평균전압크기와 동일한 크기의 전압을 합성하는 영벡터 인가각을 식 3.39으로부터 구한 값을 사용하였다. 상전압 파형이 반파대칭이기 때문에 짝수 고조파는 존재 하지 않는다. 스위칭 주파수의 주변대역 고조파인 5차 및 7차 고조파 보다 두 배 스위칭 주파수의 주변대역 고조파 중 하나인 11차 및 13차 고조파가 상대적으로 큰 값을 가진다.

(나) 연속 스위칭 방법 $[15^\circ P/45^\circ M]$

연속 스위칭 방법은 일반적으로 N_s 가 홀수인 경우에 적용 가능한 방법이다. 이는 합성된 상전압 파형이 3상 평형, 반파 대칭, 1/4파 대칭을 모두 만족하기 위해 섹터시작 영벡터와 섹터 마지막 영벡터의 교번이 필요하기 때문이었다. 만약 합성된 상전압 파형이 반파 대칭이 아니더라도 짝수 고조파가 크지 않다면,

전동기 구동시 가능 하므로 $N_s=2$ 의 분석에 포함하였다. 실제로 고정 샘플링을 이용한 SVPWM 전압 합성시 합성전압의 주파수에 따라 섹터당 샘플링 수가 짝수인 경우도 모두 포함된다. 하지만 짝수 고조파의 크기가 매우 작기 때문에 그 영향을 무시하고 사용하게 된다.

$k=1$ 인 위치각 15° 와 $k=2$ 인 위치각 45° 에 사용되는 벡터인가 순서조합은 “ Z_x, X, Y, Z_y ”와 “ Z_y, Y, X, Z_x ”나 “ Z_y, Y, X, Z_x ”와 “ Z_x, X, Y, Z_y ”의 순서로 사용할 수 있다. 두 위치각에 대한 벡터인가 순서조합은 각 섹터마다 번갈아 가면서 적용된다. 1번 섹터부터 “ Z_x, X, Y, Z_y ”과 “ Z_y, Y, X, Z_x ”의 순서로 전압을 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령은 그림 3.21과 같다. 기본파 주파수의 6배인 삼각파 주파수를 사용하며, 전압 벡터를 15° 와 45° 에 위치시키기 위해 전압지령은 $0, \pm\pi/6, \pm\pi/3, \pm\pi/2, \pm2\pi/3, \pm5\pi/6, \pi$ 에서 수정하게 된다. 따라서 기본파 한 주기 동안

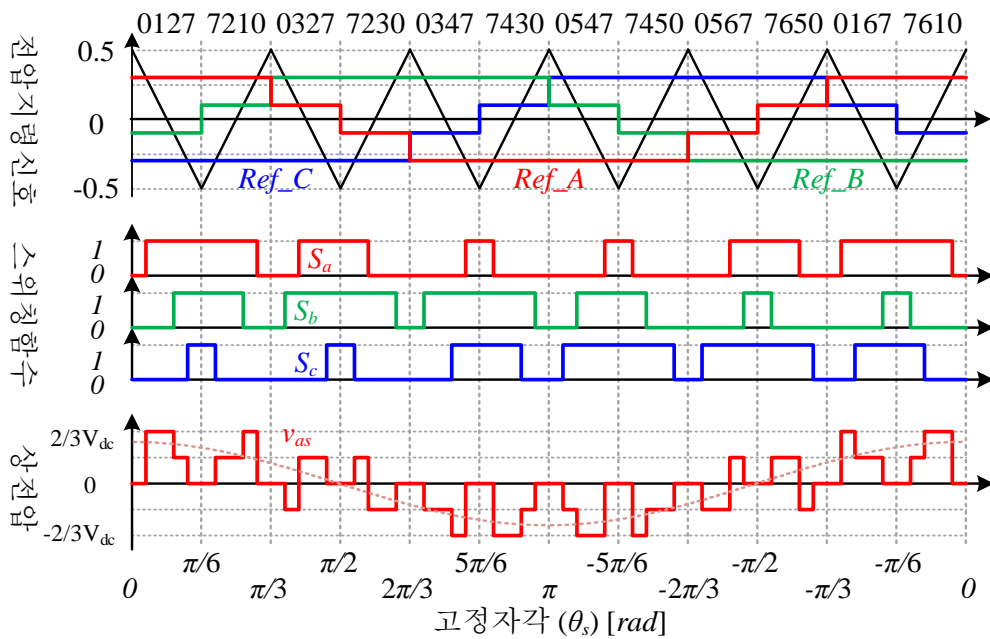


그림 3.21 $N_s=2$ 연속 스위칭 방법 [$15^\circ P/45^\circ N$]: 스위칭함수 및 상전압

샘플링은 6회, 총 펄스 수 P_{sw} 는 6개이다.

정방향 벡터 인가시 전압크기 수식 (3.12)로부터 $k=1$ 에서의 영벡터 인가각 (ϕ_{z15})에 따른 평균 전압 크기(\bar{V}_{mag1})와 역방향 벡터 인가시 전압크기 수식 (3.15)으로부터 $k=2$ 에서의 영벡터 인가각(ϕ_{z45})에 따른 평균전압 크기(\bar{V}_{mag2})를 구하면 각각 아래와 같다.

$$\bar{V}_{mag1} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 2 \sqrt{1 + 4\sin^2\left(-\frac{\pi}{12} - \frac{\phi_{z15}}{2}\right) + 4\sin\left(-\frac{\pi}{12} - \frac{\phi_{z15}}{2}\right) \times \cos\left(\frac{\sin(\pi/4) - \sin(\pi/12)}{\sin(\pi/4) + \sin(\pi/12)}\left(\frac{\pi}{12} - \frac{\phi_{z15}}{2}\right)\right)}, \quad (3.42)$$

$$\bar{V}_{mag2} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 2 \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\phi_{z45}}{2}\right) - 4\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\phi_{z45}}{2}\right) \times \cos\left(\frac{\sin(\pi/4) - \sin(\pi/12)}{\sin(\pi/4) + \sin(\pi/12)}\left(\frac{\pi}{12} - \frac{\phi_{z45}}{2}\right)\right)}. \quad (3.43)$$

표 3.3에 따르면 $\alpha=15^\circ$ 에서 정방향 벡터 인가시 최대 합성 전압은 0.9804인 반면, 45° 에서 역방향 벡터 인가시 최대 합성전압은 0.8773이다. 만약, 매 샘플링마다 동일한 크기의 전압 벡터 합성을 하고자 할 경우, $k=1$ 에서의 최대 합성 전압을 0.8773로 제한할 필요가 있다. 따라서, $k=1$ 에서의 영벡터 인가시간의 범위는 $0.05351rad < \phi_{z15} < \pi/6$ 이다. 수식 (3.42)과 (3.43)의 역함수는 구하기 힘들기 때문에 참조표를 사용하거나 최대값을 기준으로 선형화된 인가각 지령을 사용할 수 있다.

그림 3.22은 $\phi_{z45}/2$ 가 0부터 $\pi/12$ (15°)사이 값일때, 값일때의 상전압 파형의 고조파를 분석한 결과로, $\phi_{z15}/2$ 는 $\alpha_2=45^\circ$ 에서 합성하는 평균전압크기와 동일한 크기의 전압을 합성하는 영벡터 인가각을 수식(3.42)로부터 오프라인으로 구한

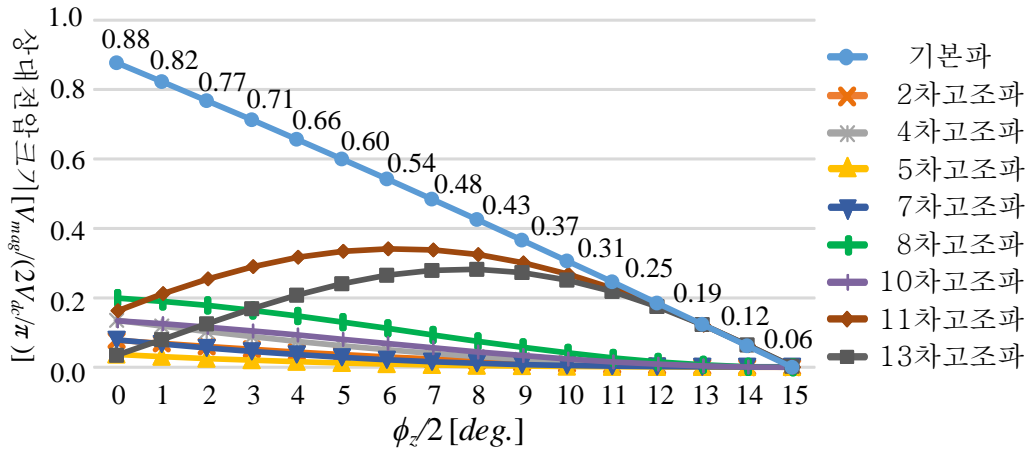


그림 3.22 $N_s=2$ 연속 스위칭 방법 [$15^\circ P/45^\circ N$]: 고조파 분석

값을 사용하였다. 그림 3.21의 상전압 파형이 반파대칭이 아니기 때문에 짝수 고조파가 존재하며, 두 배 스위칭 주파수의 주변대역 고조파인 11차 및 13차 고조파가 상대적으로 큰값을 가진다. “ Z_Y, Y, X, Z_X ”-“ Z_X, X, Y, Z_Y ”의 순서로 합성시, “ Z_X, X, Y, Z_Y ”-“ Z_Y, Y, X, Z_X ”의 순서로 합성할 때의 고조파 위상이 서로 다르지만 그 크기는 동일하다.

(다) $N_s=2$ 인 전압 합성방법의 전고조파 왜곡율(WTHD) 비교

수식 (2.32)를 이용하여 앞서 소개된 $N_s=2$ 인 전압 합성방법으로 합성된 상전압의 V_{WTHD} 를 구하였으며, 그 결과를 그림 3.22에 도시하였다. 경계 샘플링 방식[$0^\circ B/30^\circ P$]에서 사용되는 기본파 한주기당 펄스수가 연속 스위칭 방법 [$15^\circ P/45^\circ N$]에서의 펄스수 보다 더 작음에도 불구하고 V_{WTHD} 가 더 작았다. 이는 연속 스위칭 방법[$15^\circ P/45^\circ N$]의 낮은 차수의 짝수 고조파 크기가 상대적으로 크기 때문에 V_{WTHD} 를 상대적으로 키웠기 때문이다. 또한 연속 스위칭 방법 [$15^\circ P/45^\circ N$]의 합성가능한 최대전압은 0.877이고 경계 샘플링 방법[$0^\circ B/30^\circ P$]의

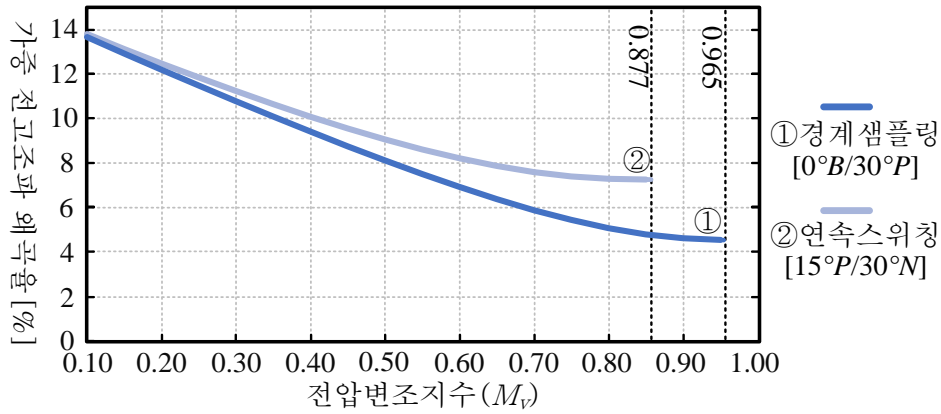


그림 3.23 $N_s=2$ 인 전압 합성방법 사용시 상전압의 가중 전고조파 왜곡률 합성가능한 최대전압은 0.965보다 더 컸다. 따라서 $N_s=2$ 에서는 경계 샘플링방법 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 이 인버터 손실 측면에서 더 유리한 전압합성 방법이다.

3.3.3 $N_s=3$ 인 전압 합성 방법

(가) 연속 스위칭 방법 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ M]$

$N_s=3$ 인 경계 샘플링 방법으로 각 섹터에서의 전압벡터 위치각은 $\alpha_1 = 10^\circ$, $\alpha_2 = 30^\circ$, $\alpha_3 = 50^\circ$ 이다. $k=1$ 과 3인 주기에서는 역방향 연속 스위칭인 “ Z_Y, Y, X, Z_X ”의 벡터인가 순서조합을, $k=2$ 인 주기에서는 정방향 연속 스위칭인 “ Z_X, X, Y, Z_Y ”의 벡터인가 순서조합을 인가한다. 이를 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령은 그림 3.24와 같다. 기본파 주파수의 9배인 삼각파 주파수를 사용하며, 전압지령은 위치각 사이 지점인 $0, \pm\pi/9, \pm2\pi/9, \pm\pi/3, \pm4\pi/9, \pm5\pi/9, \pm2\pi/3, \pm7\pi/9, \pm8\pi/9, \pi$ 에서 수정하게 된다. 따라서 기본파 한 주기 동안 샘플링은 18회, 총 펄스 수 P_{sw} 는 9개이다.

역방향 벡터 인가시 전압크기 수식 (3.15)로부터 $k=1$ 에서의 영벡터 인가각(ϕ_{z10})에

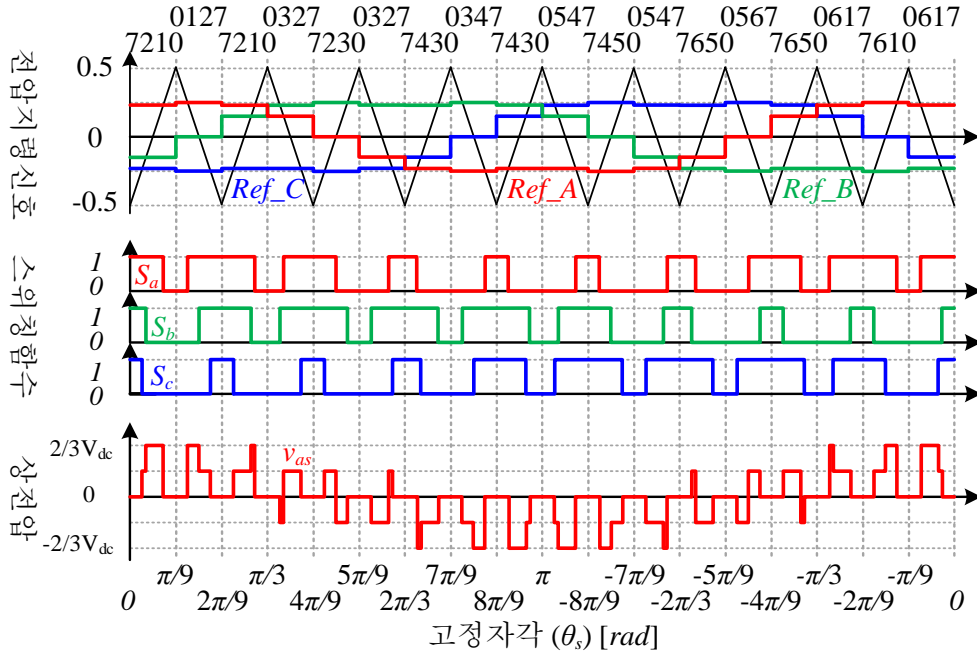


그림 3.24 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]: 스위칭함수 및 상전압

따른 평균 전압 크기(\bar{V}_{mag1})와 $k=3$ 에서의 영벡터 인가각(ϕ_{z50})에 따른 평균 전압 크기(\bar{V}_{mag3})를 구하면 각각 아래와 같다.

$$\bar{V}_{mag1} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) - 4\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \times \cos\left(\frac{\sin(5\pi/18) - \sin(\pi/18)}{\sin(5\pi/18) + \sin(\pi/18)}\left(\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right)\right)}, \quad (3.44)$$

$$\bar{V}_{mag3} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right) - 4\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right) \times \cos\left(\frac{\sin(5\pi/18) - \sin(\pi/18)}{\sin(5\pi/18) + \sin(\pi/18)}\left(\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right)\right)}. \quad (3.45)$$

영벡터 인가각에 따른 수식(3.44)의 우변항 제곱근 안의 \cos 함수 값이 (3.45)의 우변항 제곱근 안의 \cos 함수 값과 동일하므로, $k=1$ 과 $k=3$ 에서의 영벡터 인가각에

따른 평균전압 크기의 값은 동일하다. 또한 $k=1$ 과 $k=3$ 에서 동일한 전압 크기를 합성할 때, 수식(3.3)으로부터 $\phi_{x10} = \phi_{y50}$, $\phi_{y10} = \phi_{x50}$ 임을 알 수 있다. 정방향 벡터 인가시 전압크기 수식(3.11)으로부터 $k=2$ 에서의 영벡터 인가각(ϕ_{z30})에 따른 평균전압 크기(\bar{V}_{mag2})를 구하면 아래와 같다.

$$\bar{V}_{mag2} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left(1 - 2 \sin \left(\frac{\pi}{9} + \frac{\phi_{z30}}{2} \right) \right). \quad (3.46)$$

표 3.4에 따르면 $\alpha=10^\circ$ 과 50° 에서 역방향 벡터 인가시 최대 합성 전압은 0.9348인 반면, 30° 에서 정방향 벡터 인가시 최대 합성전압은 0.9479이다. 만약, 매 샘플링 마다 동일한 크기의 전압 벡터 합성을 하고자 할 경우, $k=2$ 에서의 최대 합성 전압을 0.9348로 제한할 필요가 있다. 따라서, $k=2$ 에서의 영벡터 인가시간의 범위는 $0.00463\text{rad} < \phi_{z30} < \pi/9$ 이다. 따라서 수식 (3.46)의 역함수를 통해 아래와 같이 지령값을 구할 수 있다.

$$\frac{\phi_{z30}}{2} = \sin^{-1} \left(\frac{1}{2} - \frac{V_{mag-n}}{6} \right) - \frac{\pi}{9}. \quad (3.47)$$

수식 (3.44)과 (3.45)의 역함수는 구하기 힘들기 때문에 $k=1$ 과 $k=3$ 인 10° 과 50° 에서의 영벡터 인가각은 참조표를 사용하거나 최대값을 기준으로 선형화된 값을 사용 할 수 있다.

그림 3.25는 매 샘플링시 동일한 크기의 전압이 나오도록 영벡터 인가 시간을 조절 했을 경우의 상전압 파형의 고조파 분석 결과이다. $\phi_{z10}/2$ 가 0부터 $\pi/18$ (10°)로 변할 때 $\phi_{z30}/2$ 는 수식(3.47)로부터 구한 값을 사용하였다. 상전압 파형이 반파대칭이기 때문에 짝수 고조파는 존재 하지 않으며, 모든 구간에서 고조파가 0.2 이하이며, 15차 이하의 고조파 중 가장 큰 고조파는 11차 고조파였다.

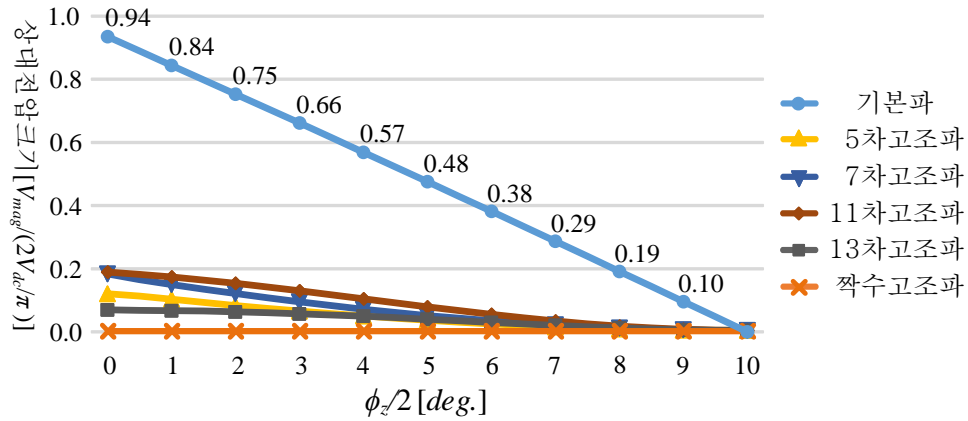


그림 3.25 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]: 고조파 분석

(나) 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]

이 방법은 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]에서 벡터 인가 방향이 다른 방법으로, $k=1$ 과 3의 전압지령벡터에서는 정방향 연속 스위칭인 “ Z_x, X, Y, Z_Y ”의 벡터인가 순서조합을 $k=2$ 인 주기에서는 역방향 연속 스위칭인 “ Z_Y, Y, X, Z_X ”의 벡터인가 순서조합을 인가하는 방식이다. 이를 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령은 그림 3.26과 같다. 이 방법은 삼각파 주파수, 전압지령 수정 위치등이 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]의 것과 동일하나 삼각파 신호의 위상은 180° 차이가 난다. 기본과 한 주기당 샘플링은 18회, 총 펄스수 P_{sw} 는 9개 이다.

정방향 벡터 인가시 전압크기 수식 (3.12)로부터 $k=1$ 에서의 영벡터 인가각 (ϕ_{z10})에 따른 평균 전압 크기(\bar{V}_{mag1})와 $k=3$ 에서의 영벡터 인가각(ϕ_{z50})에 따른 평균 전압 크기(\bar{V}_{mag3})를 구하면 각각 아래와 같다.

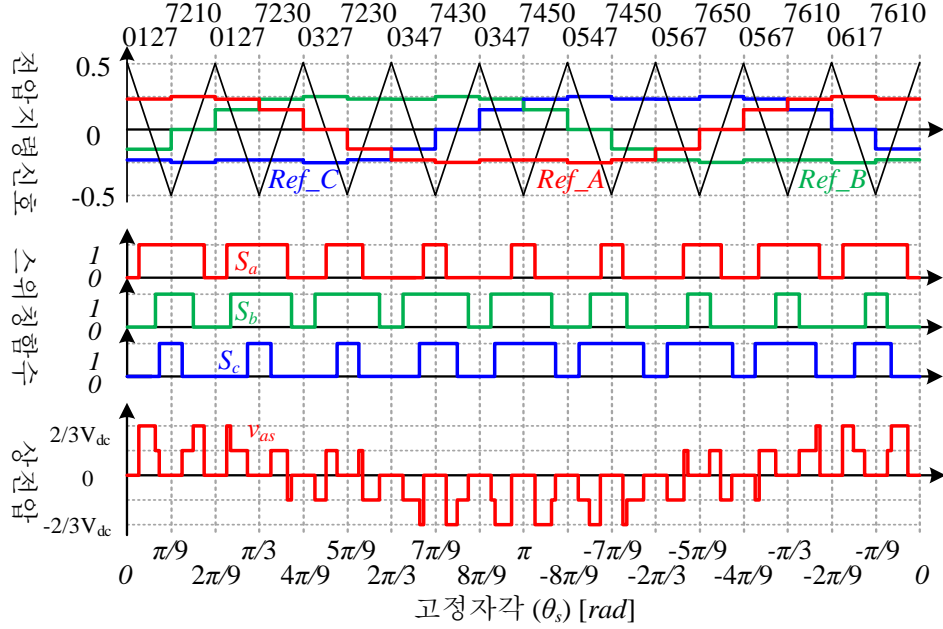


그림 3.26 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]: 스위칭함수 및 상전압

$$\bar{V}_{mag1} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \sqrt{1 + 4\sin^2\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) + 4\sin\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \times \cos\left(\frac{\sin(5\pi/18) - \sin(\pi/18)}{\sin(5\pi/18) + \sin(\pi/18)} \left(\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right)\right)}, \quad (3.48)$$

$$\bar{V}_{mag3} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \sqrt{1 + 4\sin^2\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right) + 4\sin\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right) \times \cos\left(-\frac{\sin(5\pi/18) - \sin(\pi/18)}{\sin(5\pi/18) + \sin(\pi/18)} \left(\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right)\right)}. \quad (3.49)$$

위 수식에서 동일한 전압크기를 합성하기 위한 영벡터 인가각은 $\phi_{z10} = \phi_{z50}$ 이다. 역방향 벡터 인가시 전압크기 수식 (3.15)으로부터 $k=2$ 에서의 영벡터 인가각 (ϕ_{z30})에 따른 평균전압 크기 (\bar{V}_{mag2})를 구하면 아래와 같다.

$$\bar{V}_{mag2} = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left(2\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z30}}{2}\right) - 1 \right) \quad (3.50)$$

표 3.4에 따르면 10°과 50°에서 정방향 벡터 인가시 최대 합성 전압은 0.9864이지만, 30°에서 역방향 벡터 인가시 최대 합성전압은 0.8567이다. 매 샘플링 마다 동일한 크기의 전압 벡터 합성을 하고자 할 경우, $k=1$ 과 $k=3$ 에서의 최대 합성 전압을 0.8567로 제한할 필요가 있다. 따라서, $k=1$ 과 $k=3$ 에서의 영벡터 인가각의 범위는 $0.03019\text{rad} < \phi_{z10/50} < \pi/9$ 이다. 수식 (3.48)과 (3.49)의 역함수는 구하기 힘들기 때문에 참조표를 사용하거나 최대값을 기준으로 선형화된 각 지령을 사용 할 수 있다. 수식 (3.50)의 역함수는 아래와 같다.

$$\frac{\phi_{z30}}{2} = \frac{2\pi}{9} - \sin^{-1}\left(\frac{V_{mag-n}}{6} + \frac{1}{2}\right). \quad (3.51)$$

그림 3.27는 $\phi_{z30}/2$ 가 0부터 $\pi/18$ (10°)의 값 일때의 상전압 파형의 고조파 분석 결과이다. 매 샘플링시 동일한 크기의 전압이 나오도록 영벡터 인가 시간을 조절 하기 위해, $\phi_{z10}/2$ 과 $\phi_{z10}/2$ 는 수식(3.48)와 (3.49)로부터 미리 구한 값을 사용하였다. 상전압 파형이 반파대칭이기 때문에 짝수 고조파는 존재하지 않았다. 하지만 동일한 펄스 수를 가지는 연속 스위칭 방법 [10°N/30°P/50°N]에 비해 고조파의 크기가 조금씩 더 커진 것을 확인할 수 있다.

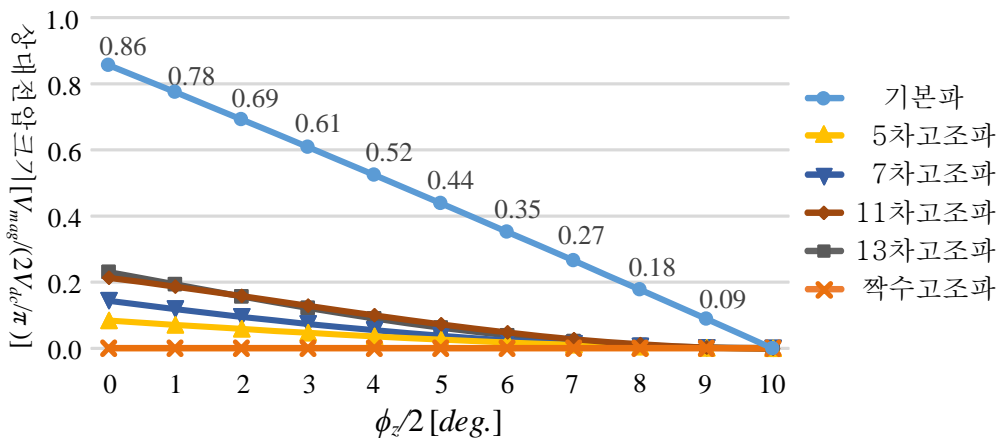


그림 3.27 $N_s=3$ 연속 스위칭 방법 [10°P/30°N/50°P]: 고조파 분석

(다) 불연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]

이 방법은 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]과 유사 하지만, $k=1$ 과 $k=3$ 에서 정방향 연속 스위칭 대신 정방향 불연속 스위칭 “X, Y, Z_r”과 “Z_x, X, Y”의 벡터인가 순서조합을 각각 사용한다. $k=2$ 인 주기에서는 동일하게 역방향 연속 스위칭 조합 “Z_r, Y, X, Z_x”를 인가하는 방식이다. 이를 합성하기 위한 삼각파 신호와 전압지령은 그림 3.28과 같다. 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]와 삼각파 주파수, 전압지령 수정 위치, 삼각파 신호의 위상 등이 일치한다. 하지만 불연속 스위칭 동작으로 인해 기본과 한 주기당 샘플링은 18회이지만, 총 펄스 수 P_{sw} 는 7개만 사용한다. 전압크기는 스위칭 패턴에 상관없이 벡터 인가 방향에 의존하기 때문에, $k=1, 2, 3$ 에서의 크기 수식은 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]과 동일하다.

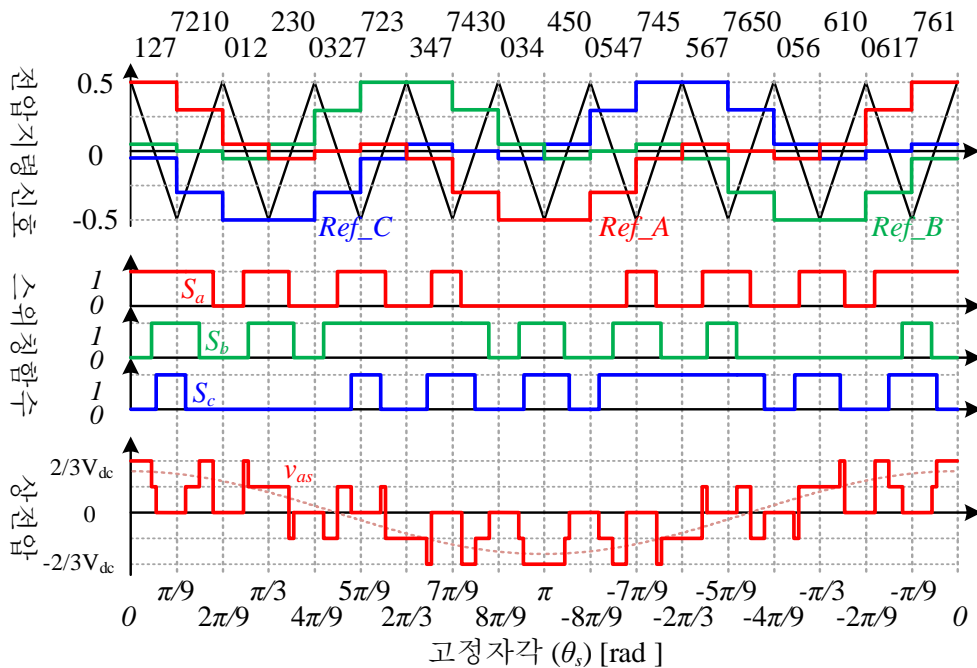


그림 3.28 $N_s=3$ 불연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]: 스위칭함수 및 상전압

연속 스위칭 방법의 V_{WTHD} 은 거의 유사하나 일부 M_v 가 큰 지역에서는 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N]의 V_{WTHD} 가 더 작았으며, 최대 합성 가능전압 또한 0.925로 연속 스위칭 방법[10°P/30°N/50°P]의 0.867보다 더 컸다. 불연속 스위칭 방법 [10°P/30°N/50°P]은 한 주기 전압 합성시 필요한 펄스수가 7개로 다른 방법들에 비해 2개가 작았지만 (22%감소), $M_v=0.1$ 에서는 불연속 스위칭 방법[10°P/30°N/50°P]의 V_{WTHD} 는 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N]의 V_{WTHD} 보다 74% 증가하였기 때문에 펄스수 감소에 의한 이득을 얻을 수 없었다. 일부 $M_v>0.82$ 의 구간에서 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N]의 V_{WTHD} 대비 22%이하로 증가하였다. 따라서 $N_s=3$ 에서는 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N]이 인버터 손실측면에서 더 유리한 전압합성 방법이다.

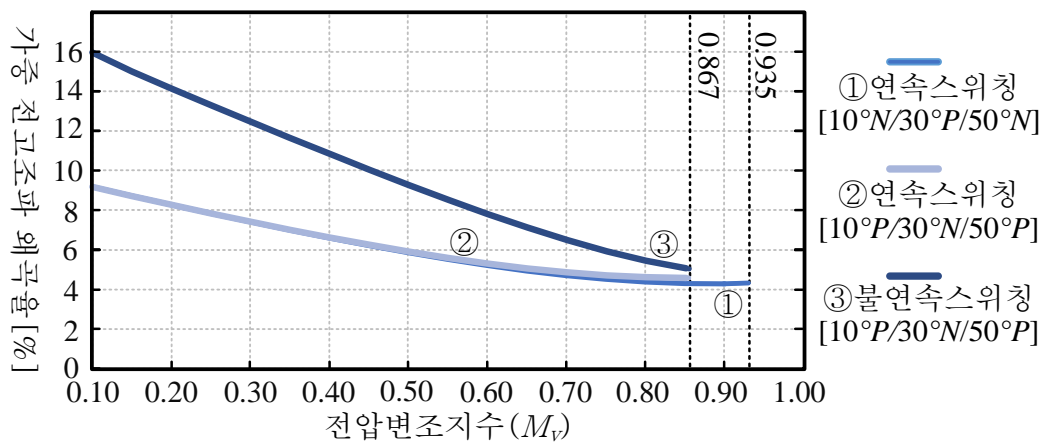


그림 3.30 $N_s=3$ 인 전압 합성방법 사용시 상전압의 가중 전고조파 왜곡율

3.4 샘플링 주기 변화시 합성된 전압

앞절에서는 샘플링 주기가 고정되어 있는 상황에서 합성된 전압의 평균전압 크기에 대해 분석해 보았다. 다음장에서는 동기 PWM방법을 closed loop 전류 제어 시스템에 적용하기 위해 가변 샘플링을 이용한 시스템을 제안한다. 하지만, 이러한 가변 샘플링주기를 가지는 시스템을 적용하기 위해서는 먼저 가변하는 샘플링 주기가 합성된 전압의 평균전압 크기에 미치는 영향을 살펴볼 필요가 있다.

그림 3.31는 $N_s=1$ 인 연속 스위칭방식[30°P]으로 전압을 합성하는 상황에서 동기좌표계 전압각 변화시 상전압 파형 및 동기좌표계 d 축과 q 축 순시전압을 나타낸 그림이다. 인가되는 동기좌표계 전압각 θ_{dq} 는 인가되는 샘플링 시간을

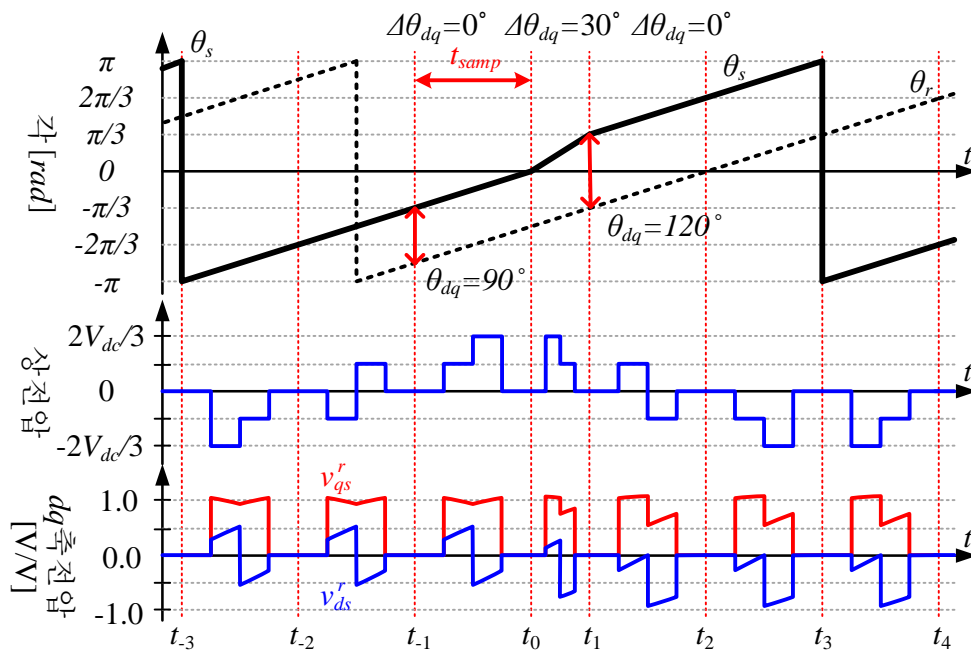


그림 3.31 동기좌표계 전압각 변화에 따른 dq 평균 전압변동

가변하여 조절 가능한데 이에 대한 자세한 사항은 4장에서 설명한다. 간략하게 설명하자면, 샘플링 시간이 $(\pi/3)/\omega_r$ 로 일정하게 유지되는 샘플링 구간에서는 현재 샘플링과 이전 샘플링의 동기좌표계 전압각 차이($\Delta\theta_{dq}$)가 0으로 θ_{dq} 는 일정한 값을 유지한다. 반면 샘플링 시간이 $(\pi/3)/\omega_r$ 보다 작거나 큰 값을 가지는 샘플링 구간에서는 $\Delta\theta_{dq} \neq 0$ 이며, θ_{dq} 는 이전 샘플링에서 변화된 값을 가지게 된다.

그림 3.31의 경우 $t < t_0$ 의 구간에서는 샘플링 시간이 $(\pi/3)/\omega_r$ 로 일정하게 유지되고 있으며, $\theta_{dq}=90^\circ$ 이다. 여기서 매 샘플링 주기동안 평균 d 축 전압은 0의 값을, 평균 q 축 전압은 양의 값을 유지하고 있다. $t_0 \sim t_1$ 구간에서는 샘플링 시간이 $(\pi/3)/\omega_r$ 보다 작은 시간이 인가되어 $\Delta\theta_{dq} = 30^\circ$ 이다. $t_1 < t$ 의 구간에서는 다시 샘플링 시간이 $(\pi/3)/\omega_r$ 로 일정하게 유지되고 있으며, $\theta_{dq}=120^\circ$ 이다. d 축과 q 축 평균 전압은 원하는 비율로 조정되어 d 축 전압은 음의 값을, 평균 q 축 전압은 이전보다 크기가 줄어든 어떤 양의 값 가지게 된다. 여기서, $\Delta\theta_{dq} = 0^\circ$ 인 샘플링 주기 동안 원하는 크기와 원하는 동기좌표계 전압각을 가지는 전압을 합성하지만, $\Delta\theta_{dq} \neq 0^\circ$ 인 샘플링 주기 동안에는 어떠한 크기 및 위상을 가지는 평균전압이 합성 되는지에 대한 불확실성이 존재한다.

3.4.1 과도 샘플링 구간에서의 전압크기 수식

이번 절에서는 $\Delta\theta_{dq} \neq 0^\circ$ 인 과도 상황에서 샘플링 주기 동안 발생하는 전압 크기 오차를 분석한다. 정상상태에서 한 샘플링 동안의 정지좌표계 각변화량은 $\pi/(3N_s)$ 이지만 과도 샘플링 주기에서는 $\pi/(3N_s) - \Delta\theta_{dq}$ 이다. 연속 및 불연속 스위칭 방식에서 k 번째 전압벡터가 인가되는 샘플링 주기의 앞쪽 경계는 변화없이 $\alpha_k - \pi/(6N_s)$ 이지만, 뒤쪽 경계는 $\alpha_k + \pi/(6N_s) - \Delta\theta_{dq}$ 가 된다. 또한 k 번째 전압벡터의

위치각은 수식(3.2)에서 다음과 같이 수정된다.

$$\alpha_k = \frac{\pi}{6n}(2k-1) - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}. \quad (3.52)$$

$\Delta\theta_{dq} = 0^\circ$ 조건에서 전압을 합성하기 위한 전압 지령 인가시, 변경된 주기로 인해 실제로 인가된 영벡터 인가각(ϕ_z') 및 V_X 와 V_Y 인가각 (ϕ_x' , ϕ_y')은 다음과 같다.

$$\phi_z' = \frac{\pi/(3N_s) - \Delta\theta_{dq}}{\pi/(3N_s)} \phi_z, \quad \phi_x' = \frac{\pi/(3N_s) - \Delta\theta_{dq}}{\pi/(3N_s)} \phi_x, \quad \phi_y' = \frac{\pi/(3N_s) - \Delta\theta_{dq}}{\pi/(3N_s)} \phi_y. \quad (3.53)$$

따라서, 수식(3.7)의 V_X 벡터 인가각 관계식은 아래와 같이 수정된다.

$$\phi_x' = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2N_s - 2k + 1)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(2k - 1)\right)} \left(\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq} - \phi_z'\right). \quad (3.54)$$

(가) 연속 및 불연속 스위칭

정방향의 연속 스위칭 방식인 “Z_X, X, Y, Z_Y”의 벡터인가 순서조합에서 가변된 샘플링 주기로 인해 수정된 k 번째 전압벡터의 위치각과 샘플링 경계 고려시, 가변 샘플링 주기 동안의 d 축 전압 평균값(\bar{v}_{ds}^r)을 구하면 아래와 같다.

$$\bar{v}_{ds}^r = \frac{1}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \left[\int_{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z'}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z'}{2} + \phi_x' - \theta_{dq}} \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi\right) d\theta \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{3N_s}k - \Delta\theta_{dq} + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z'}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{\text{sec}}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z'}{2} + \phi_x' - \theta_{dq}} \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\theta_r - \frac{n_{\text{sec}}}{3}\pi\right) d\theta \right]$$

$$= \frac{\frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z'}{2} + \phi_x' - \theta_{dq}\right) + 2 \cos\left(\frac{\pi}{3N_s} \frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) \right]. \quad (3.55)$$

반대로 가변 샘플링 주기 동안의 q 축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)을 구하면 아래와 같다.

$$\bar{v}_{qs}^r = \frac{1}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \left[\int_{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{sec}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z'}{2} + \phi_x' - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{sec}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z'}{2} + \phi_x' - \theta_{dq} + \frac{\pi}{3N_s}} -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{sec}-1}{3}\pi\right) d\theta \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{3N_s}k - \Delta\theta_{dq} + \frac{n_{sec}-1}{3}\pi - \frac{\phi_z'}{2} - \theta_{dq}}^{\frac{\pi}{3N_s}(k-1) + \frac{n_{sec}-1}{3}\pi + \frac{\phi_z'}{2} + \phi_x' - \theta_{dq}} -\frac{2}{3}V_{dc} \sin\left(\theta_r - \frac{n_{sec}}{3}\pi\right) d\theta \right] \\ = \frac{\frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}(k-1) - \frac{\pi}{6} + \frac{\phi_z'}{2} + \phi_x' - \theta_{dq}\right) - 2 \sin\left(\frac{\pi}{3N_s} \frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) \right]. \quad (3.56)$$

따라서 가변 샘플링 주기 동안 합성된 전압의 평균크기 \bar{V}_{mag} 는 아래 수식과 같다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \sqrt{1 + 4 \sin^2\left(\frac{\pi}{6N_s}(1-N_s) - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) + 4 \sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(1-N_s) - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2} - \phi_x'\right)}. \quad (3.57)$$

반대로 역방향의 연속 스위칭 방식인 “ Z_Y, Y, X, Z_X ”의 벡터인가 순서조합에서 가변 샘플링 주기 동안의 d 축 전압 평균값(\bar{v}_{ds}^r)과 q 축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)을 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
\bar{v}_{ds}^r &= \frac{\frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \left[-\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \Delta\theta_{dq} - \frac{\phi_z'}{2} - \phi_x' - \theta_{dq}\right) \right. \\
&\quad \left. + 2\cos\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) \right], \\
\bar{v}_{qs}^r &= \frac{\frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}k - \frac{\pi}{6} - \Delta\theta_{dq} - \frac{\phi_z'}{2} - \phi_x' - \theta_{dq}\right) \right. \\
&\quad \left. - 2\sin\left(\frac{\pi}{3N_s}\frac{(2k-1)}{2} - \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6N_s} + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) \right]. \quad (3.58)
\end{aligned}$$

따라서 합성된 전압의 평균크기 \bar{V}_{mag} 는 아래 수식이 정리된다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3N_s} - \Delta\theta_{dq}} \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{\pi}{6N_s}(1+N_s) - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) - 4\sin\left(\frac{\pi}{6N_s}(1+N_s) - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{6N_s} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2} - \phi_x'\right)}. \quad (3.59)$$

불연속 스위칭 방법에서도 가변 샘플링 주기 동안의 d 축 및 q 축 평균 전압값을 구할 수 있으며, 위 수식들과 비슷한 형태로 $\Delta\theta_{dq}$ 항이 추가된다. 여기서 가변 샘플링 주기 동안의 전압 크기 수식은 벡터 인가 방향에 따른 연속 스위칭 방식의 전압 크기 수식(3.57), (3.59)와 동일하게 구해진다.

(나) 경계 샘플링

경계 샘플링에서 “ Z_x, X, Z_x ”의 벡터인가 순서조합에서 가변 샘플링 주기 동안의 d 축 전압 평균값(\bar{v}_{ds}^r)과 q 축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)을 구하면 아래와 같다.

$$\bar{v}_{ds}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3n} - \Delta\theta_{dq}} \left[2\sin\left(\frac{\pi}{6n} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2}\right) \right] \cos\left(\theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}\right),$$

$$\bar{v}_{qs}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3n} - \Delta\theta_{dq}} \left[2 \sin \left(\frac{\pi}{6n} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2} \right) \right] \sin \left(\theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right). \quad (3.60)$$

따라서 합성된 전압의 평균크기 \bar{V}_{mag} 는 아래 수식과 같다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3n} - \Delta\theta_{dq}} \left[2 \sin \left(\frac{\pi}{6n} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_z'}{2} \right) \right]. \quad (3.61)$$

또한, 경계 샘플링에서 “X, Z_X, X”의 벡터인가 순서조합에서 가변 샘플링 주기 동안의 d축 전압 평균값(\bar{v}_{ds}^r)과 q축 전압 평균값(\bar{v}_{qs}^r)을 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \bar{v}_{ds}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3n} - \Delta\theta_{dq}} \left[2 \sin \left(\frac{\pi}{6n} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right) - 2 \sin \left(\frac{\phi_z'}{2} \right) \right] \cos \left(\theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right), \\ \bar{v}_{qs}^r &= \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3n} - \Delta\theta_{dq}} \left[2 \sin \left(\frac{\pi}{6n} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right) - 2 \sin \left(\frac{\phi_z'}{2} \right) \right] \sin \left(\theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right). \end{aligned} \quad (3.62)$$

따라서 합성된 전압의 평균크기 \bar{V}_{mag} 는 아래 수식과 같다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3n} - \Delta\theta_{dq}} \left[2 \sin \left(\frac{\pi}{6n} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right) - 2 \sin \left(\frac{\phi_z'}{2} \right) \right]. \quad (3.63)$$

3.4.2 샘플링 수 및 주입 방향에 따른 과도상태 전압 오차

앞에서 구한 과도상태 오차 수식을 이용하여 N_s 와 전압벡터의 인가 방향에 따른 과도상태 오차의 크기를 비교해 본다. 먼저 표 3.9는 수식(3.57)과 (3.59)으로부터 구한 $N_s=1$ 일 때 $\Delta\theta_{dq}$ 에 따른 전압 크기를 나타낸 값이다. 여기서 영벡터

표 3.9 $N_s=1$ 에서 전압 합성시 $\Delta\theta_{dq}$ 에 따른 전압크기($\phi_z=\pi/3 \times 0.2$ 조건)

(가) 정방향 벡터 인가시

	$\alpha_k = 30^\circ$
$\Delta\theta_{dq} = \pi/6$	0.764 (-3.4%)
$\Delta\theta_{dq} = 0$	0.791 (0%)
$\Delta\theta_{dq} = -\pi/6$	0.806 (+1.9%)

(나) 역방향 벡터 인가시

	$\alpha_k = 30^\circ$
$\Delta\theta_{dq} = \pi/6$	0.677 (+9.3%)
$\Delta\theta_{dq} = 0$	0.619
$\Delta\theta_{dq} = -\pi/6$	0.551 (-11.0%)

표 3.10 $N_s=3$ 에서 전압 합성시 $\Delta\theta_{dq}$ 에 따른 전압크기($\phi_z=\pi/9 \times 0.2$ 조건)

(가) 정방향 벡터 인가시

	$\alpha_k = 10^\circ$	$\alpha_k = 30^\circ$	$\alpha_k = 50^\circ$
$\Delta\theta_{dq} = \pi/18$	0.780 (-0.8%)	0.740 (-1.7%)	0.780 (-0.8%)
$\Delta\theta_{dq} = 0$	0.786	0.752	0.786
$\Delta\theta_{dq} = -\pi/18$	0.792 (+0.7%)	0.764 (+1.5%)	0.792 (+0.7%)

(나) 역방향 벡터 인가시

	$\alpha_k = 10^\circ$	$\alpha_k = 30^\circ$	$\alpha_k = 50^\circ$
$\Delta\theta_{dq} = \pi/18$	0.763 (+1.3%)	0.710 (+2.4%)	0.763 (+1.3%)
$\Delta\theta_{dq} = 0$	0.753	0.694	0.753
$\Delta\theta_{dq} = -\pi/18$	0.742 (-1.5%)	0.677 (-2.5%)	0.742 (-1.5%)

인가각은 전체 주기의 20%인 $\pi/15$ 로 고정하였기 때문에, 전압벡터인 인가 방향에 따라 평균전압 크기가 다르다. 정방향 벡터에서는 50% 샘플링 주기 변화시 전압크기 변동값이 정상상태에서 합성된 전압크기 대비 최대 3.4% 변동하였으나 역방향에서는 최대 11%로 역방향에서의 오차가 컸다.

표 3.10은 $N_s=3$ 일 때, $\Delta\theta_{dq}$ 에 따른 전압 크기를 나타낸 값이다. 영벡터 인가각은 전체 주기의 20%인 $\pi/45$ 로 고정하였다. 10° 또는 50° 의 전압 오차보다 30° 에서의 오차가 더 컸으며, 정방향 벡터 인가시 보다 역방향 벡터 인가시 오차가 더 컸다. 하지만 $N_s=3$ 내의 최대 오차는 2.5%로 $N_s=1$ 일때에 비해 작았다. 따라서 과도상태 전압 오차는 N_s 가 클수록 작아지며, 역방향 벡터 인가시 보다 정방향 벡터 인가시 오차가 작다. 또한 동일한 벡터 인가 방법 내에서는 30° 에서 전압 오차가 가장크다.

3.4.3 정상상태 및 과도상태에서의 d 축과 q 축전압

(가) $N_s=1$ 인 연속 스위칭 방법[$30^\circ P$]

$N_s=1$ 인 연속 스위칭 방법[$30^\circ P$]를 사용할 경우, $\Delta\theta_{dq}=0^\circ$ 인 정상상태에서의 동기좌표계 평균 d 축과 q 축 전압은 수식(3.7)과 (3.8)로부터 다음과 같이 정리된다.

$$\bar{v}_{ds}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[1 - 2 \sin \frac{\phi_{z30}}{2} \right] \cos \theta_{dq} \quad (3.64)$$

$$\bar{v}_{qs}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[1 - 2 \sin \frac{\phi_{z30}}{2} \right] \sin \theta_{dq} \quad (3.65)$$

여기서 ϕ_{z30} 은 $\alpha=30^\circ$ 의 전압지령벡터를 합성하기 위한 영벡터 인가각이다. 평균 d 축과 q 축 전압을 평균전압크기 \bar{V}_{mag} 와 평균전압각 $\bar{\theta}_{dq}$ 은 아래와 같다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[1 - 2 \sin \frac{\phi_{z30}}{2} \right], \quad \bar{\theta}_{dq} = \theta_{dq}. \quad (3.66)$$

즉, 평균 전압크기는 ϕ_{z30} 만의 함수로 표현되고 평균전압각은 θ_{dq} 만의 함수로 나타난다.

$\Delta\theta_{dq} \neq 0^\circ$ 인 과도상태에서 동기좌표계 평균 d 축과 q 축 전압은 수식(3.55)와 (3.56)로부터 다음과 같이 정리된다.

$$\bar{v}_{ds}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3} - \Delta\theta_{dq}} \left[1 - 2 \sin \left(\frac{\phi_{z30}}{2} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right) \right] \cos \left(\theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right), \quad (3.67)$$

$$\bar{v}_{qs}^r = \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3} - \Delta\theta_{dq}} \left[1 - 2 \sin \left(\frac{\phi_{z30}}{2} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right) \right] \sin \left(\theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right). \quad (3.68)$$

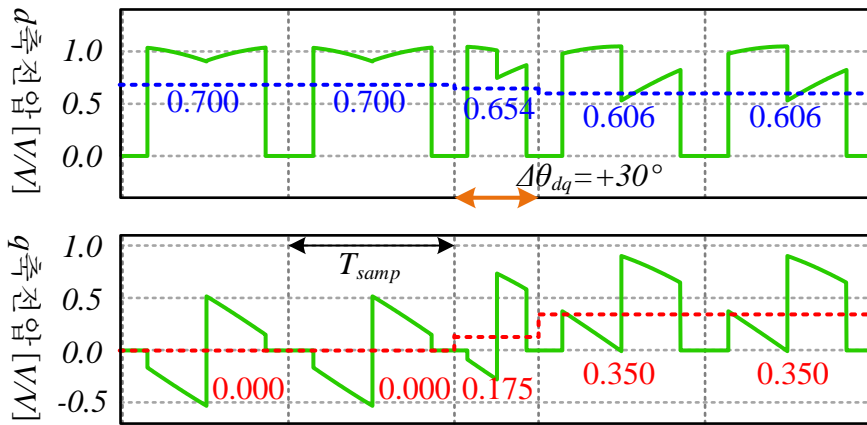
여기서 ϕ_{z30}' 는 변경된 주기로 인해 수정된 영벡터 인가각으로 (3.57)을 대입해 평균전압크기와 평균 전압각으로 나타내면 아래와 같다.

$$\bar{V}_{mag} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[1 - 2 \sin \left(\frac{\phi_{z30}}{2} \frac{\pi - 3 \cdot \Delta\theta_{dq}}{\pi} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} \right) \right], \quad \bar{\theta}_{dq} = \theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}. \quad (3.69)$$

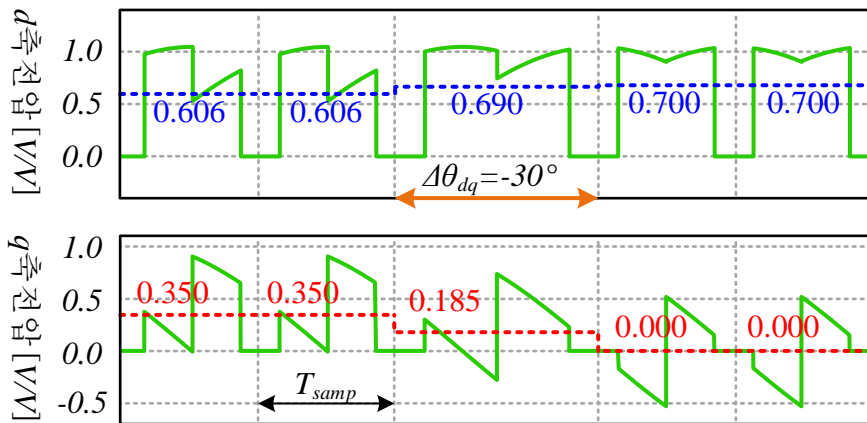
과도 상태에서 $\Delta\theta_{dq}$ 가 전압 크기와 전압각에 각각 영향을 주는 것을 알 수 있다. 특히 과도상태에서 동기좌표계 $\Delta\theta_{dq}/2 + \theta_{dq}$ 의 위치에 전압벡터를 합성한다는 것을 수식적으로 알 수 있다.

수식의 검증을 위해 모의실험을 실시하였으며, $N_s=1$ 인 연속 스위칭 방법[30°P]을 이용해 합성된 동기좌표계 dq 축 전압을 그림3.32에 도시하였다. $M_r=0.7$ 의 전압을 출력하는 조건에서 과도 상태시 $\Delta\theta_{dq} = \pm 30^\circ$ 의 각변화를 적용하였다. 실선은 동기좌표계 순시 dq 전압이고, 점선은 측정된 주기평균 전압값에 해당하는 값을 나타낸다. $\theta_{dq}=0^\circ$ 에서 $\Delta\theta_{dq}=30^\circ$ 로 전압각 증가시 출력전압의 크기는 0.677로 0.023가

감소하였고 이때 인가된 전압각은 15° 였다. $\theta_{dq}=30^\circ$ 에서 $\Delta\theta_{dq}=-30^\circ$ 전압각 감소시 출력전압의 크기는 0.714로 0.014가 증가 하였으나 이때 인가된 전압각은 15° 였다. 이 값은 수식(3.69)에서 구한 값과 동일하다.



(가) $\theta_{dq}=0^\circ$ 에서 $\theta_{dq}=30^\circ$ 으로 변화시



(나) $\theta_{dq}=30^\circ$ 에서 $\theta_{dq}=0^\circ$ 으로 변화시

그림 3.32 연속 스위칭 방법 $[30^\circ P]$ 에서 동기좌표계 전압각 변화에 따른 dq 평균 전압변동

(나) $N_s=3$ 인 연속 스위칭 방법 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$

$N_s=3$ 인 연속 스위칭 방법 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 를 사용할 경우, $k=2$ 인 $\alpha_2=30^\circ$ 에서 dq 축 평균전압은 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\bar{v}_{ds}^r(30^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[1 - 2 \sin\left(\frac{\pi}{9} + \frac{\phi_{z30}}{2}\right) \right] \sin \theta_{dq}, \\ \bar{v}_{qs}^r(30^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[1 - 2 \sin\left(\frac{\pi}{9} + \frac{\phi_{z30}}{2}\right) \right] \cos \theta_{dq}.\end{aligned}\quad (3.70)$$

또한, 평균전압크기와 평균 전압각은 아래와 같이 정리된다.

$$\bar{V}_{mag}(30^\circ) = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[1 - 2 \sin\left(\frac{\pi}{9} + \frac{\phi_{z30}}{2}\right) \right], \quad \bar{\theta}_{dq} = \theta_{dq}.\quad (3.71)$$

앞선 $N_s=1$, 연속 스위칭 방식 $[30^\circ P]$ 의 $\alpha_1=30^\circ$ 에서 합성된 평균전압크기와 전압각 수식과 동일하게 $N_s=3$, 연속 스위칭 방식 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 의 $\alpha_2=30^\circ$ 에서 평균전압크기는 ϕ_{z30} 만의 함수로 표현되고 평균 전압각은 θ_{dq} 만의 함수로 나타난다.

$\Delta\theta_{dq}=0^\circ$ 인 정상상태에서의 $k=1$ 인 $\alpha_1=10^\circ$ 의 dq 축 평균전압과 $k=3$ 인 $\alpha_3=50^\circ$ 의 dq 축 평균전압은 역방향 벡터인가시 dq 축 평균전압 수식으로부터 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned}\bar{v}_{ds}^r(10^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[-\cos\left(-\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \theta_{dq}\right) + 2 \cos\left(-\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \right], \\ \bar{v}_{qs}^r(10^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[\sin\left(-\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \theta_{dq}\right) - 2 \sin\left(-\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \right],\end{aligned}\quad (3.72)$$

$$\begin{aligned}\bar{v}_{ds}^r(50^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[-\cos\left(-\frac{\pi}{6} - \frac{\phi_{z50}}{2} - \phi_{x50} - \theta_{dq}\right) + 2 \cos\left(\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right) \right], \\ \bar{v}_{qs}^r(50^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[\sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\phi_{z50}}{2} - \phi_{x50} - \theta_{dq}\right) - 2 \sin\left(\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right) \right].\end{aligned}\quad (3.73)$$

여기서 $\alpha_1=10^\circ$ 와 $\alpha_3=50^\circ$ 에서의 평균전압크기 수식은 (3.44)과 (3.45)와 같고, 평균 전압각은 아래와 같이 정리된다.

$$\bar{\theta}_{dq}(10^\circ) = \tan^{-1} \left(\frac{-\cos\left(-\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \theta_{dq}\right) + 2\cos\left(-\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right)}{\sin\left(-\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \theta_{dq}\right) - 2\sin\left(-\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right)} \right), \quad (3.74)$$

$$\bar{\theta}_{dq}(50^\circ) = \tan^{-1} \left(\frac{-\cos\left(-\frac{\pi}{6} - \frac{\phi_{z50}}{2} - \phi_{x50} - \theta_{dq}\right) + 2\cos\left(\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\phi_{z50}}{2} - \phi_{x50} - \theta_{dq}\right) - 2\sin\left(\frac{\pi}{9} - \theta_{dq}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z50}}{2}\right)} \right). \quad (3.75)$$

$\alpha_1=10^\circ$ 와 $\alpha_3=50^\circ$ 에서는 평균 전압각이 영벡터 인가각과 θ_{dq} 의 함수로 표현된다. 앞선 $\alpha_2=30^\circ$ 에서와는 달리 평균 전압각에 영벡터 인가각이 영향을 주게된다. 즉 위상각이 30° 에 존재하는 전압지령벡터를 합성할 때 전압 크기 수식은 영벡터 인가각의 함수와 평균 전압각은 동기좌표계 전압각의 함수로 분리되지만, 위상각이 30° 가 아닌 지점의 평균지령벡터를 합성하면 평균전압 크기 및 전압각 수식이 두 변수의 함수이기 때문에 간단하게 분리 되지 못한다.

$\Delta\theta_{dq} \neq 0$ 인 과도상태시 $\alpha_2=30^\circ$ 에서의 동기좌표계 평균 dq 축 전압은 수식(3.55)와 (3.56)으로부터 구할 수있고 이를 평균전압 크기 수식과 평균 전압각으로 나타내면 아래와 같다.

$$\bar{V}_{mag}(30^\circ) = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \left[1 - 2\sin\left(\frac{\pi}{9} + \frac{\phi_{z30}}{2} \frac{\pi - 9\Delta\theta_{dq}}{\pi} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}\right) \right], \quad \bar{\theta}_{dq} = \theta_{dq} + \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}. \quad (3.76)$$

여기서 ϕ_{z30}' 은 변경된 주기로 인해 수정된 영벡터 인가각이다. $\Delta\theta_{dq} \neq 0$ 인 과도상태시 $\alpha_1=10^\circ$ 에서의 동기좌표계 평균 dq 축전압을 수식(3.58)으로부터 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\bar{v}_{ds}^r(10^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\pi}{3} \left[\begin{array}{l} -\cos\left(-\frac{\pi}{18} - \Delta\theta_{dq} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \theta_{dq}\right) \\ + 2\cos\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \end{array} \right], \\
\bar{v}_{qs}^r(10^\circ) &= \frac{2V_{dc}}{\pi} \frac{\pi}{3} \left[\begin{array}{l} \sin\left(-\frac{\pi}{18} - \Delta\theta_{dq} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \theta_{dq}\right) \\ - 2\sin\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \end{array} \right]. \quad (3.77)
\end{aligned}$$

여기서 ϕ_{z10} 와 ϕ_{x10} 는 각각 변경된 주기로 인해 수정된 영벡터 인가각과 X벡터 인가각이다. 이를 평균전압 크기 수식과 평균 전압각으로 나타내면 아래와 같다.

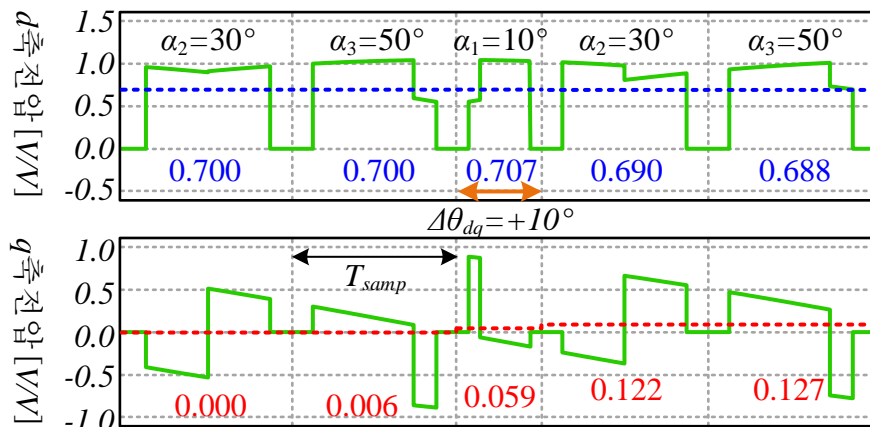
$$\bar{V}_{mag}(10^\circ) = \frac{2V_{dc}}{\pi} 3 \sqrt{1 + 4\sin^2\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}\right) - 4\sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}\right) \times \cos\left(\frac{\sin(5\pi/18) - \sin(\pi/18)}{\sin(5\pi/18) + \sin(\pi/18)} \left(\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2}\right)}, \quad (3.78)$$

$$\bar{\theta}_{dq}(10^\circ) = \tan^{-1} \frac{\begin{array}{l} -\cos\left(-\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \Delta\theta_{dq} - \theta_{dq}\right) \\ + 2\cos\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \end{array}}{\begin{array}{l} \sin\left(-\frac{\pi}{18} - \frac{\phi_{z10}}{2} - \phi_{x10} - \Delta\theta_{dq} - \theta_{dq}\right) \\ - 2\sin\left(-\frac{\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \theta_{dq}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\Delta\theta_{dq}}{2} - \frac{\phi_{z10}}{2}\right) \end{array}}. \quad (3.79)$$

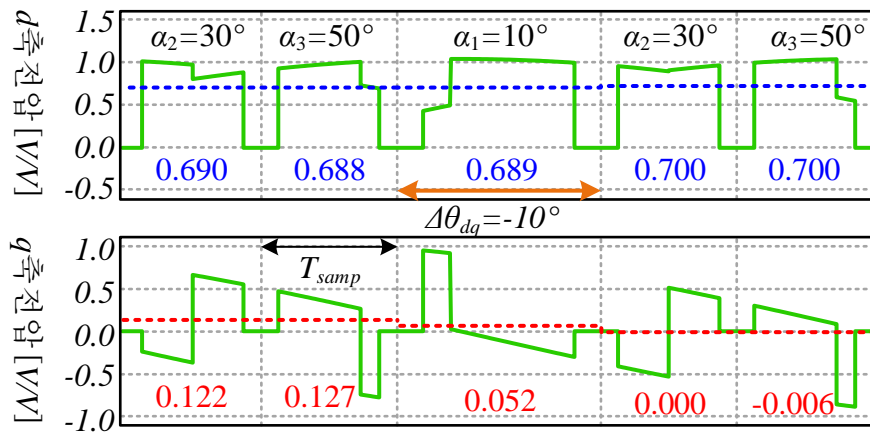
과도 상태에서 평균전압 크기 및 평균 전압각이 영벡터 인가각 및 전압각 그리고 $\Delta\theta_{dq}$ 의 함수가 된다. $\alpha_3=50^\circ$ 에서도 동일한 과정을 통해 과도상태에서의 전압크기 수식과 전압각을 구할 수 있다.

정상상태 및 과도상태의 전압크기 및 인가시 전압각을 확인하기 위해 모의

실험을 실시하였으며, $N_s=3$ 인 연속 스위칭 방법[$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]을 이용해 출력된 dq 축 전압을 그림 3.33에 도시하였다. $K=1,2,3$ 에서 $k=0.7$ 의 전압을 합성하기 위해 영벡터 인가각을 조절하였다. $\alpha_2=30^\circ$ 에서는 dq 축에 정확한 전압을 합성하지만 $\alpha_1=10^\circ$ 과 $\alpha_3=50^\circ$ 에서의 전체 전압 크기는 0.7을 유지하지만 인가된 전압각은



(가) $\theta_{dq}=0^\circ$ 에서 $\Delta\theta_{dq}=10^\circ$



(나) $\theta_{dq}=10^\circ$ 에서 $\Delta\theta_{dq}=-10^\circ$

그림 3.33 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]에서 동기좌표계 전압각 변화에 따른 dq 축 평균 전압변동

각오차가 존재 함을 알 수 있다. 하지만 동기좌표계 전압각 변동폭이 0.01이하로 매우 작았다.

과도상태는 α_1 에 50% 각변화인 $\Delta\theta_{dq} = \pm 10^\circ$ 를 적용였다. $\theta_{dq} = 0^\circ$ 에서 $\Delta\theta_{dq} = 10^\circ$ 로 전압각을 증가시킨 과도상태 출력전압의 크기는 0.709로 지령크기보다 0.009 더 크게 출력되었으며, 이때 인가된 전압각 변화량이 5.2° 였다. $\theta_{dq} = 10^\circ$ 에서 $\Delta\theta_{dq} = -10^\circ$ 으로 전압각이 감소시킨 과도상태 출력전압의 크기는 0.691로 크기가 0.009 더 작게 출력되었으며, 이때 인가된 전압각 변화량은 -5.26° 였다. 이 값은 수식(3.76)와 (3.78)에서 구한 값과 동일했으며, 과도상태 전압각 변화량의 크기는 $\Delta\theta_{dq}/2$ 와 거의 비슷함을 알 수 있다.

3.4.4 과도상태 전압오차 보상

과도 상태시 발생하는 전압각 오차는 보상하지 못하지만, $\Delta\theta_{dq}$ 가 고려한 전압크기 수식으로부터 역함수를 쉽게 구할수 있는 $\alpha=0^\circ$ 또는 $\alpha=30^\circ$ 인 지점의 전압크기 오차는 간단하게 보상 할 수 있다. $N_s=1$ 인 연속 스위칭 방법 $[30^\circ P]$ 에서 전압크기 오차 보상을 위한 수정된 영전압 인가각은 아래 수식과 같다.

$$\frac{\phi_z}{2} = \frac{\pi/3}{\pi/3 - \Delta\theta_{dq}} \left[\sin^{-1} \left(\frac{1}{2} - \frac{\pi/3 - \Delta\theta_{dq}}{\pi/3} \frac{V_{mag,n}}{2} \right) - \Delta\theta_{dq}/2 \right]. \quad (3.80)$$

인가각이 0° 또는 30° 지점이 아닌 곳에서는 전압크기오차에 대한 수식이 간단한 $\Delta\theta_{dq}$ 의 함수로 유도되지 않기 때문에 참조표등을 이용해야 하는 어려움이 존재한다. 하지만, 앞절에서 서술한 바와 같이 N_s 가 1이상인 전압 합성방법에서는 전압 오차가 크지 않기 때문에 보상시 성능향상은 미미하다.

제 4 장 동기 PWM을 이용한 전동기 구동

본 장에서는 3장에서 분석한 낮은 주파수 변조지수를 가지는 동기 PWM 방식의 결과를 바탕으로 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 제안하여 전동기 구동에 적용해 본다. 4.1절에서는 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM시스템을 설명한다. 4.2절에서는 샘플링 지점에 대한 고찰을 통해, 다른 동기 PWM방법간의 절환 및 고정 샘플링 시스템에서 동기 샘플링 시스템으로 전환하는 알고리즘을 제안한다. 4.3절에서는 제안된 가변 샘플링을 이용한 PWM방법을 약자속 영역에서의 six-step운전에 적용하여 보고, 그 성능을 확인한다.

4.1 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 방법

제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에 대한 전체 제어 블록도는 그림 4.1과 같다. 크게 네 부분으로 이루어져 있는데 전류제어기 부분, 동기전압 합성부분, 극좌표계 변환부분, 옵셋각 보정부분이 존재한다. 동기전압 합성부분에서 샘플링시간 t_{samp} 을 결정하게 되는데, 이 샘플링 시간을 기준으로 전체의 디지털 제어기가 동작하게 된다.

그림 4.2는 일반적으로 사용되는 디지털 시스템의 샘플링 지점 및 연산시작시점을 결정하는 시스템 트리거의 구조를 나타낸 그림이다. 시스템 클럭(clock)을 바탕으로 시스템 카운터가 계속 카운팅을 실시하고 있으며, 설정된 카운터수에 도달시 샘플링 트리거 신호를 발생시킨 후 시스템 카운터는 0이 된다. 이 트리거 신호를 바탕으로 디지털 제어기 및 변수 샘플링이 실시되게 된다. 고정 샘플링 시스템의 경우 샘플링 주기에 해당하는 카운터 설정값을

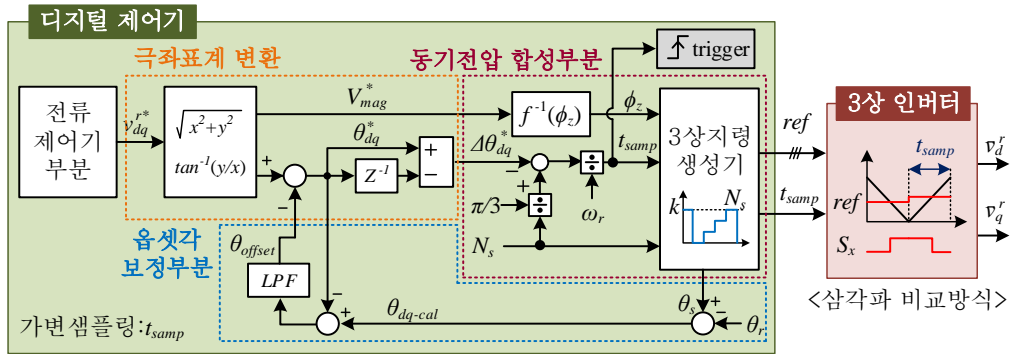


그림 4.1 가변 샘플링을 이용한 전류제어 블록도

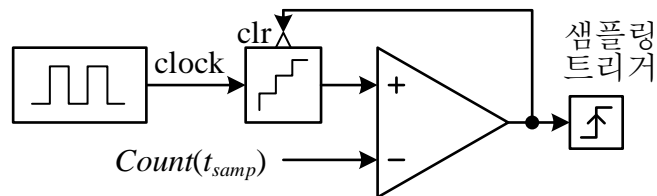


그림 4.2 시스템 트리거의 구조

일정하게 유지하지만, 제안된 가변 샘플링 시스템에서는 동기전압 합성부분의 출력값인 t_{samp} 에 해당하는 카운터 설정값을 매번 변경하게 된다.

4.1.1 동기전압 합성부분

그림 4.3는 동기전압 합성부분과 3상 지령 생성기를 나타낸 그림이다. 3상 인버터를 통해 전압을 합성하기 위해서는 전압벡터의 크기에 대한 정보와 그 전압의 정좌표계에서의 위치정보가 필요한데, 영벡터 인가각 ϕ_z 은 전압벡터의 크기에 대한 함수이고, 샘플링 시간 t_{samp} 는 전압벡터의 정좌표계 위치를 조절하는데 사용된다. 따라서 전압크기 지령 V_{mag}^* 와 전압각 변화량 $\Delta\theta_{dq}$ 로부터 ϕ_z 와 t_{samp} 를 계산한다.

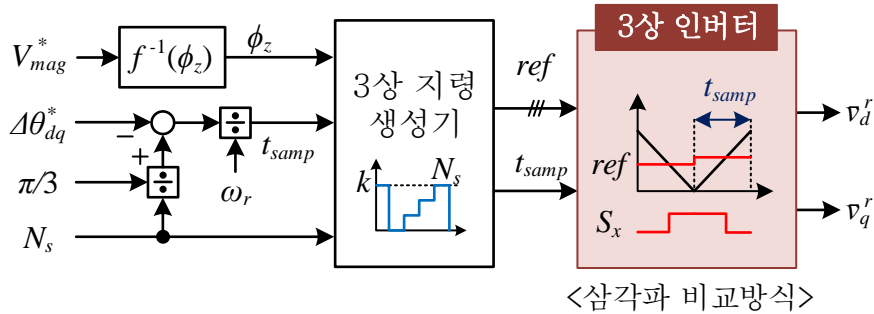


그림 4.3 동기전압 합성부분의 구조

(가) 영벡터 인가각 계산

먼저 ϕ_z 를 구할 때 3상의 평균전압 크기 분석결과를 사용한다. 3상의 분석 결과에 따르면, 동기 PWM을 이용한 전압 합성시 전압벡터의 크기는 벡터인가 방향에 따라 달라지며, 그 크기는 수식(3.11)와 (3.15)에서처럼 영벡터 인가각 ϕ_z 에 대한 함수로 표현가능했다. 따라서 ϕ_z 를 조절하여 매 샘플링 주기마다 원하는 크기의 전압을 합성할 수 있는데, 전압합성 방법 및 전압지령벡터의 위치각에 따라 전압크기에 대한 역함수를 사용하거나 선형근사 혹은 1차 참조표를 작성하여 사용한다. 예를 들어 $N_s=1$ 인 연속 스위칭[30°P]의 $\alpha=30^\circ$ 인 지점에 전압지령 벡터 합성시, 수식(3.32)을 사용하여 전압크기 지령으로부터 영벡터 인가각 ϕ_{z30} 를 쉽게 구할 수 있다. $N_s=3$ 인 연속 스위칭[10°N/30°P/50°N]에서는 $\alpha=30^\circ$ 인 지점에서의 전압지령 벡터 합성시 수식(3.46)을 사용하여 전압크기 지령으로부터 ϕ_{z30} 를 쉽게 구할 수 있다. 하지만, $\alpha=10^\circ$ 또는 50° 인 지점에서의 평균전압 크기 수식(3.43)과 (3.44)에서 영벡터 인가각을 쉽게 구하지 못하기 때문에 선형근사 혹은 1차 참조표를 사용한다. 또한 $\alpha=10^\circ$ 또는 50° 에서 최대 합성가능한 전압크기가 0.9348이기 때문에 매 샘플링에서의 전압크기지령을 이 값으로 제한한다.

(나) 샘플링시간 계산

수식 (3.1)에서 회전자 각은 회전자 각속도(ω_r)와 시간의 곱이므로 정지 좌표계 전압각은 아래와 같이 표현 가능하다.

$$\theta_s = \omega_r t + \theta_{dq}. \quad (4.1)$$

현재 샘플링과 이전 샘플링의 동기좌표계 전압각 차이를 $\Delta\theta_{dq}$ 라고 할 때 현재 샘플링과 이전 샘플링의 정지좌표계 고정자각 차이는 아래와 같다.

$$\Delta\theta_s = \omega_r t_{smp} + \Delta\theta_{dq}. \quad (4.2)$$

여기서 t_{smp} 는 샘플링시간으로 고정 샘플링 시스템의 경우 일정한 상수의 값을 가진다. 따라서 $\Delta\theta_s$ 는 회전자 각속도와 $\Delta\theta_{dq}$ 의 변동에 따라 가변하게 된다. $\Delta\theta_{dq}$ 가 변하는 과도상태에서는 속도에 상관없이 고정자각의 위치가 변동하며, $\Delta\theta_{dq}$ 의 변동이 0인 정상상태에서도 회전자 각속도가 기본과 주파수의 정수배가 아닐 경우, 기본과 주기마다 출력하는 평균전압벡터의 정지좌표계 고정자각이 일정하지 않을 수 있다.

하지만 동기 PWM방법에서의 전압벡터가 존재하는 위치각은 k 에 따라 항상 고정된 값을 가진다. 따라서 N_s 또는 동기 PWM방법이 일정한 상태에서는 정상상태 및 과도상태에서 $\Delta\theta_s$ 는 항상 고정된 값을 가지며, N_s 와의 관계는 다음과 같다.

$$\Delta\theta_s = (\pi/3) / N_s. \quad (4.3)$$

$\Delta\theta_{dq}$ 는 전동기 과도상태시 변화하는 값으로 인가되는 동기좌표계 dq 축 전압 크기를 변동 시키는데 사용되는 값이다. 따라서 $\Delta\theta_s$ 가 상수가 되기 위해서는 샘플링 시간이 가변 되어야 하며 이는 수식(4.2)으로부터 아래와 같이 정리된다.

$$t_{smp} = ((\pi/3) / N_s - \Delta\theta_{dq}) / \omega_r. \quad (4.4)$$

(다) 3상 지령 생성기

수식 (4.4)을 통해 구한 샘플링 시간과 영벡터 인가각을 입력으로 받는 3상 지령 생성기는 매 샘플링 주기마다 출력할 전압벡터에 맞는 3상 지령값 ‘ Ref_A ’, ‘ Ref_B ’, ‘ Ref_C ’를 계산하여 삼각과 비교 방식을 통해 전압합성하는 인버터로 전달하게 된다. 3상 지령생성기 내부에는 섹터내의 전압지령 벡터 순서인 k 를 가변 샘플링 시간 (t_{smp})마다 카운팅하는 k 값 카운터기가 존재한다. 카운팅 값은 1부터 N_s 까지이며, 3상 지령 생성기는 k 에 해당하는 전압지령 벡터를 출력하게 된다. 또한 섹터번호(n_{sec})에 대한 카운팅도 함께 이루어지며, 각 섹터에 따라 ABC 상의 최대 / 중간 / 최소지령 (Ref_{max} , Ref_{mid} , Ref_{min})에 대한 할당이 달라지게 되는데 이는 표 4.1과 같다.

전압벡터 합성방법마다 섹터 초기 $k=1$ 에서의 삼각과 증감에 대한 부호 ($Carry = \pm 1$)를 미리 설정해두고, 매 카운팅 마다 삼각과 증감 부호를 교번시킨다. $Carry = 1$ 은 삼각과 신호의 증가를 나타내고, 이 샘플링 주기에서는 스위칭 함수 S_x 가 1에서 0으로 변경되며 이를 “오프 시퀀스(off sequence)”라고 부른다. 반대로

표 4.1 섹터에 따른 ABC 상과 최대/중간/최소값 지령신호의 관계

섹터 ' n_{sec} '	최대값 ' Ref_{max} '	중간값 ' Ref_{mid} '	최소값 ' Ref_{min} '
1	Ref_A	Ref_B	Ref_C
2	Ref_B	Ref_A	Ref_C
3	Ref_B	Ref_C	Ref_A
4	Ref_C	Ref_B	Ref_A
5	Ref_C	Ref_A	Ref_B
6	Ref_A	Ref_C	Ref_B

$Carry = -1$ 은 삼각파 신호의 감소를 나타내며, 이 샘플링 주기에서는 스위칭 함수 S_x 가 0에서 1로 변경되며 이를 “온 시퀀스(on sequence)”라고 부른다. 여기서 직류단 전원의 크기에 대한 고려는 영벡터 및 유효벡터 인가각 계산시 이미 고려되었기 때문에 ± 0.5 의 크기로 맥동하는 삼각파의 신호를 사용할 수 있다. 지령값 Ref_{max} , Ref_{mid} , Ref_{min} 은 삼각형의 닮음 원리를 이용해 구할 수 있으며, 스위칭 방법에 대한 정리는 아래와 같다.

먼저 연속 스위칭 방법을 사용할 때 $Carry = 1$ 에서의 지령값 Ref_{max} , Ref_{mid} , Ref_{min} 은 다음과 같고,

$$Ref_{max} = 0.5 - \frac{3N_s}{\pi} \frac{\phi_z}{2}, \quad Ref_{mid} = 0.5 - \frac{3N_s}{\pi} \left(\frac{\phi_z}{2} + \phi_x \right), \quad Ref_{min} = -0.5 + \frac{3N_s}{\pi} \frac{\phi_z}{2}, \quad (4.5)$$

$Carry = -1$ 에서의 지령값 Ref_{max} , Ref_{mid} , Ref_{min} 은 다음과 같다

$$Ref_{max} = 0.5 - \frac{3N_s}{\pi} \frac{\phi_z}{2}, \quad Ref_{mid} = -0.5 + \frac{3N_s}{\pi} \left(\frac{\phi_z}{2} + \phi_x \right), \quad Ref_{min} = -0.5 + \frac{3N_s}{\pi} \frac{\phi_z}{2}. \quad (4.6)$$

불연속 스위칭을 사용할 경우, 지령의 최대 또는 최소값 지령을 0.5 또는 -0.5로 설정하여 주어진 샘플링 주기동안 한상의 스위칭이 발생하지 않게한다. 앞절에서 소개한 불연속 스위칭 방식은 고정 샘플링의 60 불연속 방식과 유사한데, 이를 구현하기 위해서는 아래의 원리를 적용한다.

$k < N_s/2$ 이고 n_{sec} 가 홀수이거나 $k > N_s/2$ 이고 n_{sec} 가 짝수인 경우 수식(4.5)와 (4.6)의 $Carry$ 에 따른 최대/중간/최소값 지령값에 $(3N_s\phi_z)/(2\pi)$ 를 더한 값을 사용한다. 반대로 $k > N_s/2$ 이고 n_{sec} 가 홀수이거나 $k < N_s/2$ 이고 n_{sec} 가 짝수인 경우 수식(4.5)와 (4.6)의 $Carry$ 에 따른 지령값 Ref_{max} , Ref_{mid} , Ref_{min} 에 $(3N_s\phi_z)/(2\pi)$ 를 뺀 값을 사용한다. $k = N_s/2$ 인 30°에서는 연속 스위칭 방법과 동일하게 지령을 인가한다.

경계 샘플링인 경우 $k \neq 1$ 에서는 불연속 스위칭 방식과 동일하고, $k=1$ 에서는 아래의 원리를 따른다. $N_s=2$ 또는 6인 경계 샘플링에서 홀수번째 섹터인 경우 지령값 $Ref_{max}, Ref_{mid}, Ref_{min}$ 은 다음과 같고,

$$Ref_{max} = 0.5 - \frac{3N_s \phi_z}{\pi} \frac{1}{2}, \quad Ref_{mid} = -0.5, \quad Ref_{min} = -0.5, \quad (4.7)$$

짝수번째 섹터인 경우 지령값 $Ref_{max}, Ref_{mid}, Ref_{min}$ 은 다음과 같다

$$Ref_{max} = 0.5, \quad Ref_{mid} = 0.5, \quad Ref_{min} = -0.5 + \frac{3N_s \phi_z}{\pi} \frac{1}{2}. \quad (4.8)$$

$N_s=4$ 또는 8인 경계 샘플링에서는 위 과정을 반대로 설정해준다.

4.1.2 전류제어기 및 극좌표계 변환부분

그림 4.4는 전류제어기 및 극좌표계 변환부분을 나타낸 그림이다. 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에서 전류제어기로는 2장에서 소개한 일반적인 디커플링 PI제어기나 복소수 PI제어기를 사용할 수 있다. 3절에서 분석한 바에 따르면 동기 PWM방법은 샘플링 주기 동안 전압각과 영벡터 인가각을 조절하여 원하는 크기의 dq 축 전압을 합성 할 수 있었다. 샘플링 주기가 변화하는 과도샘플링 조건에서는 전압 크기 오차가 존재 할 수 있으나 그 크기를 직접 보정하거나 N_s 가 3이상인 경우 그 오차가 작다는 것을 분석적으로

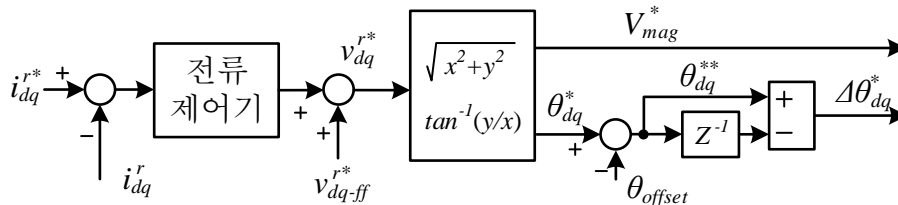


그림 4.4 극좌표계 변환부분의 구조

확인하였다. 따라서, v_{ds}^{r*} 과 v_{qs}^{r*} 에 대한 \bar{v}_{ds}^r 과 \bar{v}_{qs}^r 의 전달함수는 거의 1에 가깝다고 가정할 수 있기 때문에, 전류제어기의 설계 과정은 기존 고정 샘플링 시스템의 전류제어기 이득 선정 과정과 동일하게 생각 할 수 있다.

두 전류제어기 모두 동기좌표계의 직교한 d 축과 q 축의 전류벡터를 기준으로 전류를 제어하며 출력값은 d 축과 q 축 전압지령(v_{ds}^{r*} , v_{qs}^{r*})이다. 하지만 동기 PWM을 위해 필요한 정보는 전압크기 지령(V_{mag}^*) 및 동기좌표계 전압각 지령의 변화량($\Delta\theta_{dq}^*$)이기 때문에, d 축과 q 축 전압지령의 극 좌표계(polar coordinate)값으로의 변환이 필요하며 이는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} V_{mag}^* &= \sqrt{(v_{ds}^{r*})^2 + (v_{qs}^{r*})^2} \\ \theta_{dq}^* &= \tan^{-1}(v_{qs}^{r*} / v_{ds}^{r*}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

여기서 θ_{dq}^* 동기좌표계 전압각 지령이다. θ_{dq}^* 에서 옵셋제어부분의 출력인 옵셋각 보상값(θ_{offset})을 빼서 수정된 동기좌표계 전압각 지령(θ_{dq}^{**})을 얻을 수 있다. 현재 샘플링에서의 수정된 전압각 지령 $\theta_{dq}^{**}[n]$ 에서 이전 샘플링의 전압각 지령 $\theta_{dq}^{**}[n-1]$ 빼면 전압각 지령 변화량을 얻을 수 있으며 이는 아래 수식과 같다.

$$\Delta\theta_{dq}^*[n] = \theta_{dq}^{**}[k] - \theta_{dq}^{**}[n-1] \quad (4.10)$$

4.1.3 옵셋각 보정부분

동기좌표계 전압각 θ_{dq} 은 전압 합성시 평균적으로 인가되는 d 축전압과 q 축 전압의 크기 비율을 결정하는 중요한 값이다. 하지만 가변 샘플링을 이용한

동기 PWM 방법에서 동기좌표계 전압각 지령(θ_{dq}^*)과 실제 인버터에서 출력된 동기좌표계 전압각(θ_{dq})이 다를 수 있다. 이 전압각 간의 차를 ‘오프셋각’이라고 정의하고, 이를 보정하기 위한 오프셋각 보정기를 제안한다.

(가) 오프셋각 발생 원인

가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에서 θ_{dq}^* 은 현재 샘플시점까지의 전압각 변화량 지령 $\Delta\theta_{dq}^*$ 의 합으로 나타낼 수 있고 이는 아래 수식과 같다.

$$\theta_{dq}^*[k] = \sum_{n=1}^k \Delta\theta_{dq}^*[n] + \theta_{dq}^*[0] \quad (4.11)$$

여기서 $\theta_{dq}^*[0]$ 은 동기좌표계 전압각 지령의 초기값이다. 유사하게, θ_{dq} 또한 출력된 전압각 변화량 $\Delta\theta_{dq}$ 의 합으로 나타낼 수 있고 이는 아래 수식과 같다.

$$\theta_{dq}[k] = \sum_{n=1}^k \Delta\theta_{dq}[n] + \theta_{dq}[0] \quad (4.12)$$

여기서 $\theta_{dq}[0]$ 는 출력된 동기좌표계 전압각의 초기값이다. 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에서는 θ_{dq}^* 가 인버터에 직접 전달 되지않고, 샘플링 시간 지령값 t_{samp}^* 이 동기전압 합성블록으로 전달되게 된다. 여기서 측정된 속도 $\hat{\omega}_r$ 와 실제 속도 ω_r 사이에 차이가 없다면, $\Delta\theta_{dq}^*$ 은 매 샘플링마다 인버터에서 정확하게 출력할 수 있어 실제 동기좌표계 전압각 변화량 $\Delta\theta_{dq}$ 과 동일하게 된다. 만약 $\theta_{dq}^*[0] = \theta_{dq}[0]$ 일 경우 동기좌표계 전압각 지령과 실제 동기좌표계 전압이 일치하지만, $\theta_{dq}^*[0] \neq \theta_{dq}[0]$ 일 경우 동기좌표계 전압각 지령과 실제 동기좌표계 전압이 달라지게 된다. 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법의 제어기는 전압각 변화량만 출력 가능하므로 두 초기값의 차이는 가변 샘플링을 이용한 전류

제어기만으로 보정할 수 없다.

이러한 윗셋각은 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM시스템에서 전압합성시 여러 조건에서 발생할 수 있다. 먼저 시스템 구동시 인가된 첫 전압벡터의 정지 좌표계 위치각과 동기좌표계 d 축의 위치에 따라 인버터에서 출력된 초기값 $\theta_{dq}[0]$ 이 달라지게 되는데, 이 값을 제어기 지령의 초기값과 정확히 일치시켜 주지 않으면 윗셋각이 발생하게 된다.

또한 다른 두 동기 PWM방법간의 절환시 발생할 수 있다. 동기 PWM방법에서의 합성된 전압은 N_s 와 동기 PWM방법에 따라 각기 다른 샘플링 지점을 갖는다. 만약 절환 시점에서 사용하던 동기 PWM방법의 샘플링지점과 사용할 동기 PWM방법의 샘플링 지점이 서로 다를 경우, 절환시 출력전압의 초기값 $\theta_{dq}[0]$ 에 변동이 발생하며 최종적으로 윗셋각이 0이 아니게 된다.

또한 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로 변환시 발생할 수 있다. 고정 샘플링 구동시스템에서 샘플링지점은 정지좌표계의 위치에 무관하게 변동하지만, 가변 샘플링 시스템에서의 샘플링지점은 항상 정지좌표계의 특정 위치에서만 존재하게된다. 따라서 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로의 절환 순간의 샘플링 지점이 일치하지 못할 경우 윗셋각이 발생한다.

(나) 윗셋각 보상기

이렇게 발생한 윗셋각을 보상하기 위해 제안된 윗셋각 보상기의 구조는 그림 4.5와 같다. 먼저 동기전압 합성블록에서 동기좌표계 전압합성 방법으로 출력된 고정자각 θ_s 는 섹터 번호 n_{sec} 및 k 에 따른 인가각 α_k 로부터 구할 수 있으며 이는 아래와 같은 관계식을 가진다.

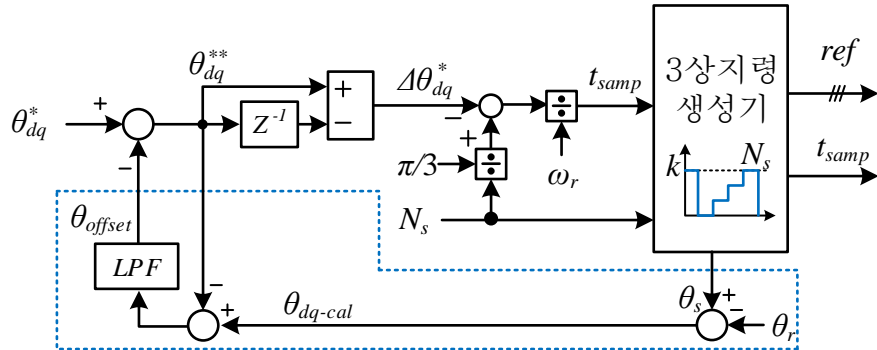


그림 4.5 옵셋각 보상기 부분의 구조

$$\theta_s = \frac{\pi}{3} n_{sec} + \alpha_k \quad (4.13)$$

(3.1)과 (4.12)로부터 계산된 동기좌표계 dq 전압각 θ_{dq-cal} 는 아래와 같다.

$$\theta_{dq-cal} = \frac{\pi}{3} n_{sec} + \alpha_k - \theta_r \quad (4.14)$$

따라서 계산된 동기좌표계 전압각 θ_{dq-cal} 과 전압지령으로부터 얻은 동기좌표계 전압각 지령간의 차를 통해 옵셋각을 구할 수 있다. 이렇게 구한 옵셋각을 다시 동기좌표계 전압각 지령에 빼주어 보상할 수 있는데, θ_{dq-cal} 과 전압각 지령간의 차를 바로 사용할 경우 전류제어기와 충돌하므로, 두 제어기 간의 상호간섭을 제거하기 위해 저역통과 필터를 거친 값을 사용한다. 이때 저역통과 필터의 통과 대역은 전류제어기의 제어밴드보다 낮은 값을 사용해야 한다.

4.1.4 실제전압 인가 시점 및 전류 샘플링 시점

(가) 실제전압 인가 시점

2.2절의 고정 샘플링 시스템에서 인버터를 통해 실제 전압을 평균적으로 합성하는데 시지연 요소가 존재한다. 전류제어기를 통해 전압 지령값을 계산

하는데 한 샘플링 지연이 발생하며, 인버터를 통합 전압 합성시 샘플링 주기의 가운데에서 평균적인 전압이 합성 되기 때문에 출력된 전압은 총 샘플링 주기의 1.5배에 해당하는 시간 동안의 시지연이 존재한다[73]. 따라서, 동기좌표계 dq 축 전압벡터 지령 $\vec{v}_{dq_s}^{r*}$ 에 대한 실제 전압벡터 $\vec{v}_{dq_s}^r$ 의 전달함수는 아래와 같이 표현될 수 있다[74].

$$\frac{\vec{v}_{dq_s}^r}{\vec{v}_{dq_s}^{r*}} = z^{-1} e^{-1.5j\omega_r T_s} \quad (4.15)$$

즉, 전압 지령값은 한 샘플링 다음에 반영이 되며, 실제 출력하고자 하는 전압보다 $1.5 \omega_r T_s$ 만큼의 위상지연이 있는 전압이 출력되게 됨을 의미한다. 이 각오차는 정상상태와 과도상태에 상관없이 속도에 비례하는 값을 가지기 때문에, 전압지령시 생성시 회전자 속도 및 샘플링 주기를 고려하여 전압지령의 위상을 $1.5\omega_r T_s$ 만큼 앞서도록 보상해주면 고정 샘플링 시스템에서는 각오차를 상쇄할 수 있다[73].

이와 유사하게 가변 샘플링 시스템에서의 지령값 지연 및 각오차를 정의할 수 있다. 그림 4.6는 제어기 알고리즘 계산 시점과 실제 전압이 인가되는 시점에 대해 표현한 그림이다. 먼저 상태변수인 전류를 삼각파 신호의 최대 또는 최소 지점에서 측정한다. 경계 샘플링방법 [0°B/30°P]에서처럼 특정 샘플링 주기에서는 삼각파 신호 또는 최소 지점에서만 전류측정이 이루어지는 전압합성 방법이 있다. 이렇게 측정된 전류 및 각정보를 바탕으로 t_0 시점부터 제어 알고리즘 연산이 시작되며, 극좌표 변환부를 거쳐 동기전압 합성부를 통해 계산된 3상 지령값 'Ref_A', 'Ref_B', 'Ref_C'는 다음 삼각파의 최대 또는 최소지점인 t_1 에서 변경된다.

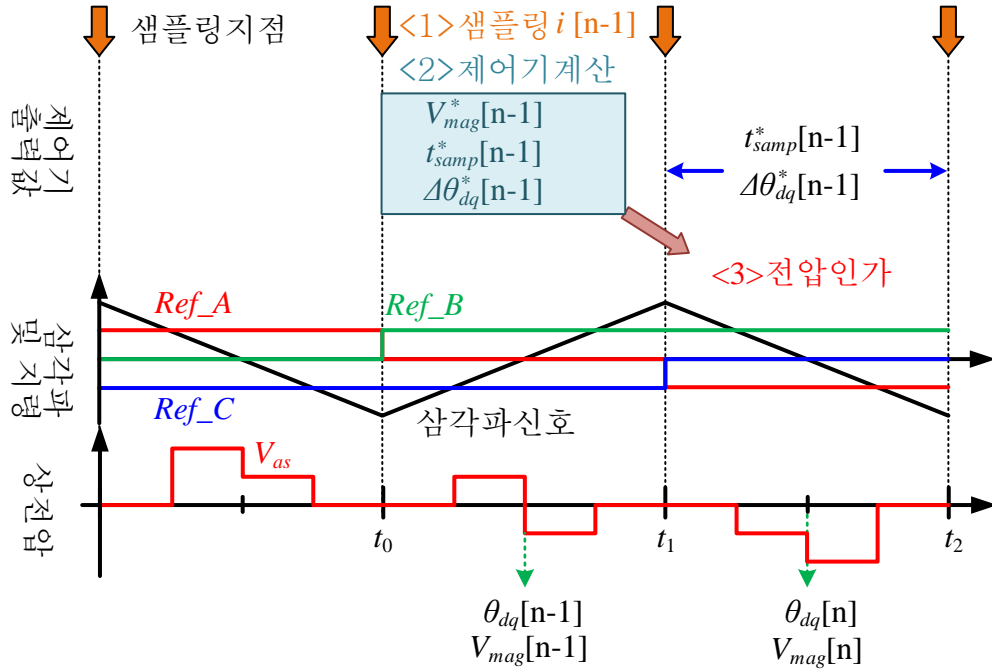


그림 4.6 샘플링, 제어기 연산 및 전압인가 시점

실제 전압은 t_1 과 t_2 사이의 시간동안 인가되어 원하는 크기의 평균전압을 출력하게 된다. 여기서 t_1 과 t_2 사이의 간격은 t_0 시점에서부터 시작된 알고리즘 연산을 통해 계산되었던 샘플링시간 $t_{smp}^*[n-1]$ 과 동일하다. t_1 과 t_2 사이의 동기좌표계 전압각 변화량은 $\Delta\theta_{dq}^*[n-1]$ 과 동일하다. 현 샘플링인 t_1 과 t_2 사이의 이 구간에서의 평균 동기좌표계 전압각을 $\theta_{dq}[n]$ 이라할때, t_0 과 t_1 사이 구간에서의 평균 동기좌표계 전압각 $\theta_{dq}[n-1]$ 과 전압각 변화량의 지령에 대한함수로 표현하면 아래와 같다.

$$\theta_{dq}[n] = \theta_{dq}[n-1] + 0.5\Delta\theta_{dq}^*[n-2] + 0.5\Delta\theta_{dq}^*[n-1] \quad (4.16)$$

수식(4.16)으로부터 $\Delta\theta_{dq}^*[k]$ 에 대한 $\theta_{dq}[n]$ 의 전달함수는 아래와 같이 정리된다.

$$\frac{\theta_{dq}[n]}{\Delta\theta_{dq}^*[n]} = \frac{1}{2} \frac{z^{-2} + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.17)$$

수식(4.10)를 (4.17)에 대입하면 $\theta_{dq}^*[k]$ 에 대한 $\theta_{dq}[n]$ 의 전달함수는 아래와 같다.

$$\frac{\theta_{dq}[n]}{\theta_{dq}^*[n]} = \frac{1}{2} (z^{-2} + z^{-1}) \quad (4.18)$$

전압의 크기 지령 또한 t_0 시점에서부터 시작된 알고리즘 연산을 통해 계산되며, t_1 과 t_2 사이의 시간동안 반영된다. 따라서 평균 전압 크기는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$V_{mag}[n] = V_{mag}^*[n-1] \quad (4.19)$$

수식(4.18)와 (4.19)를 사용하여 전압크기와 동기좌표계 전압각을 함께 나타내는 극좌표계로 평균전압을 표현하면 아래와 같다.

$$V_{mag}[n] e^{j\theta_{dq}[k]} = V_{mag}^*[n-1] e^{0.5j(\theta_{dq}^*[k-2] + \theta_{dq}^*[k-1])} \quad (4.20)$$

$V_{mag} e^{j\theta_{dq}}$ 를 직교 좌표계 벡터 v_{dqs}^r 로 표현한다면, 전압지령 v_{dqs}^{r*} 에 대한 실제 전압벡터 v_{dqs}^r 의 전달함수는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{v_{dqs}^r}{v_{dqs}^{r*}} = z^{-1} e^{-0.5j(\theta_{dq}^*[k-1] - \theta_{dq}^*[k-2])} = z^{-1} e^{-0.5j\Delta\theta_{dq}^*[k-1]} \quad (4.21)$$

따라서 각오차의 경우 이전 샘플링에서의 과도상태 지령변화로 인해 $\Delta\theta_{dq}$ 값이 0이 아닐경우 현 샘플링에서의 전압각 오차를 발생시키며, 정상상태에서는 각오차가 존재하지 않는다. 고정 샘플링 시스템에서의 시지연 요소는 전압지령값 보정으로 상쇄 가능했지만, 가변 샘플링에서의 과도상태 각오차는 전압지령값 보상으로 상쇄가 불가능하다.

(나) 전류 측정 시점

그림 4.6에서 삼각파 신호의 최대 또는 최소 지점에서 지령값이 변경되고 각상 전류가 측정된다. 실제 각 상 스위칭은 t_1 과 t_2 사이에서 발생하기 때문에 전류 샘플링시 스위칭에 의한 노이즈의 영향을 피할 수 있지만 전류의 평균값 지점에서 샘플링이 일어나지 못하기 때문에 측정된 전류에 측정오차가 다소 발생할 수 있다[75]-[76]. 이에대한 전류측정오차 보상방법은 논문[75]에서 소개되었으며, 동일한 원리를 적용하여 전류값을 보상할 수 있을 것으로 판단된다.

4.1.5 모의실험 결과

제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 검증하기위해 모의실험을 실시하였다. 400W 동기 전동기를 고려하였으며, 자세한 제정수는 부록의 표A-1과 같다. 60,000r/min의 속도조건에서 복소벡터 PI제어기를 사용하여 타겟 전동기의 전류제어를 실시하였다.

(가) 과도상태 전류제어 특성

그림 4.7는 $N_s=1$ 연속 스위칭 방법[30°P]을 이용해 d 축과 q 축 전류를 제어할 때 옵셋각 보상 알고리즘 적용 전/후의 과도상태 전류응답 특성을 보여준다. 동기좌표계 d 축과 q 축전류 및 지령값, A상전류, 옵셋각 보정이전의 전압각 지령, 옵셋 보정기에서 보상해준 보정각의 크기를 순서대로 도시하였다. 0.05초 이전에는 옵셋각 보정 알고리즘을 적용하지 않았으며, 0.05초 이후부터 옵셋각 보정 알고리즘을 적용하였다. 여기서 앞절에서 언급한 것처럼, 맥동하는 d 축과 q 축 전류의 특정 지점을 샘플링하게 되기 때문에 정상상태에서 전류의 평균값과 전류 지령값 사이에 오차가 발생하였다.

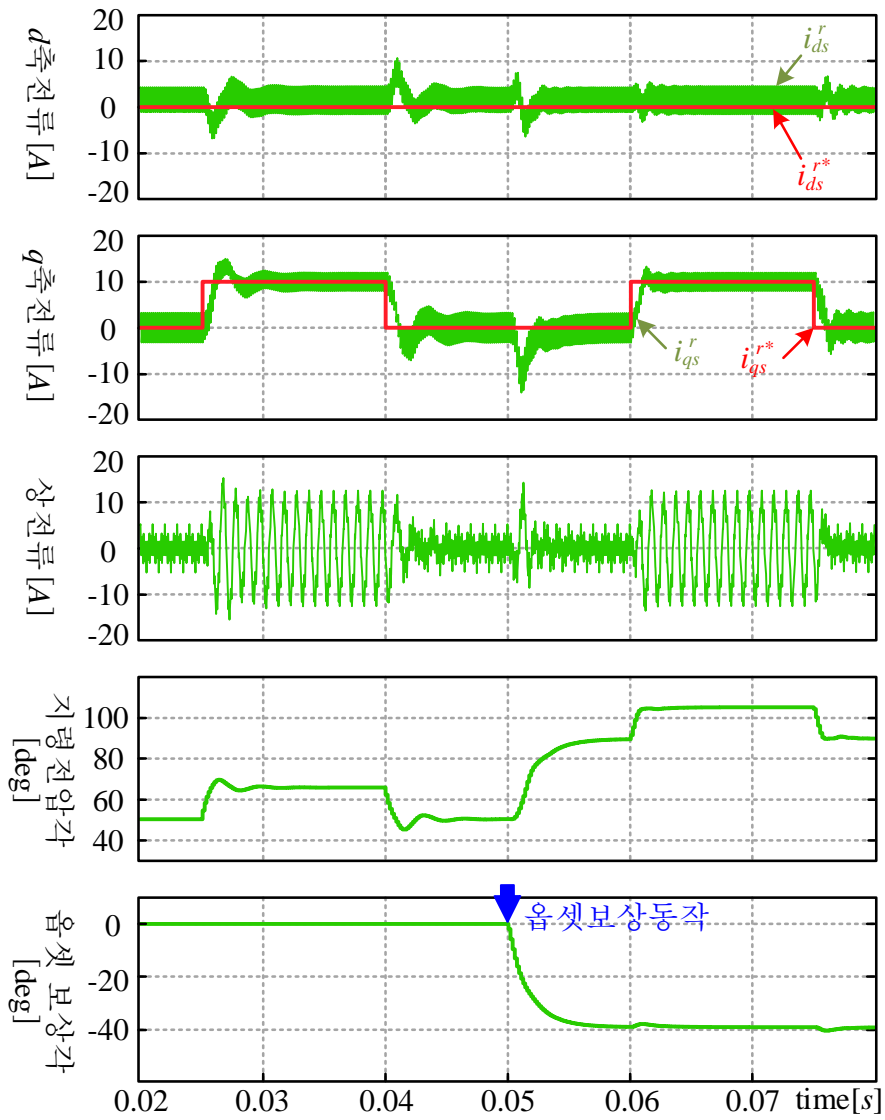


그림 4.7 슬립각 보상 알고리즘 적용 전/후의 과도상태 성능비교

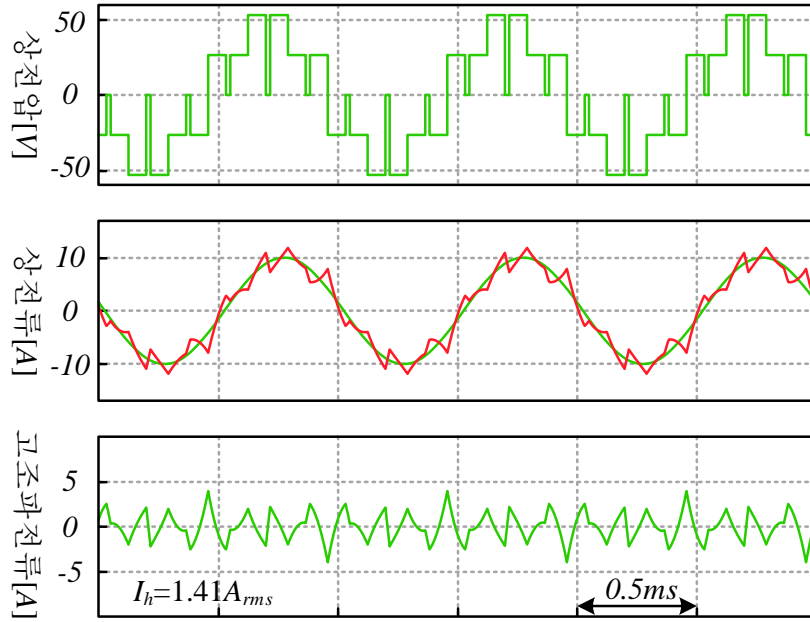
d 축 및 q 축 전류를 모두 0으로 제어하고 있는 상황에서는 동기좌표계 전압각이 90° 이어야 한다. 하지만 슬립 보정알고리즘을 적용하지 않은 조건에서 d 축 및 q 축 전류를 모두 0으로 제어시 전압지령의 dq 축 전압각이 50° 였다. 즉

실제 동기좌표계 dq 축 전압각과 제어기에서 인식하고 있는 dq 축 사이에 40° 의 오차가 존재하는데 이는 두 초기값 사이의 차에 의한 영향이다. 옵셋각이 존재하는 상황에서 q 축 전류지령 변화시 정상상태 도달까지 $7ms$ 가 걸렸으며, 과도상태시 d 축 전류의 맥동이 컸다. 0.05 초 이후부터 옵셋각 보정을 위한 저역통과 필터가 동작하였다. 이때 최종 보상각은 약 40° 였으며, 보상 이후 d 축과 q 축 전류를 모두 영으로 제어하고 있는 구간에서 동기좌표계 전압각 지령이 90° 인 것을 확인할 수 있다. q 축 전류지령 변화시 정상상태 도달까지 $3ms$ 가 걸렸으며, 과도상태에서 d 축 전류에 미치는 영향이 크게 감소한 것을 확인할 수 있다.

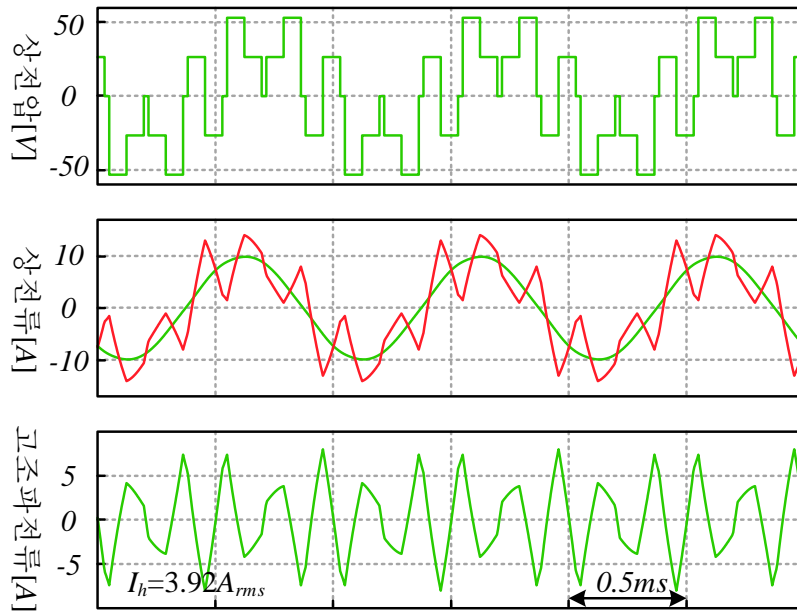
초기값 차이를 보상해 주지 않을 경우 제어기에서 인식하는 동기좌표계 전압각과 실제 동기좌표계 전압각이 다르게 되고 그 결과 전향보상항 인가시 잘못된 각으로 보상이 이루어 질 수 있게 된다. 따라서 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에서 동특성 향상과 상호 전류 간섭발생을 막기 위해서는 옵셋 보상 알고리즘이 반드시 필요하다. 옵셋 보정 알고리즘 없이 동기 구동을 실시할 경우 초기 인가 전압벡터에 따라 제어 자체가 불가능한 조건도 존재한다. 초기값 차이가 180° 이상의 조건에서 옵셋 보정이 없을 경우 폐루프 제어에서 negative 피드백이 되지 못하기 때문에 전류제어가 불가능해 질 수도 있다.

(나) 정상상태 상전류 THD 및 고조파 전류 실효치

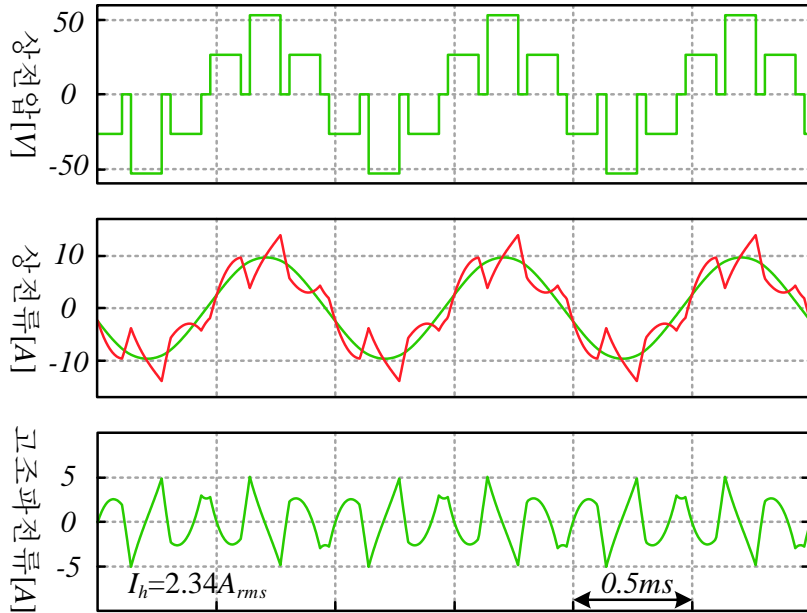
모의 실험에서 N_s 에 따른 각각의 동기 PWM방법별로 가변 샘플링을 이용한 전류제어를 실시하였으며, 타겟 전동기의 상전류를 $10A$ 로 제어하였다. 그림 4.8은 $N_s=1$ 인 연속 스위칭 방법[$30^\circ P$], 연속 스위칭 방법[$30^\circ M$], 경계 샘플링 방법[$0^\circ B$]을 이용한 전동기 구동시 상전류 및 합성된 상전압 파형을 보여준다.



(가) 연속 스위칭 방법 [30°P]



(나) 연속 스위칭 방법 [30°N]



(다) 경계 샘플링 방법 [0°B]

그림 4.8 $N_s=1$ 의 전압 합성방법 사용시 상전압 및 상전류 파형

연속 스위칭 방법[30°P]에서는 전압크기 지령으로부터 수식 (3.32)을 이용해 영벡터 인가각을 계산하여 전압지령 생성에 이용하였다. q 축 전류를 10A, d 축 전류를 0A로 제어하였고, 전압크기는 $M_v=0.82$ 였으며 영벡터 인가각은 10°였다. 정상상태 상전류 파형에서 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $1.41A_{rms}$ 로 상전류 THD는 20.3%였다.

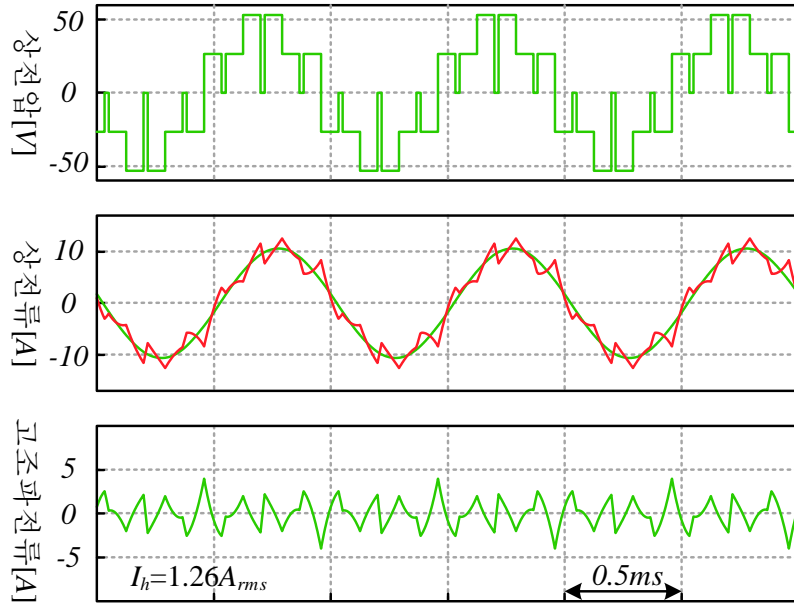
연속 스위칭 방법[30°M]의 경우 최대 합성가능한 전압변조지수가 0.73이기 때문에 q 축 전류를 7.1A, d 축 전류를 -7A로 제어하여 상전류 전체크기가 10A가 되도록 설정하였다. 이때 사용된 전압크기는 $M_v=0.67$ 이다. 수식(3.34)을 이용하여 영벡터 인가각에 대한 지령을 계산하였으며, $M_v=0.67$ 을 합성하기 위한

영벡터 인가각은 7° 였다. 정상상태 상전류 파형에서 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $3.92A_{rms}$ 로 상전류 THD는 55.8%로 매우 높은 수치를 보였다.

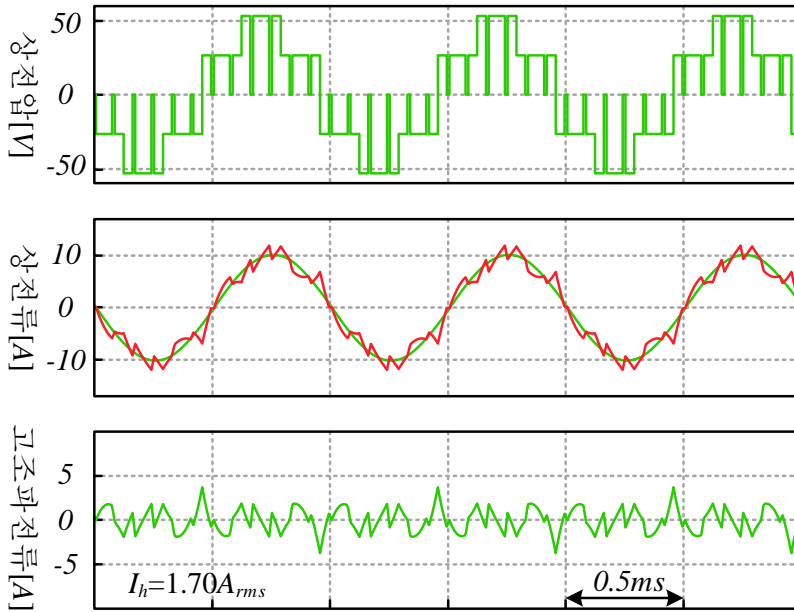
경계 샘플링 방법[$0^\circ B$]에서는 전압크기 지령으로부터 수식 (3.36)을 이용해 영벡터 인가각을 전압지령 생성에 이용하였다. q 축 전류를 $10A$, d 축 전류를 $0A$ 로 제어하였고, $M_v=0.82$ 을 합성하기 위한 영벡터 인가각은 11.3° 였다. 정상상태 상전류 파형에서 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $2.34A_{rms}$ 로 상전류 THD는 33.5%였다. 따라서 그림 3.18의 상전압 WTHD 분석결과처럼 $N_s=1$ 에서는 연속 스위칭 방법[$30^\circ P$]을 사용시 가장 작은 상전류 THD값을 가졌다.

그림 4.9는 $N_s=2$ 인 경계 샘플링 방법[$0^\circ B/30^\circ P$]과 연속 스위칭 방법[$15^\circ P/45^\circ N$]을 이용한 전동기 구동시 정상상태 상전류 및 합성된 상전압 파형을 보여준다. 경계 샘플링 방법[$0^\circ B/30^\circ P$]에서는 전압크기 지령으로부터 수식(3.39)과 (3.40)을 이용해 0° 과 30° 지점의 영벡터 인가각 계산에 사용하였다. $M_v=0.82$ 을 합성하기 위한 영벡터 인가각은 각각 6.2° 와 4.2° 였으며, 정상상태 상전류파형에서 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $1.26A_{rms}$ 로 상전류 THD는 18.0%였다.

연속 스위칭 방법[$15^\circ P/45^\circ N$]에서는 전압크기 지령으로부터 영벡터 인가각을 실시간으로 구하기가 어렵기 때문에, 본 모의실험에서는 1차 선형화된 영벡터 인가각을 전압지령 생성에 사용하였다. $M_v=0.82$ 조건에서, 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $1.7A_{rms}$ 로 상전류 THD는 24.3%였다. 따라서 그림 3.23의 상전압 WTHD분석 결과처럼 $M_v=0.82$ 의 전압 합성시 $N_s=2$ 에서는 경계 샘플링 방법[$0^\circ B/30^\circ P$]가 가장 작은 THD값을 가졌다.



(가) 경계 샘플링 방법 [$0^\circ B/30^\circ P$]

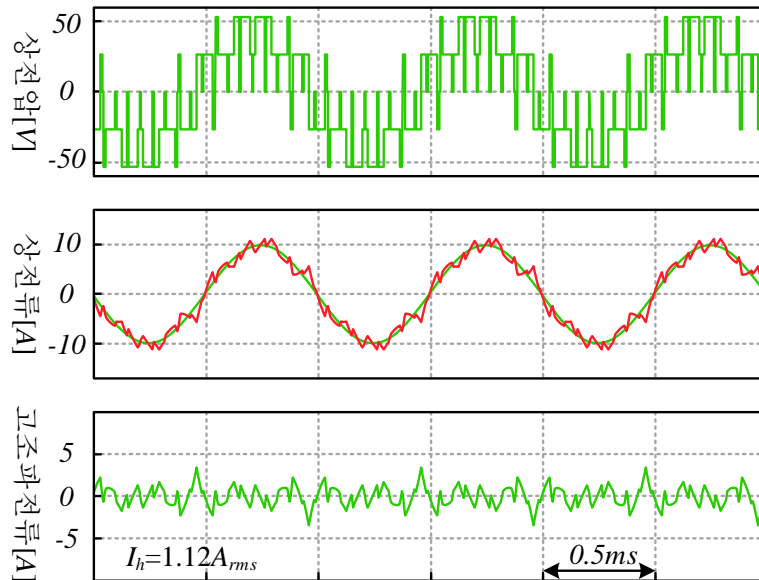


(나) 연속 스위칭 방법 [$15^\circ P/45^\circ N$]

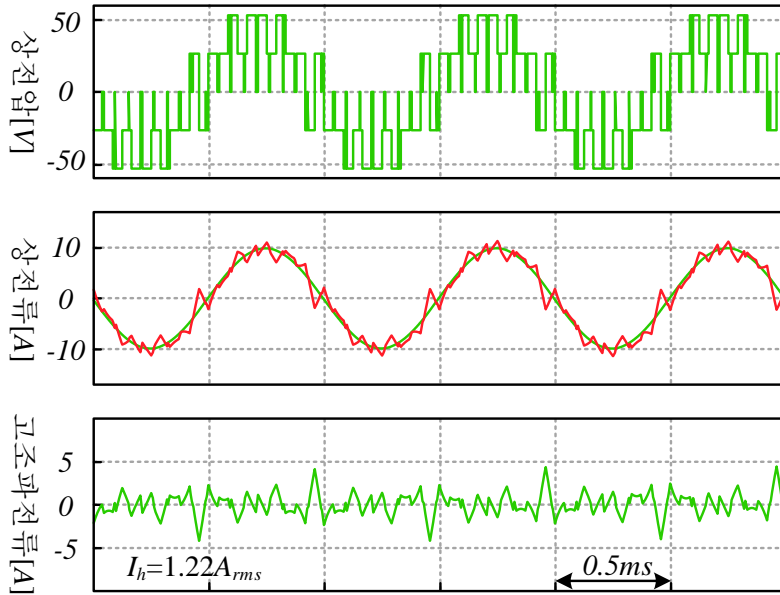
그림 4.9 $N_s=2$ 의 전압 합성방법 사용시 상전압 및 상전류 파형

그림 4.10은 $N_s=3$ 인 연속 스위칭 방법[$10^\circ N/30^\circ P/10^\circ N$], 연속 스위칭 방법 [$10^\circ P/30^\circ N/10^\circ P$]과 불연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/10^\circ P$]을 이용한 전동기 구동시 정상상태 상전류 및 합성된 상전압 파형을 보여준다. 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/10^\circ N$]에서는 전압크기 지령으로부터 수식(3.46)을 이용해 30° 지점의 영벡터 인가각을 얻고, 10° 및 50° 지점의 영벡터 인가각은 1차 선형화된 값을 사용하여 전압지령을 생성하였다. $M_v=0.82$ 을 합성하기 위한 영벡터 인가각은 2.5° 였으며, 정상상태 상전류 파형에서 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $1.12 A_{rms}$ 로 상전류 THD는 16.0%였다.

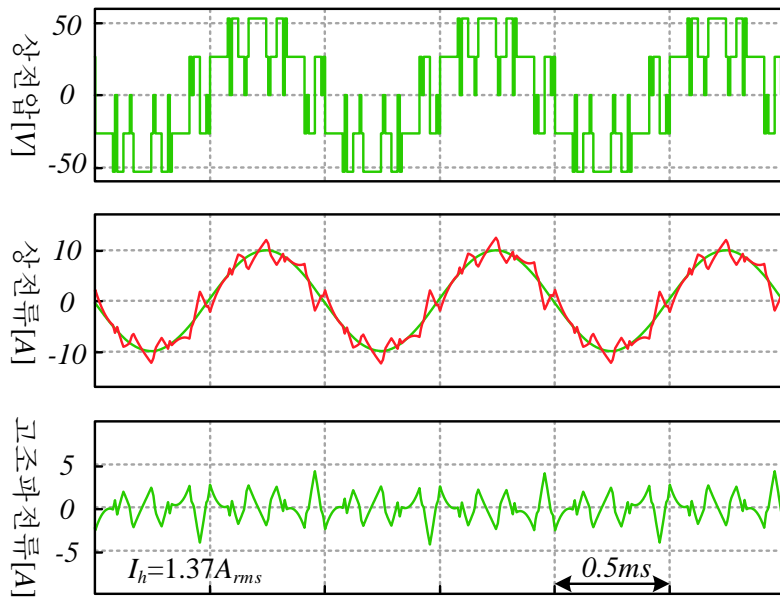
연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/10^\circ P$]과 불연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/10^\circ P$]에서는 전압크기 지령으로부터 수식 (3.50)을 이용해 30° 지점의 영벡터 인가각을 얻고, 10° 및 50° 지점에서의 영벡터 인가각은 1차 선형화된 값을 사용하여 전압



(가) 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/10^\circ N$]



(나) 연속 스위칭 방법 [10°P/30°N/10°P]



(다) 불연속 스위칭 방법 [10°P/30°N/10°P]

그림 4.10 $N_s=3$ 의 전압 합성방법 사용시 상전압 및 상전류 파형

지령을 생성하였다. 여기서 $M_v=0.82$ 을 합성하기 위한 영벡터 인가각은 0.8° 였다. 연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/10^\circ P$]에서 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $1.22A_{rms}$ 로 상전류 THD는 17.2%였고, 불연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/10^\circ P$]에서 기본파 전류를 제외한 고조파 전류는 $1.37A_{rms}$ 로 상전류 THD는 19.6%였다. 따라서 그림 3.30의 상전압 WTHD 분석결과처럼 $M_v=0.82$ 의 전압합성시 $N_s=3$ 에서는 연속 스위칭 방법[$10^\circ N/30^\circ P/10^\circ N$]가 가장 작은 THD값을 가졌다.

모든 방법 중에서 연속 스위칭 방법[$10^\circ N/30^\circ P/10^\circ N$]가 가장 작은 THD를 가진다. 하지만 구동 주파수가 점점 높아진다면, 스위칭 주파수도 같이 증가하기 때문에 구동 주파수별 사용하는 펄스 수 혹은 스위칭 횟수가 제한되어야 한다. 따라서 제한된 스위칭 주파수 조건에서 낮은 THD를 가지는 스위칭 방법을 적절히 선택할 필요가 있다.

(다) 각 방법별 스위칭 손실 및 도통손실 비교

인버터의 스위칭 손실은 하나의 스위치를 구성하는 능동 스위치와 freewheeling 다이오드의 온/오프시의 특성에 의해 결정된다. 스위칭시 발생하는 손실은 스위칭 양단의 전압과 전류곱의 스위칭 순간 동안의 적분값이다. 하지만 이러한 스위칭시의 과도적인 전류와 전압값은 스위칭 순간 각 소자에 흐르는 전류, 소자양단의 전압, 온도에 따라 그 특성이 달라진다.

따라서 스위칭시 발생하는 손실전력을 예상할 때는, 소자 제작사가 제공해주는 총 스위칭 에너지표를 참고할 수 있다. 스위치스위칭 에너지 손실은 스위칭 이벤트 발생시 능동 스위치와 다이오드 둘중 한곳에서만 발생하게 되고 이는 상전류의 방향에 따라 결정되게 된다. 각 스위칭 에너지 손실(switching

energy loss)은 스위칭 이벤트 발생시 흐르는 전류에 비례하는 값으로 가정할 수 있으며 능동 스위치 에너지 손실(w_{active})과 다이오드 스위칭 에너지 손실(w_{diode})은 다음과 같다.

$$w_{active} = E_T |i_{sw}|, \quad w_{diode} = E_D |i_{sw}|. \quad (4.22)$$

여기서 E_D 와 E_T 는 온/오프시 발생하는 단위전류당 총 손실에너지이고, i_{sw} 는 스위칭시 각 소자에 흐르는 전류값이다.

기존의 고정 샘플링을 이용한 전압합성방법에서는 출력 상전류가 정현적이라고 가정하고 스위칭 손실을 수식적으로 계산할 수 있다. 하지만 동기 PWM을 이용한 전압합성방법 사용시 그림 4.8~4.10처럼 고조파 성분으로 인한 상전류 맥동성분이 크기 때문에 더 이상 상전류가 정현적이라는 가정을 하기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 모의실험장비 ‘PLECS 3.6’을 이용하여 스위칭 손실을 예상해 보았다. 그림 4.8~4.10의 조건에서의 스위칭 손실값을 표 4.2에 정리하였다. 이때 스위치 소자 “IRFP4228”을 고려하여, 80V 10A조건에서 $E_D=E_T=3\mu J$ 이라고 가정하였다.

$N_s=1$ 인 방법은 모두 $P_{sw}=3$ 이지만, 각방법별로 스위칭 지점이 각각 다르기 때문에 스위칭손실이 달랐다. 특히 $N_s=2$ 에서는 경계 샘플링 방법[$0^\circ B/30^\circ P$]에서는 $P_{sw}=5$ 로 연속 스위칭 방법[$15^\circ P/45^\circ N$]의 6보다 스위칭 횟수가 더 작았지만, 오히려 스위칭 손실이 더 크다. 연속 스위칭 방법[$15^\circ P/45^\circ N$]에서는 그림 3.21처럼 스위칭 지점이 한 주기 내에 고르게 분포되어 있다. 하지만, 경계 샘플링 방법[$0^\circ B/30^\circ P$]에서는 그림 3.19처럼 스위칭 지점이 상전압 기본파의 0과 π 부근에 모여있는데, 이 부근에서 상전류가 크기 때문이다. $N_s=3$ 에서는 연속 스위칭 방법[$10^\circ N/30^\circ P /50^\circ N$]과 연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]에서는

$P_{sw}=9$ 로 스위칭 손실이 비교적 컸으며, 불연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]의 경우 $P_{sw}=7$ 로 스위칭 손실이 작았다.

능동 소자의 도통전압(v_{active}) 및 다이오드의 도통전압(v_{diode})은 반도체 소자의 특성에 의해 흐르는 전류에 비례하는 저항 성분과 일정한 전압강하를 일으키는 성분이 존재하며 그 값은 아래와 같다.

$$v_{active} = V_{act} + R_{act}|i_{act}|, \quad v_{diode} = V_{di} + R_{di}|i_{di}|. \quad (4.23)$$

여기서 V_{act} 와 V_{di} 는 능동 스위치와 freewheeling 다이오드의 전압강하 성분이고, R_{act} 와 R_{di} 는 능동 스위치와 freewheeling 다이오드의 on상태 저항값, i_{act} 와 i_{di} 는 능동 스위치와 freewheeling 다이오드의 각소자에 흐르는 전류값이며, $i_{act} > 0$ 와 $i_{di} > 0$ 을 만족하는 값이다. 도통손실은 도통 전압과 전류의 곱을 일정주기 동안 평균한 값으로 계산되는데 그 값은 아래와 같다.

$$P_{conA} = \bar{i}_{act}V_{act} + \bar{i}_{act}^2 R_{act}, \quad P_{conD} = \bar{i}_{di}V_{di} + \bar{i}_{di}^2 R_{di}. \quad (4.24)$$

여기서 P_{conA} 와 P_{conD} 는 능동 스위치와 freewheeling 다이오드의 도통손실, \bar{i}_{act} 와 \bar{i}_{di} 는 능동 스위치와 freewheeling 다이오드의 도통시 흐르는 평균전류값이다. 따라서 도통손실은 소자에 흐르는 전류와 전류의 제곱에 비례하는 값이기 때문에 상전류 THD가 작으면 작을수록 도통손실이 작게 된다.

도통손실 또한 모의실험을 통해 측정하였으며 표 4.2에 정리하였다. 이때 스위치 소자 “IRFP4228”을 고려하여, $V_{act}=V_{di}=0$, $R_{act}=R_{di}=12m\Omega$ 로 설정하였다. $N_s=1$ 인 방법에서는 연속 스위칭 방법 [$30^\circ P$], $N_s=2$ 인 방법에서는 경계 샘플링 방법 [$0^\circ B/30^\circ P$], $N_s=1$ 인 방법에서는 연속 스위칭 방법 [$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ M$]의 도통 손실이 각 N_s 에서 가장 작았다 이는 그림 4.8~4.10의 상전류 THD 분석결과와 일치한다.

총 인버터 손실을 비교해본 결과 불연속 스위칭 방법[10°P/30°N/50°P]가 가장 작은 총 인버터 손실을 가지는 것을 확인하였다. 하지만 이 결과는 단위전류 당 총 손실에너지와 on상태 저항값에 따라 스위칭 손실 및 도통손실의 비가 달라질 수 있으며, 또한 전동기 운전조건에 따라서도 달라지게 된다.

표 4.2 동기 PWM방법 별 스위칭 손실 및 도통 손실

N_s	전압합성방법	스위칭 손실	도통 손실	총 인버터 손실
1	연속 스위칭 방법 [30°P]	0.092W	1.928 W	2.020 W
	연속 스위칭 방법 [30°N]	0.076 W	2.322 W	2.398 W
	경계 샘플링 방법 [0°B]	0.068 W	2.053 W	2.121 W
2	경계 샘플링 방법 [0°B/30°P]	0.197 W	1.859 W	2.056 W
	연속 스위칭 방법 [15°P/45°N]	0.146 W	1.908 W	2.055 W
3	연속 스위칭 방법 [10°N/30°P/50°N]	0.215 W	1.837 W	2.052 W
	연속 스위칭 방법 [10°P/30°N/50°P]	0.209 W	1.840 W	2.049 W
	불연속 스위칭 방법 [10°P/30°N/50°P]	0.143 W	1.872 W	2.015 W

4.2 스위칭 방법간의 절환

동기 PWM을 이용한 전압합성시 인버터의 스위칭 주파수는 출력전압 주파수의 정수배로 고정되어있기 때문에 동기 PWM방법은 운전속도에 따라 가변하는 스위칭 주파수를 가지게 된다. 그림 4.11은 사용된 펄스수 별 평균 스위칭 주파수를 속도에 대해 도시하였다. $P_{sw}=3$ 에서 평균 스위칭 주파수가 스위칭 주파수 제한선과 만나는 지점의 운전 주파수를 기준 운전주파수 ω_{base} 로 두었다. 각 방법은 최대 스위칭 주파수 제한값 $f_{sw,max}$ 의 이하 주파수까지 사용할 수 있기 때문에 펄스수가 많은 스위칭 방법을 높은 속도에서 동작시킬 수 없다. 반대로 동기 PWM방법은 영속에 적용할 수 없고, 저속에서는 상대적으로 낮은 스위칭 주파수로 인해 전류맥동이 커지기 때문에 스위칭 손실측면에서 이득이 없다. 즉, 한 종류의 동기 PWM방법을 모든 속도영역에서 적용할 수 없고, 영속 및 저속에서는 동기 PWM방법을 적용할 수 없음을 뜻한다.

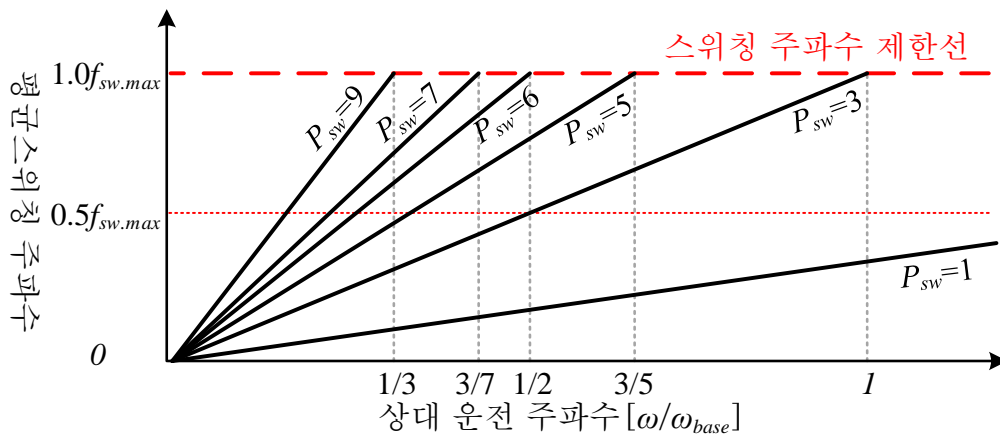


그림 4.11 운전주파수에 따른 방법별 평균 스위칭 주파수

따라서 운전 주파수에 따라 적절한 스위칭 방법으로의 전환이 필요하다. 이번 절에서는 운전 조건에 따른 최적의 동기 PWM방법을 선정하고 각 방법들 사이에서의 절환방법 전략을 제안한다. 또한 영속 및 저속 구동을 위해 고정 샘플링 시스템에서 가변 샘플링으로의 절환시 고려해야하는 부분에 대해 서술하고 알맞은 전환 알고리즘을 제안한다.

4.2.1 최소 WTHD를 가지는 동기 PWM방법간의 절환

먼저 동기 PWM방법간의 절환시 샘플링지점의 일치여부를 고려하지 않고 운전속도별 WTHD가 최소인 동기 PWM방법을 사용하는 경우에 대해 살펴본다. 이 방법은 동기 PWM방법간의 절환시 순간 과도 전류 및 토크를 허용하고, 절환 이외의 운전 속도에서 최소의 WTHD를 가지는 최우선으로 생각하는 시스템에 적용될 수 있다.

먼저 부하 및 속도 조건에 따라 요구되는 M_v 의 크기가 각각 다르므로, 목표로 하는 전동기 시스템의 운전조건에 대한 분석이 필요하다. 여기서는 부록의 표 A.1의 동기전동기를 정격 부하조건에서 30 kr/min 부터 100 kr/min 까지 구동한다고 가정하였으며, 속도에 따른 M_v 는 표 4.3과 같다. 여기서 86 kr/min 에서 $M_v=1.0$ 에 도달 하였으므로 그 이상의 속도에서는 six-step 운전이 유지되어야 한다.

표 4.3 속도에 따른 전압변조지수(M_v)

속도(kr/min)	30	40	50	60	70	80	86
M_v	0.38	0.48	0.6	0.7	0.81	0.93	1.0

이러한 전압변조지수 조건을 바탕으로 속도에 따른 WTHD 곡선을 그리면, 그림 4.12 (나)의 곡선들과 같다. 여기서 각 동일한 펄스수 조건에서 낮은 WTHD를 가지는 방법들만 그림에 도시하였다. 각 펄스수에 해당하는 동기 PWM방법은 아래와 같다.

- $P_{sw}=3$: 연속 스위칭 방법[30°P] (CS[30°P])
- $P_{sw}=5$: 경계 샘플링 방법[0°B/30°P] (BS[0°B/30°P])
- $P_{sw}=6$: 연속 스위칭 방법[15°N/30°P] (CS[15°N/30°P])
- $P_{sw}=7$: 불연속 스위칭 방법[10°P/30°N/50°P] (DS[10°P/30°N/50°P])
- $P_{sw}=9$: 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N] (CS[10°N/30°P/50°N])

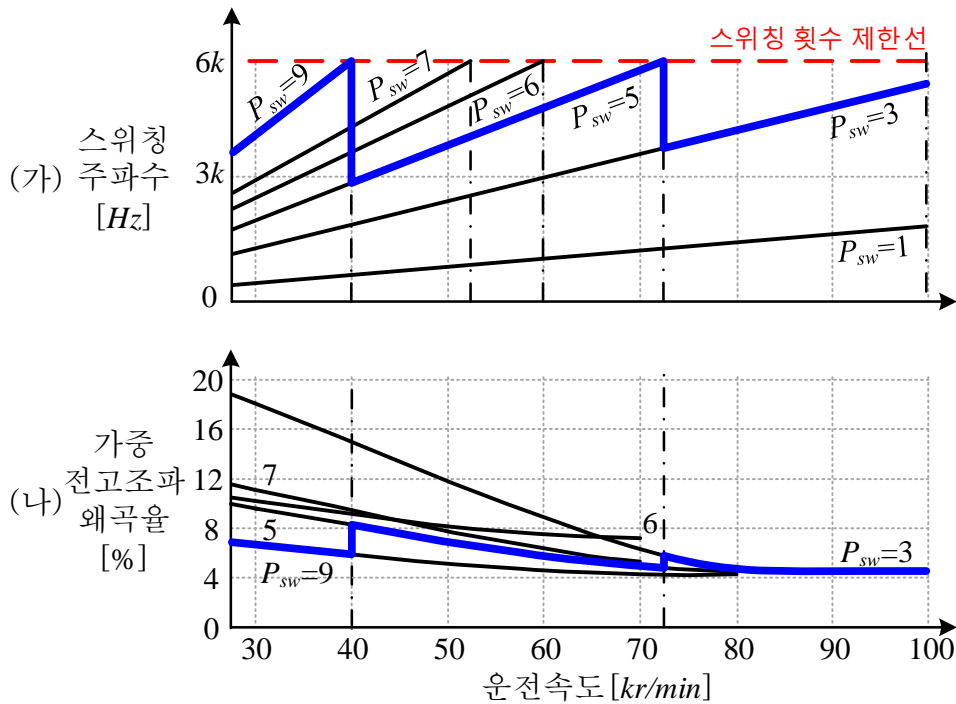


그림 4.12 최소 WTHD가지는 동기PWM방법간의 절환: 전압합성 방법 별 평균 스위칭 주파수 및 상전압 WTHD

그림 4.12 (가)는 최대 스위칭 주파수 제한이 $6kHz$ 라고 할때 스위칭 펄스 수마다 운전주파수 대비 평균 스위칭 주파수를 나타냈다. 따라서 $P_{sw}=5$ 는 $72 kr/min$ 이하 속도에서 사용가능하고, $P_{sw}=6$ 는 $60 kr/min$ 의 속도에서는 $P_{sw}=3$ 만이 사용 가능함을 뜻한다. 또한 $P_{sw}=1$ 는 six-step 운전방식의 평균 스위칭 주파수를 뜻한다.

따라서 제한된 스위칭 주파수 조건에서 가장 낮은 WTHD를 가지는 방법을 선택할 경우 속도에 따른 최적 스위칭 방법은 굵은실선과 같다. $40 kr/min$ 이하의 속도에서는 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 을, $40 kr/min$ 이상 $72 kr/min$ 이하의 속도에서는 $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 을, $72 kr/min$ 이상의 속도에서는 $CS[30^\circ P]$ 을 사용한다. 여기서 $40 kr/min$ 이상 $60 kr/min$ 이하의 속도에서 $P_{sw}=6$ 과 $P_{sw}=7$ 을 사용할 수도 있지만 $P_{sw}=5$ 의 WTHD에 비해 $P_{sw}=6$ 과 $P_{sw}=7$ 의 WTHD가 오히려 더 크기 때문에 $P_{sw}=5$ 을 사용하는 것이 유리하다.

(가) 모의실험결과 - 전류과형

그림 4.13은 속도 증가에 따른 스위칭 방법 절환시 상전류 및 샘플링 시간에 대한 모의실험 과형이다. q 축 전류는 속도에 상관없이 $10A$ 로 제어하였고, 속도맥동에 의한 추가적인 속도 절환을 막기위해 $1 kr/min$ 의 히스테리시스 밴드를 두었다. 속도 증가시에는 절환 기준 속도에서의 절환이 발생하도록 하였기 때문에, $72 kr/min$ 과 $40 kr/min$ 에서 절환이 발생하였다. 반대로 속도 감소시에는 히스테리시스 밴드의 영향으로 인해 $71 kr/min$ 과 $39 kr/min$ 에서 절환이 발생한다. M_v 의 변동과 스위칭 방식 변경으로 인해 정상상태 전류 리플의 형태 및 최대치 변동이 있다. 또한 절환 시점인 과도 상태에서 전류가 튀는 현상이

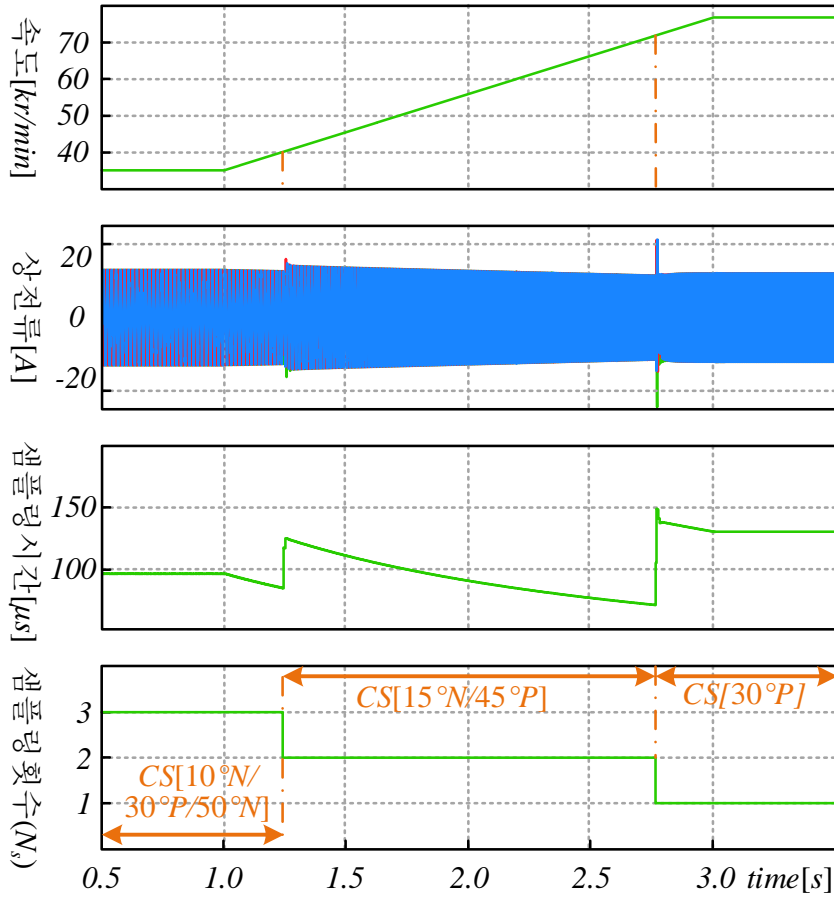


그림 4.13 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 상전류 및 샘플링 시간

발생하였다. 샘플링 시간은 정상상태 조건에서 속도에 반비례하는 값을 가지므로 속도 증가 시에는 샘플링시간이 감소하게 되며, 절환 직후의 과도상황에서는 dq 전압각 제어를 위한 가변 샘플링 시간이 인가되지만 정상상태에서의 샘플링 시간과 크게 차이 나지 않음을 알 수 있다.

그림 4.14는 $CS[30°P]$, $BS[0°B/30°P]$, $CS[10°N/30°P/50°N]$ 3가지 방법의 샘플링 시점 및 삼각파의 위상을 함께 도시한 그림이다. 연속 스위칭 방식의 경우 $0°$ 를

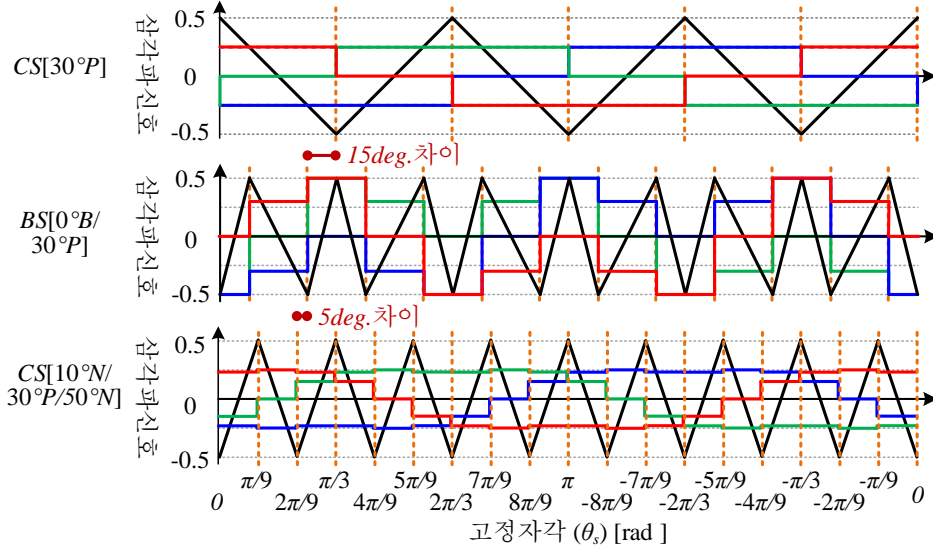
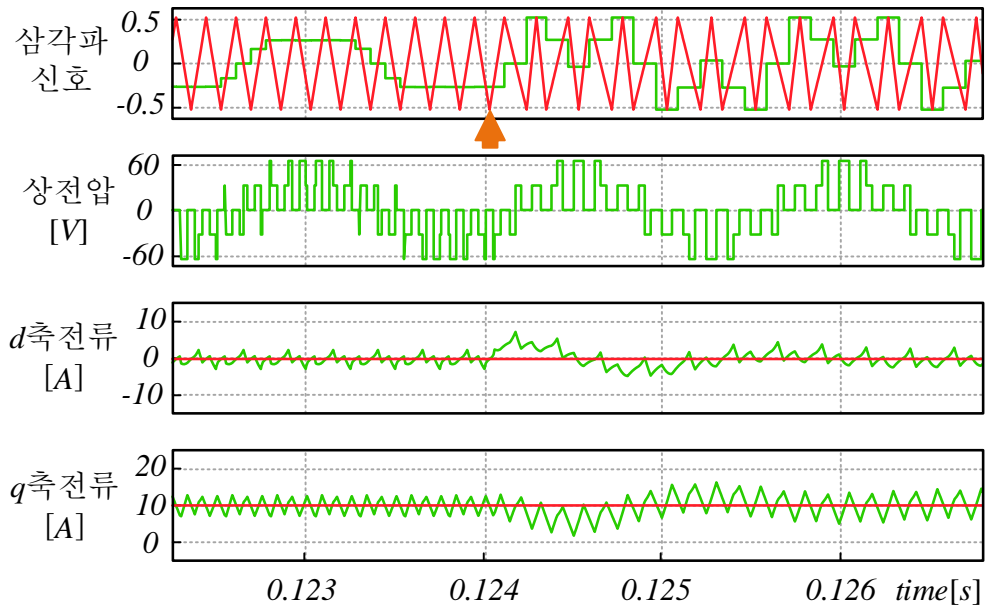


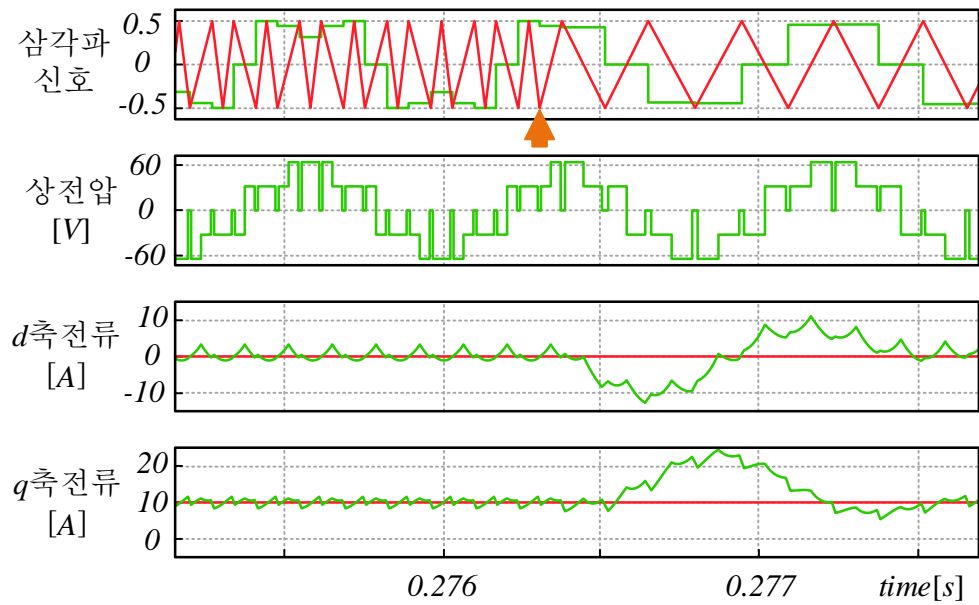
그림 4.14 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 각 방법의 샘플링 지점 및 삼각파 신호

기준으로 $\pi/(3N_s)$ 의 간격으로 샘플링 지점이 존재하지만, 경계샘플링의 경우 $-\pi/(6N_s)$ 을 기준으로 $\pi/(3N_s)$ 의 간격으로 샘플링 지점이 존재한다. 점선은 각 방법의 샘플링 지점을 표시한 것인데, 3가지 방법의 샘플링 지점이 겹치지 않는다. CS[30°P]과 BS[0°B/30°P]의 최소 샘플링 지점간의 최소 차이는 15°, BS[0°B/30°P]과 CS[10°N/30°P/50°N]의 샘플링 지점간의 최소 차이는 5°이다. 따라서 경계 샘플링과 연속샘플링 사이의 절환시 샘플링 지점의 이동이 필연적으로 발생하며, 이로 인해 dq 축 전압각 변동이 발생하게 된다. 또한 위상각을 변동 시키더라도 경우에 따라서는 삼각파 신호의 위상이 반대가 되어 추가적인 스위칭이 발생할 수도 있다.

그림 4.15에서는 속도 증가에 따라 스위칭 방법간의 절환 발생시의 삼각파 신호, 상전압 파형과 d 축 및 q 축 전류를 확대한 파형이다. 여기서 절환 순간은 화살표로 표시하였다. 그림 4.15(가)는 CS[10°N/30°P/50°N]에서 BS[0°B/30°P]로의



(가) CS[10°N/30°P/50°N]에서 BS[0°B/30°P]로 절환



(나) BS[0°B/30°P]에서 CS[30°P]로 절환

그림 4.15 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 절환시 상전압 및 dq축 전류

절환시 과형으로 θ_{dq} 오차가 발생하여 과도상태 맥동 최고치는 정상상태 맥동 최고치에 비해 약 5A 증가하였다. 그림 4.15(나)는 BS[0°B/30°P]에서 CS[30°P]로의 절환시 과형으로 θ_{dq} 오차가 발생하여 과도상태 맥동 최고치는 정상상태 맥동 최고치에 비해 14A까지 증가하였다. 그림4.15에서는 절환시 삼각파 신호의 위상천이로 인해 추가 스위칭이 발생하지 않았지만, 경우에 따라서는 추가 스위칭이 발생할 수 있다.

(나) 모의실험결과 - 자속계적

동기 PWM방법 이용시 정상상태 및 과도상태에서의 자속계적을 살펴볼 필요가 있다. 출력된 정지좌표계 전압에서 상저항에 의한 전압강하 성분을 뺀 값을 적분하여 정지좌표계 d축 및 q축 자속($\lambda_{ds}^s, \lambda_{qs}^s$)을 구할 수 있으며, 이는 다음 수식과 같다[39].

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^s &= \int_0^t (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) d\tau, \\ \lambda_{qs}^s &= \int_0^t (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) d\tau. \end{aligned} \tag{4.25}$$

여기서 v_{ds}^r 과 v_{qs}^r 는 정지좌표계 d축과 q축 전압, i_{ds}^r 과 i_{qs}^r 는 동기좌표계 d축과 q축 전류이다.

그림4.16에서는 동기 PWM방법간의 절환이 없는 정상상태에서의 자속계적을 도시하였다. 그림4.16의 (가)는 39 kr/min에서 CS[10°N/30°P/50°N]을 이용해 전압합성시, (나)는 60 kr/min에서 BS[0°B/30°P]을 이용해 전압합성시, (다)는 77,000 kr/min에서 CS[30°P]을 이용해 전압합성시 수식(4.14)를 통해 구한 정지좌표계 자속계적이다. 속도가 증가함에 따라 자속 계적의 크기가 커졌으며, 3가지 방법 모두 6각형의 균형잡힌 자속계적을 가지고 있음을 확인할 수 있다.

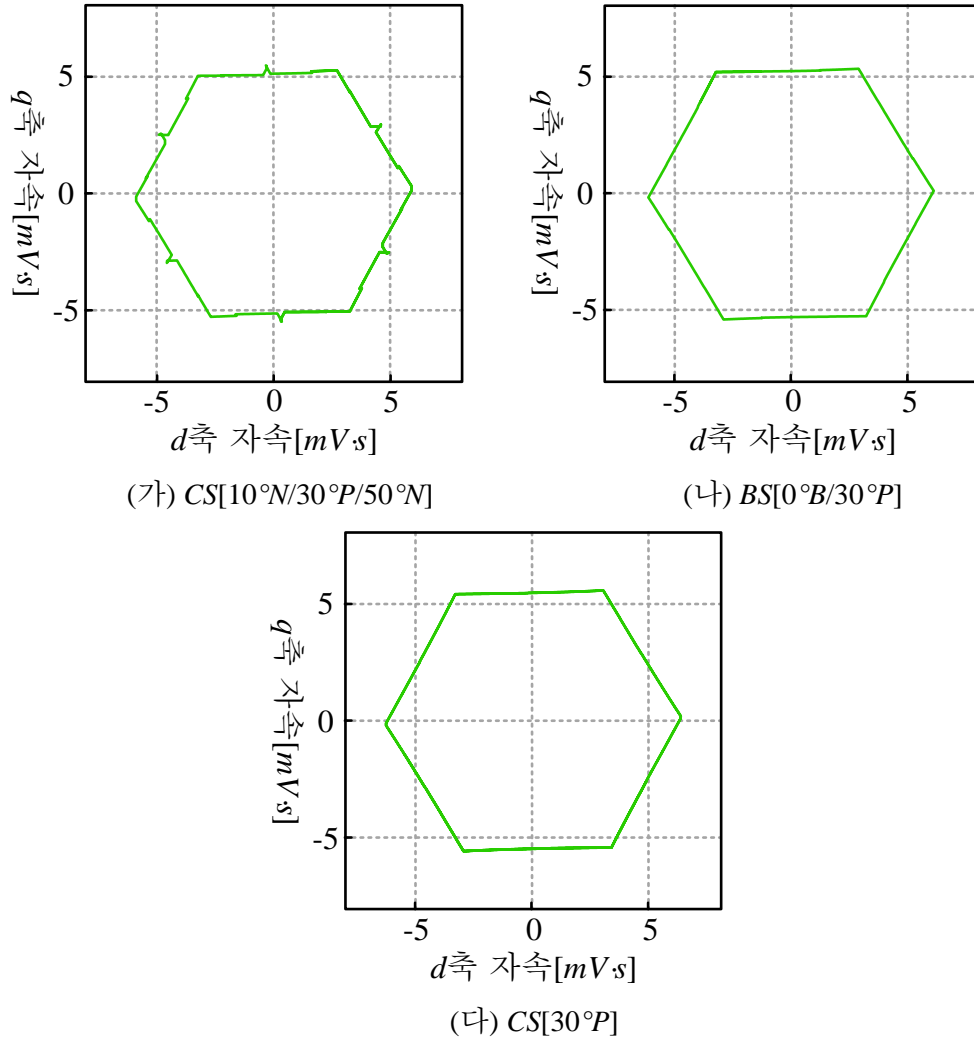
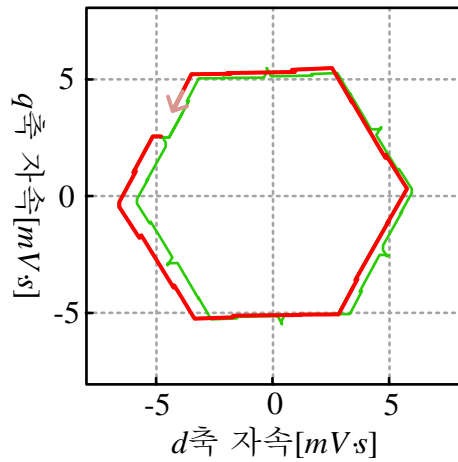


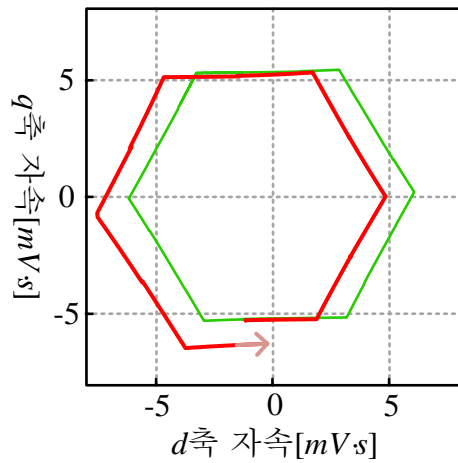
그림 4.16 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 정상상태 자속궤적

그림4.17에서는 동기 PWM방법간의 절환시의 자속궤적을 도시하였다. (가)는 40 kr/min 에서 CS[10°N/30°P/50°N]에서 BS[0°B/30°P]로 절환시, (나)는 72 kr/min 에서 BS[0°B/30°P]에서 CS[30°P]로 절환시 과도상태 자속궤적이다. 절환시 샘플링 지점에 대한 오차로 인해 자속궤적이 정상상태의 자속궤적에서

벗어나게된다. 이렇게 벗어난 자속중심으로 인해 과도태에서 전류백동이 추가로 발생하게 되는 것이다. 특히 $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 에서 $CS[30^\circ P]$ 로 절환시 자속중심의 이동이 더 크다는 것을 확인 할 수 있다.



(가) $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 에서 $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 로 절환시



(나) $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 에서 $CS[30^\circ P]$ 로 절환시

그림 4.17 최소 WTHD가지는 동기 PWM방법간의 절환: 과도상태 자속궤적

4.2.2 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환

스위칭 방법간의 샘플링지점에 대한 오차와 추가적인 없이 동기 PWM 방법을 연결하고자 할 경우, 스위칭 방법들의 삼각파 방향 및 샘플링 시점에 대한 고려가 필요하다. 앞선 4.2.1의 운전속도에 따라 WTHD가 최소인 동기 PWM방법을 사용하는 방법에서 삼각파의 방향이 동기화되지 않은 상태에서 절환이 발생할 경우 원하지 않는 전압벡터를 순간 발생시키거나 한번의 추가적인 스위칭이 발생한다. 따라서 방법간의 샘플링지점 동기화로 전압합성 방법간의 절환시 과도 전류 오차를 줄일수 있는 방식을 제안한다.

표 4.4는 앞절에서 소개한 전압합성 방법을 적용할 경우 샘플링 및 전압 지령 업데이트가 발생하는 지점을 나타낸 표이다. ‘up’이 표시된 지점은 시스템 샘플링 및 전압 지령값에 대한 업데이트가 발생하고 삼각파가 최소값을 가져

표 4.4 방법 별 샘플링 시점 및 삼각파 방향

샘플링수		인가각(α)						
		0	15	20	30	40	45	60
1	<i>BS(0°B)</i>	up						up
	<i>CS(30°P)</i>	down						up
2	<i>BS(0°B/30°P)</i>		down				up	
	<i>CS(15°P/45°N)</i>	down			up			down
	<i>CS(15°N/45°P)</i>	up			down			up
3	<i>CS(10°N/30°P/50°N)</i>	up		down		up		down
	<i>CS(10°P/30°N/50°P)</i>	down		up		down		up
	<i>DS(10°P/30°N/50°P)</i>	down		up		down		up

이 지점 이후부터는 증가하는 삼각파를 가진다는 뜻이다. 따라서 이 지점부터 다음 샘플링까지의 샘플링 주기는 오프시퀀스에 해당한다. ‘down’이 표시된 지점은 시스템 샘플링 및 전압 지령값에 대한 업데이트가 발생하고 삼각파가 최대값을 가져 이 지점 이후부터는 삼각파가 감소한다는 뜻이다. 따라서 이 지점부터 샘플링 주기는 온 시퀀스에 해당한다. ‘up’과 ‘down’의 표시는 홀수번째 섹터를 기준으로 도시한 것으로 $BS(0^\circ B)$ 를 제외한 나머지 방법들은 짝수 번째 섹터에서는 up/down 조건이 반대이다.

따라서 방법 전환시 샘플링 지점이 일치하고 추가적인 스위칭이 발생하지 않도록 사용할 수 있는 방법은 아래와 같다.

- $N_s=1, CS(30^\circ P) + N_s=3, DS(10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P)$ 또는 $CS(10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P)$
- $N_s=1, BS(0^\circ B) + N_s=2, CS(15^\circ N/45^\circ P) + N_s=3, CS(10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N)$
- $N_s=1, CS(30^\circ P) + N_s=2, CS(15^\circ N/45^\circ P) + N_s=3, CS(10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N)$

여기서 N_s 이 짝수인 경계 샘플링 방식에서 벡터 인가각은 섹터의 경계를 기준으로 위치하기 때문에, N_s 가 홀수인 연속 및 불연속 스위칭 방식의 샘플링 및 업데이트 지점과 엇갈린 위치에 계속 존재하게 된다. 따라서 N_s 가 짝수인 경계 샘플링 방식은 N_s 가 짝수인 연속 및 불연속 스위칭 방식을 사용하면 동기지점을 찾을 수 있어 자연스러운 연결이 가능해 질 수 있다.

(가) 모의실험결과 - 전류파형

위 3가지 방법중 제한된 스위칭 주파수 조건에서 가장 낮은 WTHD를 가지는 방법을 선택할 경우 3번째 방법이며, 그림 4.18의 속도에 다른 WTHD 곡선에서 굵은 실선으로 나타냈다. 40 kr/min 이하의 속도에서는 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 을, 40 kr/min 이상 60 kr/min 이하의 속도에서는 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 을, 60 kr/min 이상의 속도에서는 $CS[30^\circ P]$ 을 사용한다. 이 방법은 앞절의 최소 WTHD를 가지는 스위칭

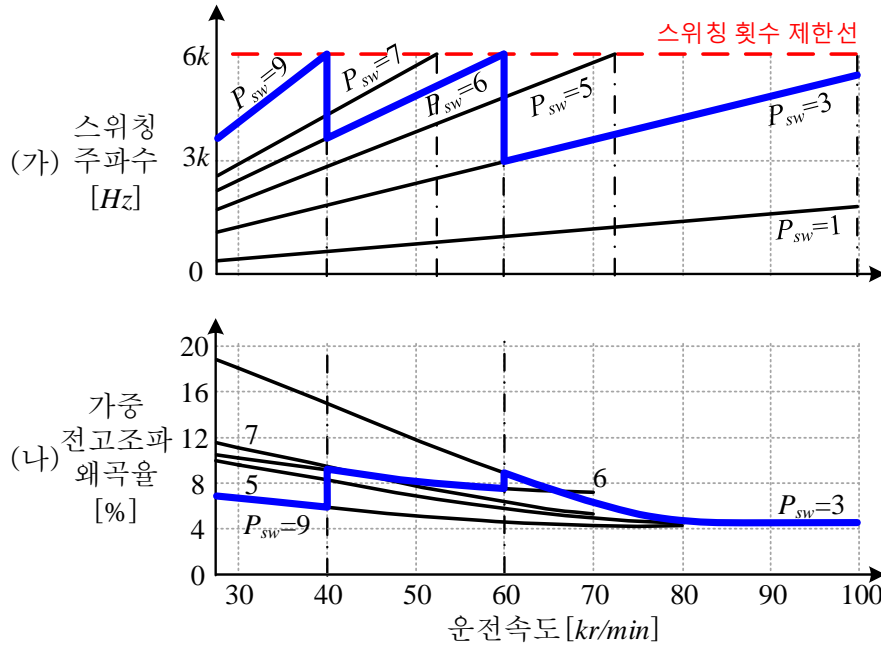


그림 4.18 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 전압합성 방법 별 평균 스위칭 주파수 및 상전압 WTHD

방법에 비해 $40 kr/min$ 이상 $72 kr/min$ 이하의 속도에서는 WTHD가 다소 증가하게 된다.

그림 4.19은 $CS[30^\circ P]$, $CS[15^\circ N/45^\circ P]$, $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 3가지 방법의 샘플링 시점 및 삼각파의 위상을 함께 도시한 그림이다. 3가지 방법 모두 연속 스위칭 방식이므로 경우 0° 를 기준으로 $\pi/(3N_s)$ 의 간격으로 샘플링 지점이 존재한다. 섹터 내의 샘플링 지점은 일치하지 않지만, 각 섹터의 시작지점인 $0, \pm\pi/3, \pm 2\pi/3, \pi$ 에서 샘플링 지점이 일치하게 된다. 따라서 속도 경계에 따라 방법간의 절환이 발생할 경우 이 샘플링 지점에서 변경하게되면, 방법간의 절환시 발생하는 전류 맥동을 저감 할 수 있게 된다. 또한, $CS[30^\circ P]$ 과 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 간의 절환시에는 $\pm\pi/3$ 과 π 에서, $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 과 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 간의 절환시에는 0 과

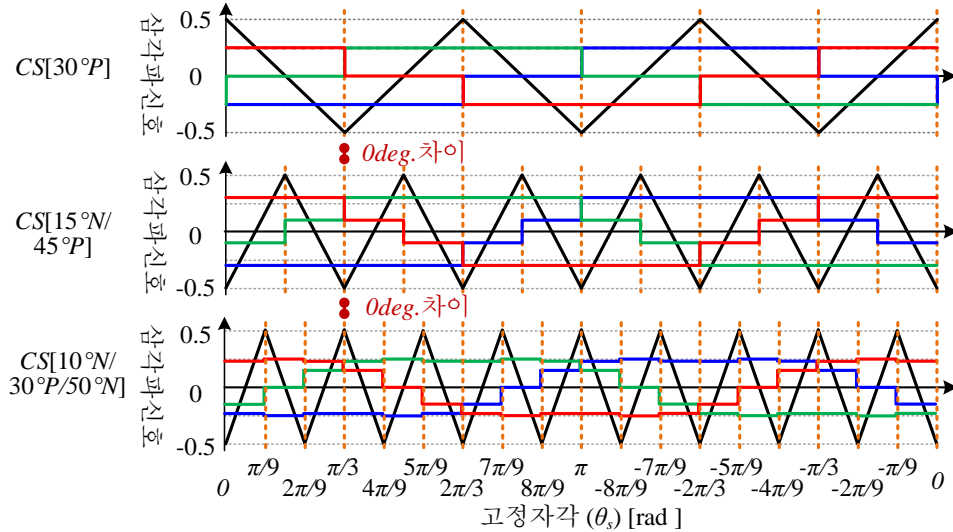
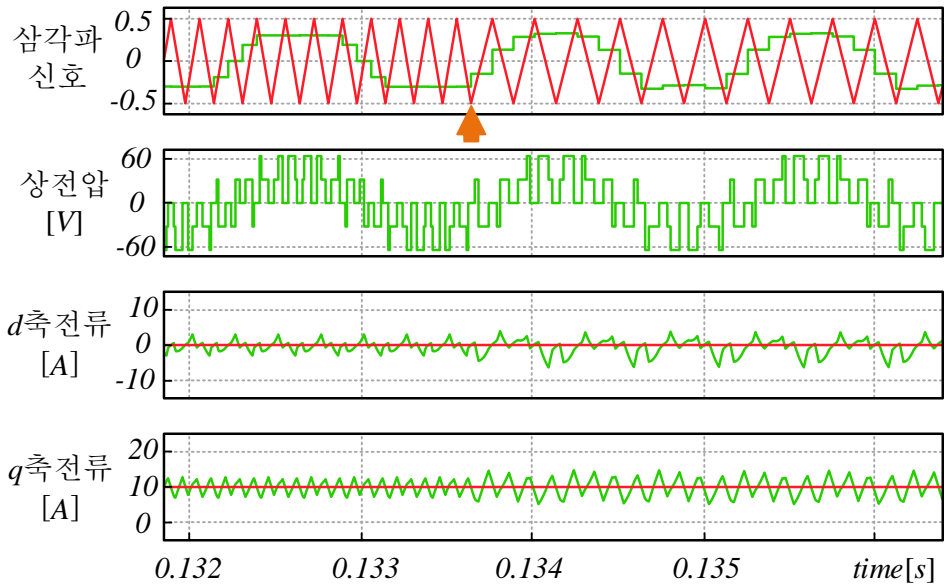


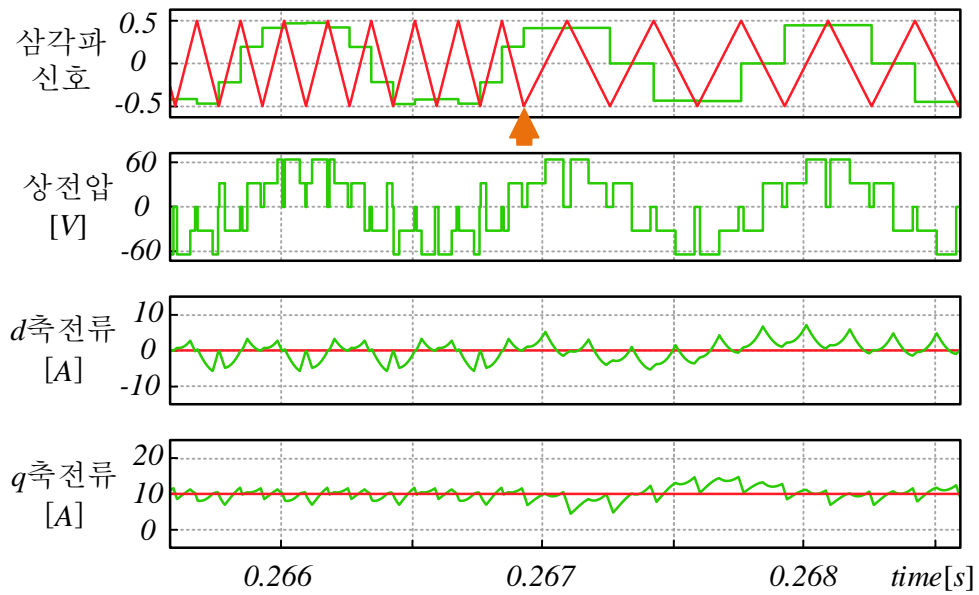
그림 4.19 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 각 방법의 샘플링 지점 및 삼각파 신호

$\pm 2\pi/3$ 에서 절환을 실시할 경우 추가적인 스위칭이 발생하지 않는다.

그림 4.20에서는 속도 감소방향에서 스위칭 방법간의 절환 발생시의 상전압 파형과 dq 축 전류를 도시하였다. 여기서 절환 순간은 화살표로 표시하였다. $CS[10°N/30°P/50°N]$ 에서 $CS[15°N/45°P]$ 로의 절환시 dq 축 전류의 과도상태 맥동 최고치는 정상상태 맥동 최고치와 거의 차이가 없었다. $CS[15°N/45°P]$ 에서 $CS[30°P]$ 로의 절환시 dq 축 전류의 과도상태 맥동 최고치는 정상상태 맥동 최고치보다 약 2A가 증가하였는데 이는 앞선방법에 비해 약 90%의 맥동 전류 저감 효과가 있었다. 또한 삼각파 신호의 위상 변화 발생하지 않기 때문에 추가적인 스위칭 증가는 항상 존재하지 않는다는 장점이 있다. 따라서 절환시 토크맥동을 최소화 하는 것이 중요하거나 $CS[15°N/45°P]$ 가 사용되는 속도 구간에서의 운전이 적은 시스템에 적용하기 용이하다.



(가) CS[10°N/30°P/50°N] 에서 CS[15°N/45°P]로 절환



(나) CS[15°N/45°P]에서 CS[30°P]로 절환

그림 4.20 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 절환시 과도상태 상전압 및 dq축 전류

(나) 모의실험결과 - 자속궤적

그림4.21에서는 50 kr/min 에서 $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 을 이용해 전압합성시 정상상태에서의 자속궤적을 도시하였다. 나머지 동일샘플링 지점을 가지는 스위칭방법간의 절환에서 사용되는 $CS[30^\circ P]$ 과 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 의 자속궤적은 그림 4.16의 최소 $WTHD$ 가지는 스위칭 방법간의 절환에서의 자속궤적과 같다. $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 을 사용시의 자속궤적은 3면의 길이는 길고 나머지 3면의 길이는 상대적으로 짧은 구조를 가지고 있다. 이는 출력전압에 짝수 고조파로 인해 생기는 것으로 기본과 자속의 궤적은 중심에 있지만, 평균 자속은 음의 d 축 방향으로 치우친 구조를 가진다.

그림4.22에서는 동기 PWM방법간의 절환시의 자속궤적을 도시하였다. 그림 4.22(가)는 40 kr/min 에서 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 에서 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 로 절환시, 그림 4.22(나)는 60 kr/min 에서 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 에서 $CS[30^\circ P]$ 로 절환시 과도상태 자속 궤적이다. 그림4.22(가)에서는 절환시 자속궤적의 중심의 변화가 거의 없이,

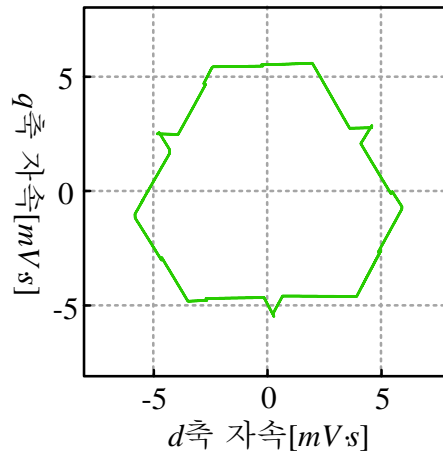
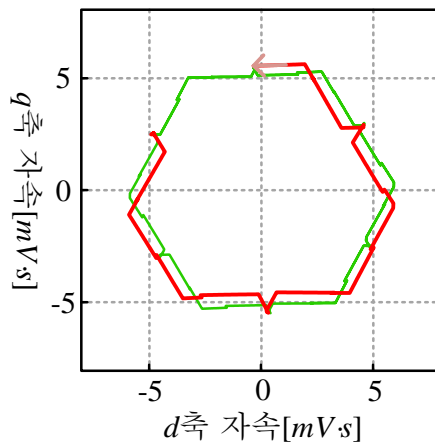
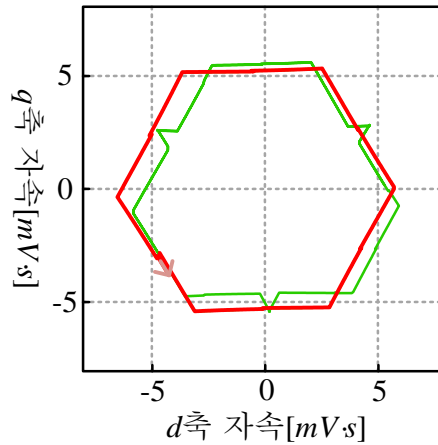


그림 4.21 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기PWM방법간의 절환:
 $BS[0^\circ B/30^\circ P]$ 에서의 정상상태 자속궤적

자연스럽게 자속이 연결된다. 그림4.22(나)에서는 절환시 자속궤적이 정상상태의 자속궤적에서 조금 벗어나지만, 앞선 최소 WTHD까지는 스위칭 방법간의 절환 방법에 비해 그 크기가 작음을 확인 할 수 있다. 따라서 동일한 샘플링 지점을 가지는 스위칭방법 간의 절환시에는 자속중심의 이동이 없거나 작기 때문에 과도상태 전류맥동 증가를 줄일 수 있음을 알 수있다.



(가) $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 에서 $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 로 절환시



(나) $CS[15^\circ N/45^\circ P]$ 에서 $CS[30^\circ P]$ 로 절환시

그림 4.22 동일한 샘플링 지점을 가지는 동기 PWM방법간의 절환: 과도상태 자속궤적

4.2.3 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로의 전환

가변 샘플링 및 동기 PWM방법만을 이용하여 영속부터 전동기 구동을 하기에는 어려움이 존재한다. 따라서 고조파의 크기가 작고 정확한 기본파 전압 합성이 가능하다고 알려진 $M_f=15$ 혹은 9에 해당하는 일정 속도까지는 고정 샘플링을 이용한 전압 합성방법을 사용한다. 그 이후의 속도에서는 제안된 가변 샘플링 및 동기 PWM방법으로의 전환이 필요하다. 하지만 고정 샘플링의 경우 M_f 가 정수가 아닐 경우 섹터에서의 샘플링 지점이 달라진다. 따라서 전환 순간의 고정 샘플링 방법의 샘플링 시점이 전환 하고자 하는 동기 PWM방법의 샘플링 지점이 아닐 경우 제어기의 동기좌표계 전압각과 실제 전압각 사이에 차이가 발생할 수 있다.

이를 해결하기 위해 샘플링 시점을 고려한 전환 알고리즘의 블록다이어그램을 그림 4.23에 도시하였다. 먼저 운전 속도에 전압합성 방법을 선택하는 N_s 선택기가 있는데 고정에서 가변 샘플링으로 전환하는 기준속도(ω_{fix})를 경계로 운전속도가 더 클 경우는 1, 작을 경우에는 0을 출력한다. 또한 속도 조건에 따른 N_s 의 개수를 선택하여 출력해 주는데 앞서 서술한 동기 PWM방법내에서 히스테리시스 대역을 고려한 선택을 실시하게 된다.

여기서 N_s 선택기의 0/1 출력을 기준으로 바로 전압합성 방법을 결정하는 것이 아니라 현재의 샘플링 지점(θ_{samp})이 전환 하고자하는 동기 PWM방법의 샘플링 지점(θ_{fix})와의 차이가 설정한 샘플링 오차대역(θ_b)이내인지 여부를 추가로 판단하여 전환을 실시한다. θ_{samp} 은 샘플링 시의 전류제어기에서 사용되는 고정자각으로 아래와 같은 관계식을 통해 구할 수 있다.

$$\theta_{samp} = \theta_{dq}^* + \hat{\theta}_r \quad (4.26)$$

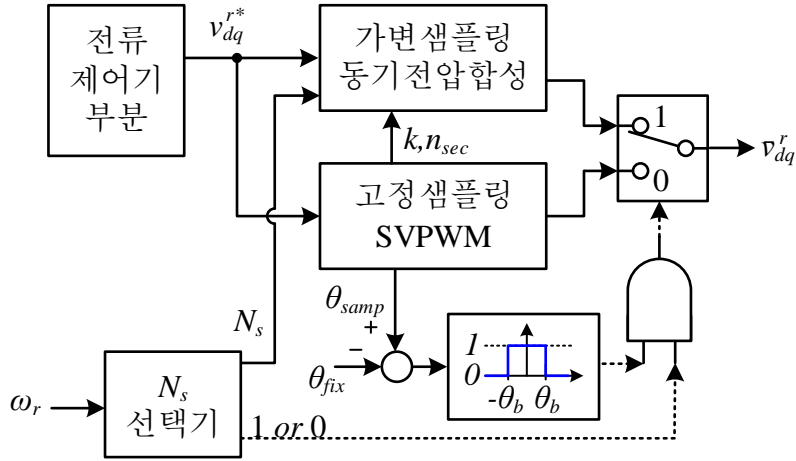


그림 4.23 샘플링 시점을 고려한 가변 / 고정 샘플링 절환 알고리즘

여기서 θ_{dq}^* 는 전류제어기 출력 동기좌표계 전압각이고, $\hat{\theta}_r$ 는 측정 또는 추정된 회전자 각이다. 절환하고자 하는 동기 PWM방법이 연속 또는 불연속 스위칭 방식의 경우 θ_{fix} 는 아래와 같다.

$$\theta_{fix} = \text{round}\left(\theta_{samp} \cdot \frac{3N_s}{\pi}\right) \cdot \frac{\pi}{3N_s} \quad (4.27)$$

또한 $\theta_{samp} - \theta_{fix}$ 은 절환시 가변 샘플링 알고리즘의 육십각에 영향을 주기 때문에 육십 보정 알고리즘 저역통과 필터의 초기값으로 사용할 수 있다. 고정 샘플링을 이용한 SVPWM 블록에서는 θ_{fix} 에서 동기 PWM방법이 출력하는 전압 벡터정보 k 와 n_{sec} 을 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 시스템으로 전달하여 절환시 합성해야 하는 전압벡터를 정확히 선정 할 수 있도록 도와준다.

그림 4.24는 샘플링 시점을 고려하지 않고 고정 샘플링을 이용한 SVPWM에서 가변 샘플링을 이용한 CS[10°N/30°P/50°N]으로 절환시 과도 전류 파형이다. 앞절에서 소개한 스위칭 간의 절환 방법과의 고정 샘플링 방법의 결합을 고려

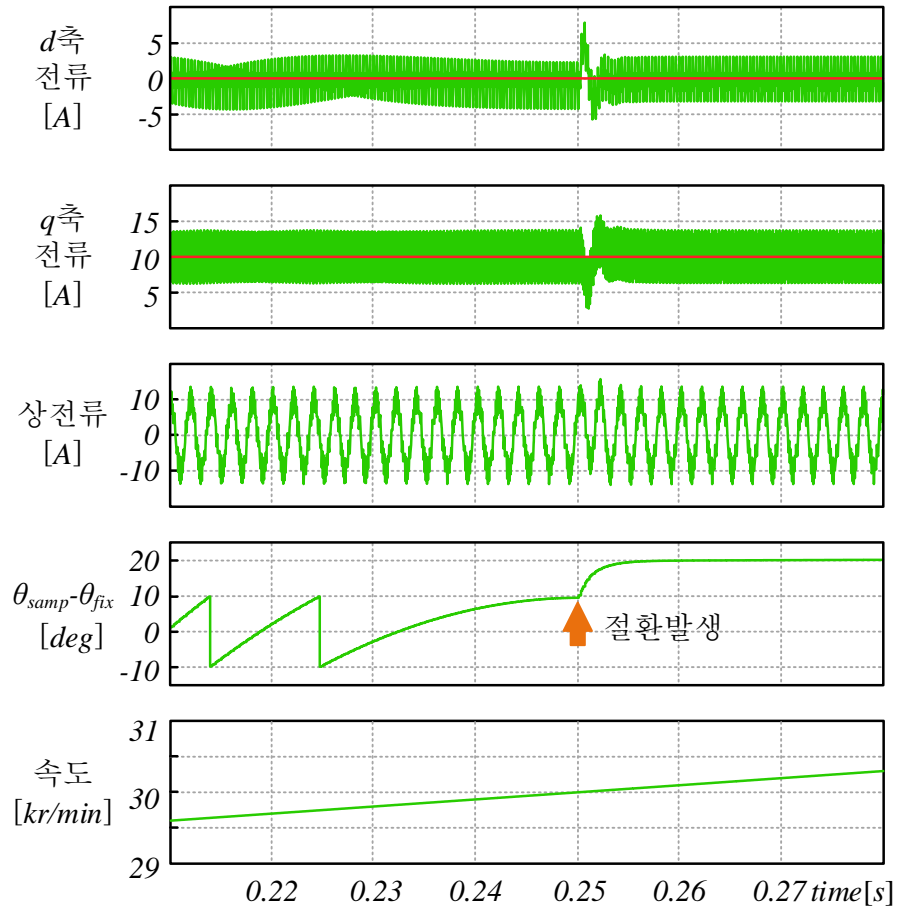


그림 4.24 샘플링 지점을 고려하지 않고 가변 샘플링으로 변환시 전류파형
 한다면, N_s 가 가장 큰 $CS[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 의 경우 40 kr/min 이하 속도에서 사용
 하였으므로 그 이하의 속도에서 고정 샘플링으로의 절환이 필요하다. 따라서
 여기서는 30 kr/min 에서 가변 샘플링 시스템으로의 절환을 고려하였으며, 고정
 샘플링 시스템은 스위칭 주파수 4.5 kHz 샘플링 주파수 9 kHz 로 설정하였다.

속도가 점점 증가하여 0.25s 에서 30 kr/min 이 되어 절환이 실시되었다. 0.25s
 이전에는 M_f 가 정수가 되지 못하기 때문에 d 축 및 q 축 전류 맥동 파형이 변화
 한다. 또한, 샘플링 지점이 계속 이동하기 때문에 $\theta_{\text{samp}} - \theta_{\text{fix}}$ 값이 $\pm 10^\circ$ 사이 값에서

계속 맥동하다 M_f 가 정수에 가까워짐에 따라 기울기가 줄어들어 M_f 가 정수배가 되는 순간 0이 됨을 확인 할 수 있다. 절환 시점에서 $\theta_{smp}-\theta_{fix}$ 가 10° 였으며, 절환 이후 오프셋 보상값이 20° 가 되었다. 따라서 절환 순간 샘플링 지점의 차이가 10° 이상 발생할 수 있게 된다. 그로 인해 d 축과 q 축 전류 피크치는 정상상태 전류 피크치에 비해 최대 5.3A의 증가가 발생 하였다. 오프셋 보상기에 지역통과 필터를 사용하였기 때문에 절환 순간부터 초기값차이를 바로 보상하지 못하며, 일정시간이후 오프셋값을 보정해 주었다. 여기서 절환시 인가해주는 첫 전압벡터의 위치가 맞지 않는 경우 최대 전류 맥동은 훨씬 커질 수 있다.

그림 4.25은 샘플링 시점을 고려하여 고정 샘플링에서 가변 샘플링을 이용한 CS[$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ M$]으로 절환시 과도전류 과형이다. 여기서 샘플링 오차대역을 0.5° 로 설정하였다. 절환 기준속도인 30 kr/min 이 되었지만 $\theta_{smp} - \theta_{fix}$ 가 샘플링 오차대역 내로 들어 오지않기 때문에 절환이 바로 일어나지 않았다. 고정 샘플링이 계속 유지되고 있기 때문에 $\theta_{smp}-\theta_{fix}$ 이 변동하며, 이 값이 샘플링 오차대역에 들어 왔을 때 절환이 이루어 졌다. d 축과 q 축 전류의 정상상태 피크치 대비 과도상태 피크치 증가는 최대 1.0A로 기존 방법에 비해 전류 증가 크기가 80%이상 감소 되었다.

샘플링 시점을 고려하지 않고 속도에 따른 절환을 실시 할 경우, 절환되는 순간의 샘플링 위치가 항상 일정하지 못하다. 따라서 절환시 고정 샘플링 시스템의 섹터내 샘플링 지점에 따라 각각 다른 과도 성능을 보인다. 하지만 제안된 샘플링 시점을 고려한 가변 샘플링 절환기를 사용할 경우 절환시 과도시 추가 전류 맥동을 항상 최소로 유지 할 수 있다는 장점이 존재한다.

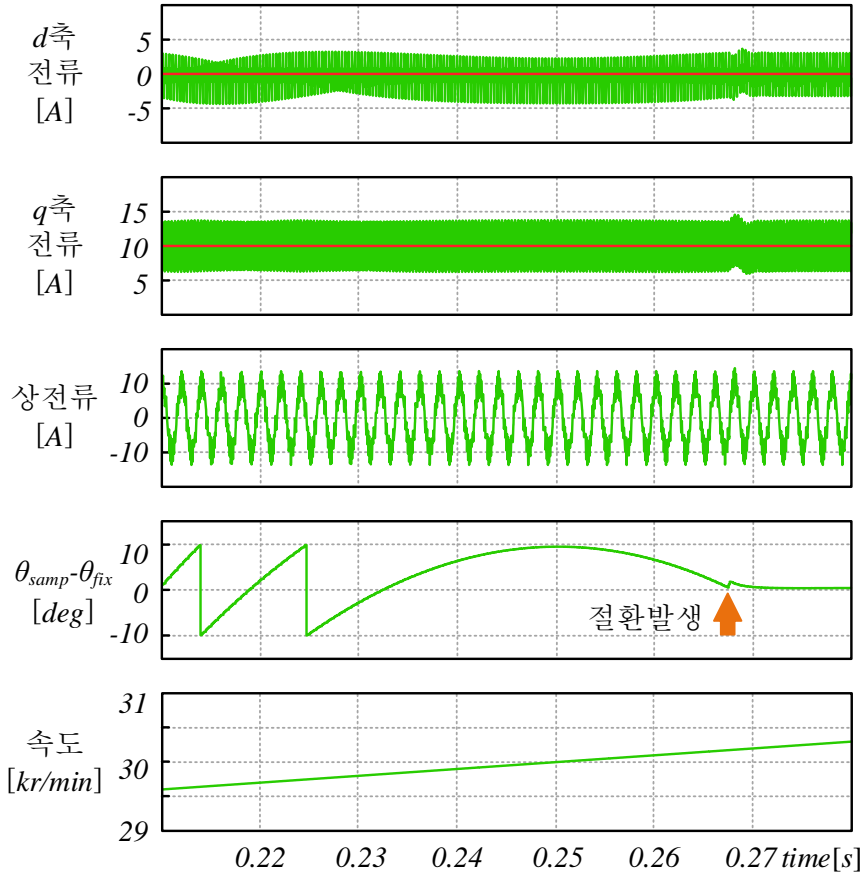


그림 4.25 샘플링 시점을 고려하여 가변 샘플링으로 변환시 전류파형

4.3 약자속 영역에서의 six-step 운전

가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 약자속 영역에서의 six-step 운전에 적용할 수 있으며, 그 구조는 그림 4.26과 같다. 기존의 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전 알고리즘 블록도에서 전압 지령 수정기 및 과변조 전압 합성 블록 대신 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 시스템을 사용한다. 여기서 전압 제한 약자속 제어기의 구조는 그림 2.11과 같으며 구동원리는 동일하나, 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 시스템에서 발생한 t_{samp} 를 기준으로 제어기 연산이 진행된다.

그림 4.27은 약자속 운전영역에서 가변 샘플링 및 동기 PWM방법을 이용한 모의실험 결과이다. 성능 비교를 위해 2.2.3의 고정 샘플링에서 six-step 운전이 구현된 전압지령 수정 방식 [방법I], 2.4.3의 가변 샘플링을 이용해 고정 six-step 전압을 출력하는 방법 [방법II]과 동일한 조건하에 모의실험을 실시하였다. 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에서는 $M_v=1$ 까지 전압합성이 가능한 $CS[30^\circ P]$ 를 적용해 전압 합성을 하였다. 따라서 전압제한 약자속 제어를 통해 자연스럽게 six-step 운전이 이루어 지고있다. 과도 상태를 제외한 모든 구간에서 속도와 동기화된 six-step 전압으로 운전되고 있기 때문에 전류와

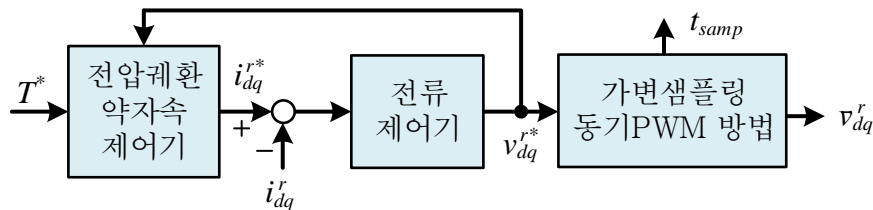


그림 4.26 가변 샘플링 동기PWM방법을 이용한 six-step 운전 알고리즘

토크에 기본과의 6배에 해당하는 맥동 성분이외에 다른 주파수 성분은 존재하지 않는다. 따라서 제안된 방법은 가변 샘플링을 이용해 출력전압의 기본과 주파수와 동기화된 전압이 출력되므로 [방법II]처럼, [방법I]에 비해 토크맥동 및 전류맥동이 현저히 줄어들 수 있다.

과도 상태의 동작을 살펴 보기 위해 0.2초 부근과 0.7초 부근의 과형을 그림 4.28 (가) 와 (나)에 도시 하였다. 4.28 (가)는 영 토크 조건에서 양의 토크 지령을 step으로 인가하였을 때이다. 제안된 전압크기 조건하에 출력토크를 늘리기 위해 약자속 제어기가 d 축 전류를 음으로 증가 시켰으며, q 축 전류는 지령값에 맞는 값을 출력하게 된다. 이때 과도상태에도 출력전압은 항상 six-step이 유지되고

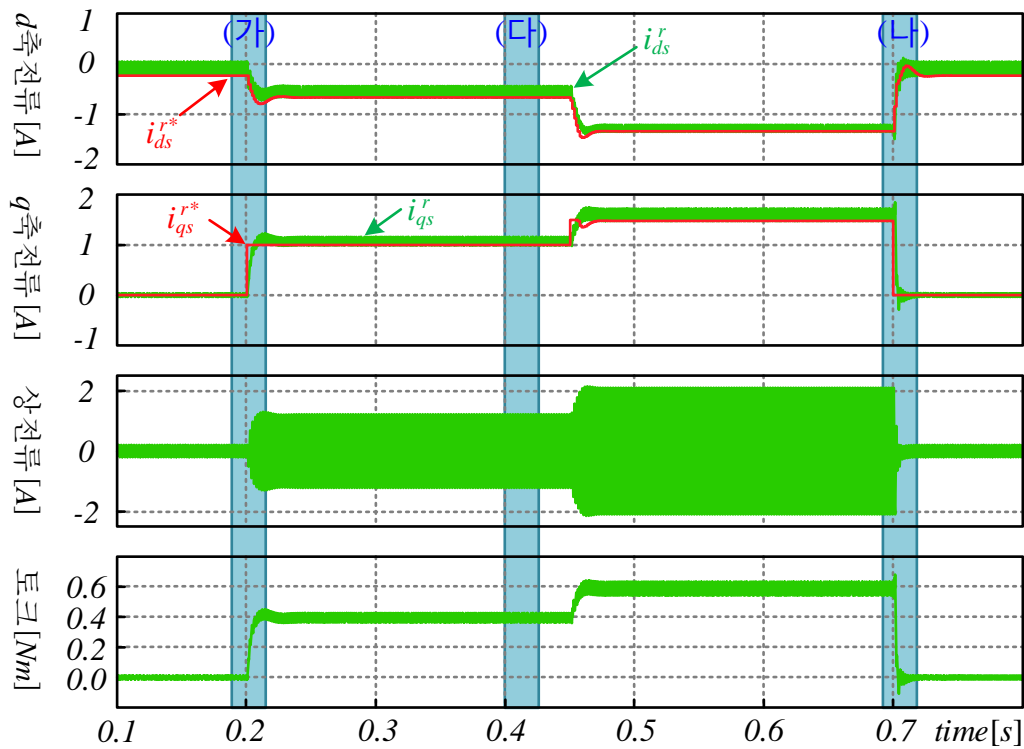
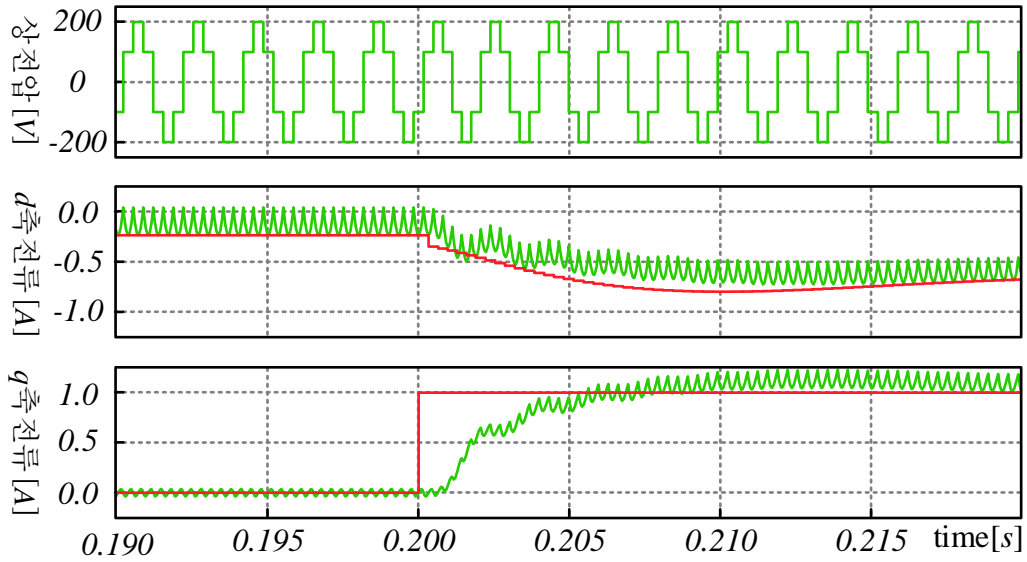
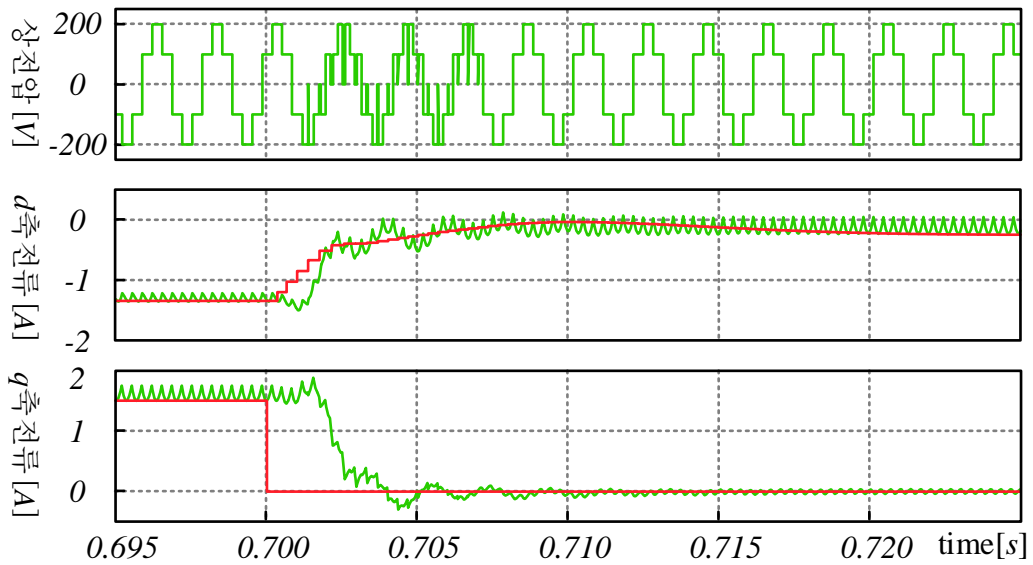


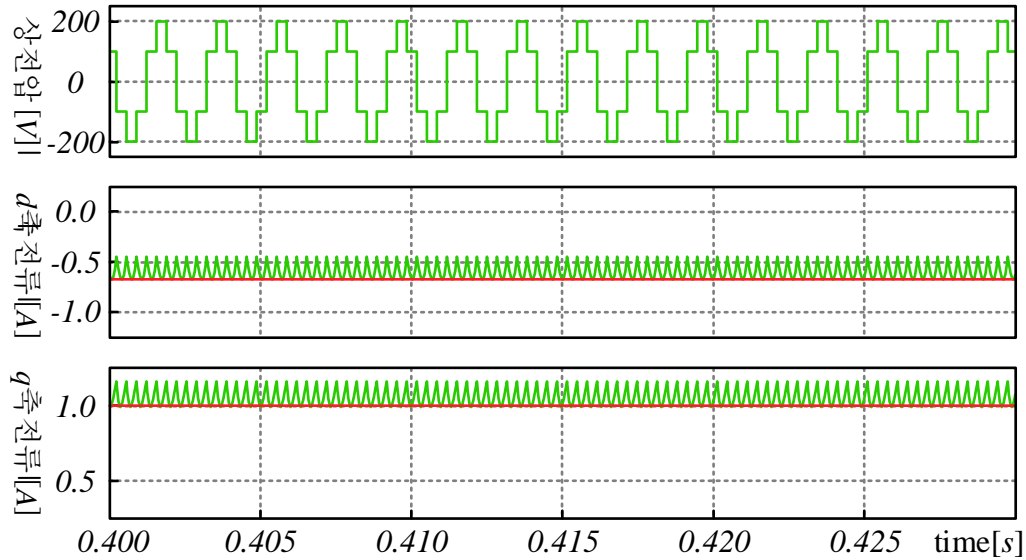
그림 4.27 동기 PWM방법을 이용한 약자속 운전시 전류 및 토크과형



(가) 과도상태 확대파형 (0.190~0.220s)



(나) 과도상태 확대파형 (0.695~0.725s)



(다) 정상상태 확대파형 (0.400~0.430s)

그림 4.28 약자속 운전영역에서의 고정 샘플링 운전시 구간 확대파형

있다. 4.28 (나)는 양의 토크 조건에서 step으로 0토크 지령을 인가하였을때의 파형이다. 순간 q 축 전류 감소를 위해 $M_v=1$ 이하의 전압이 필요하기 때문에 $CS[30^\circ P]$ 를 통해 $P_{sw}=3$ 인 전압이 기본과 2.5주기 동안 합성되었다.

방법II에서는 저전압을 합성하지 못하기 때문에 q 축 전류가 정상상태에 도달하는데 $25ms$ 이상의 시간이 걸렸으나 제안된 방법은 $10ms$ 이내에 d 축과 q 축 전류가 정상상태에 도달했다. 방법I에서는 순간 낮은 전압 합성을 위해 고정된 스위칭 주파수로 많은 횟수의 스위칭이 순간적으로 발생하지만 제안된 방법은 추가 스위칭 횟수를 상당히 줄일 수 있다.

4.28 (다)는 정상상태인 0.4초 부근의 전류 전압파형이다. 섹터당 샘플링 수 N_s 가 항상 정수로 유지되기 때문에 방법II를 사용한 동작때와는 달리 기본과 주파수 6배의 맥동 성분 이외의 다른 추가적인 맥동이 존재하지 않는다.

제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법은 2.4.3의 가변 샘플링을 이용한 six-step 방법과 정상상태 성능은 동일 했으나 부하토크 감소시 전류제어 응답성을 향상 시킬 수 있었다. 또한 가변 샘플링을 이용한 six-step 방법은 M_v 가 1로 고정되기 때문에 정토크 운전영역에서 운전하기 위해서는 d 축에 양의 전류를 인가하여 자속을 증가시켜야 한다. 하지만 제안된 방법은 M_v 가변이 자유로워 이러한 제약이 없다.

제 5 장 실험결과

5.1 실험장치의 구성

그림 5.1은 실험에 사용된 제어보드이다. 본 연구에서 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 구현하기 위해 마이크로프로세서와 FPGA(Field-Programmable Gate Array)로 이루어진 제어보드를 이용하였다. 마이크로프로세서로는 TI사의 TMS320C28346를 사용하여 가변 샘플링을 이용한 전류제어 및 약자속 제어를 구현하는데 사용된다. FPGA로는 Altera 사의 EP4CE6F17C7를 사용하였으며, 가변 샘플링 주기가 적용된 동기 PWM방법의 스위치 게이팅 신호를 발생시키는데 사용되었다.

가변하는 샘플링 주기를 가지는 게이팅 신호를 합성하기 위해서는 디지털 제어기에서 삼각파 신호의 주기, 삼각파의 형태, 전압지령신호 3가지를 정해진



그림 5.1 마이크로프로세서와 FPGA로 구현된 제어보드

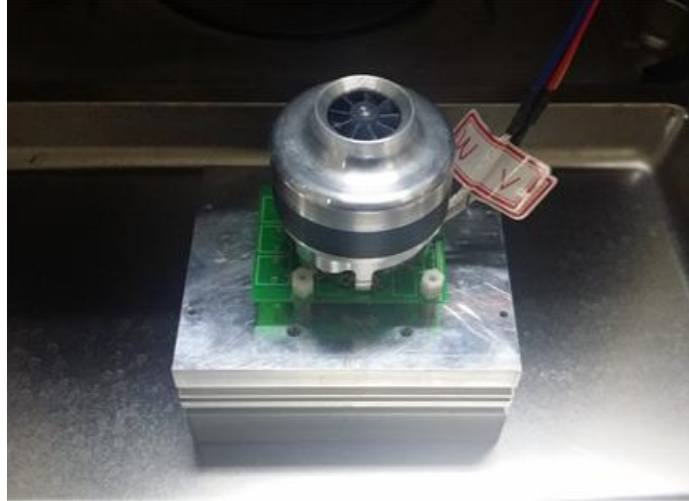


그림 5.2 80,000 r/min 구동이 가능한 400W 동기 전동기

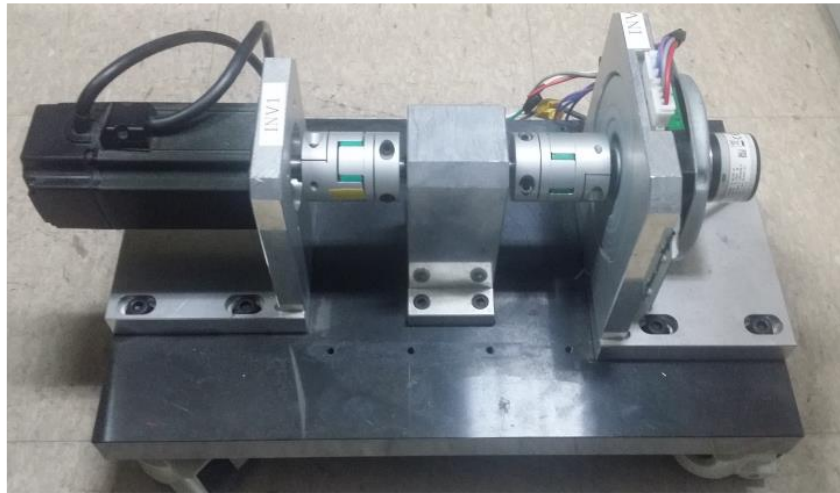


그림 5.3 3,000 r/min 구동이 가능한 150W 동기 전동기 시험세트

샘플링 시점에서 일괄적으로 변화시킬 수 있어야 한다. 하지만 TI사에서 제공하는 마이크로프로세서의 경우 전압지령신호는 “Shadow Mode”를 사용하여 정해진 시점에서 일괄적으로 변화가능하고, 삼각파 신호 주기의 경우 제한된 지점에서만 변경가능하다. 하지만 삼각파의 형태 및 스위칭 동작에 대한 설정은 일괄적인 변화가 불가능하다. 따라서 마이크로프로세서만으로 정확한 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM이 불가능했기 때문에, 본 실험에서는 FPGA를 사용하여 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 구현하였다.

본 논문의 모의실험 및 실험에서는 2가지의 전동기가 고려되었다. 먼저 그림 5.2은 80,000 *r/min* 운전이 가능한 400W 동기 전동기로 전동기의 축에 팬 부하가 연결되어 있는 구조이다. 400W 전동기에 대한 자세한 제정수는 부록A의 표A-1에 정리하였다. 그림 5.3은 3,000 *r/min* 운전이 가능한 150W 전동기가 설치된 Motor-Generator (MG)세트로 오른쪽이 타겟 전동기이며 왼쪽은 부하전동기로 구성되어 있다. 150W 전동기에 대한 자세한 시스템 제정수는 부록A의 표A-2에 정리하였다.

4장의 모의실험에서는 주로 400W 전동기의 제정수를 이용하여 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법의 성능을 확인하였다. 하지만 400W 전동기의 시험세트의 경우 팬의 유량을 실시간으로 조절하기 힘든 구조이기 때문에 과도 부하실험이 불가능했다. 이에 실제 실험에서는 150W 전동기로 이루어진 MG세트에서 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법의 성능을 확인하였다.

5.2 기존방법들의 한계

본 절에서는 기존 알고리즘들이 가지는 문제점을 실험을 통해 확인하고 분석한다.

5.2.1 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전

낮은 주파수 변조지수 조건에서 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전시 전류 제어 성능을 살펴보기 위해 실험을 실시하였다. 논문[29]의 전압지령 수정기를 이용한 six-step 운전방식을 적용하였으며, MG세트로 구성된 150W 동기 전동기를 사용하였다. 고정 샘플링 주파수는 5 kHz, 스위칭 주파수는 2.5 kHz로 고정하였으며, 그림 5.4에서는 운전속도는 3,150 r/min (기본파 주파수는 210 Hz)로 M_f 는 11.9인 조건에서 타켓 전동기의 전류제어를 실시하였다. 여기서 d 축 및 q 축 전류는 고정된 샘플링 주기로 측정된 3상 전류를 좌표변환을 통해 얻은 값이고, A 상전류는 측정된 전류이다. 주파수 변조지수 M_f 가 정수가 아니기 때문에 정상상태 상전류에 낮은 주파수로 맥동하는 성분을 유발하는 것을 확인할 수 있다. 그림 5.5는 운전속도는 3,125 r/min (기본파 주파수는 208.3 Hz)로 M_f 는 12.0인 조건에서 타켓 전동기의 전류제어를 실시했을 때의 전류파형이다. 주파수 변조지수 M_f 가 정수이기 때문에 정상상태 일부 구간에서 상대적으로 작은 맥동 전류를 가지지만, 운전속도가 3,125 r/min에서 조금만 벗어날 경우 맥동전류는 크게 증가한다.

그림 5.6은 그림 5.4의 과도상태 부분을 확대한 파형으로 샘플링된 dq 축 전류 및 전류지령, 측정된 A 상전류, 출력된 A 상 전압의 측정값이다. 여기서 A 상 전압은 부하가 3상 평형이라 가정하고 선간 전압 V_{ab} 와 V_{ca} 를 측정하여 두

전압의 차에 1/3을 곱하여 구하였다. 그림 5.6(가)에서는 +50%정격전류(0.5A)를 계단형태로 증가시 전류 및 전압을 확대한 파형으로, dq 축 전류가 정상상태까지

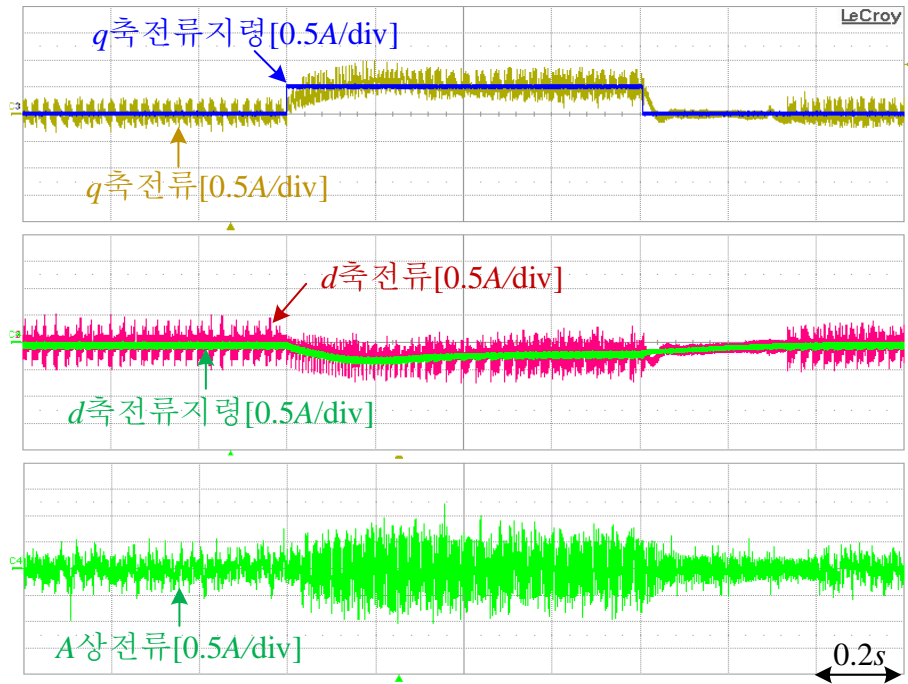


그림 5.4 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전시 전류파형($M_f=11.9$)

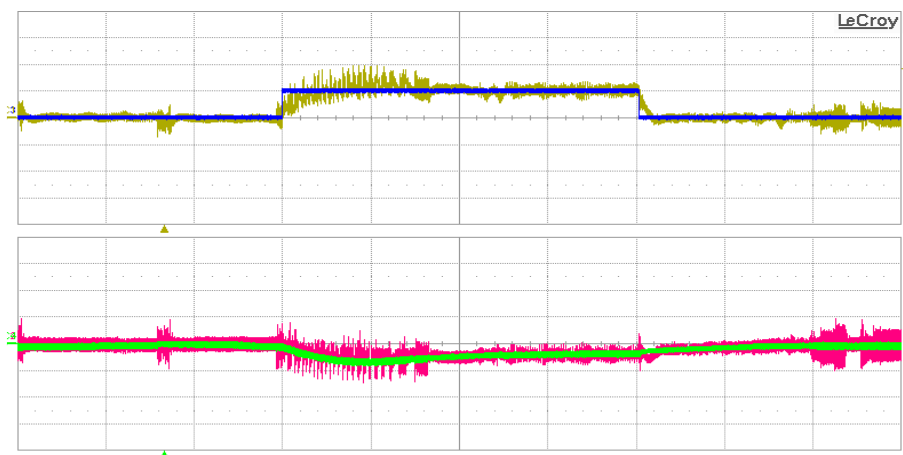
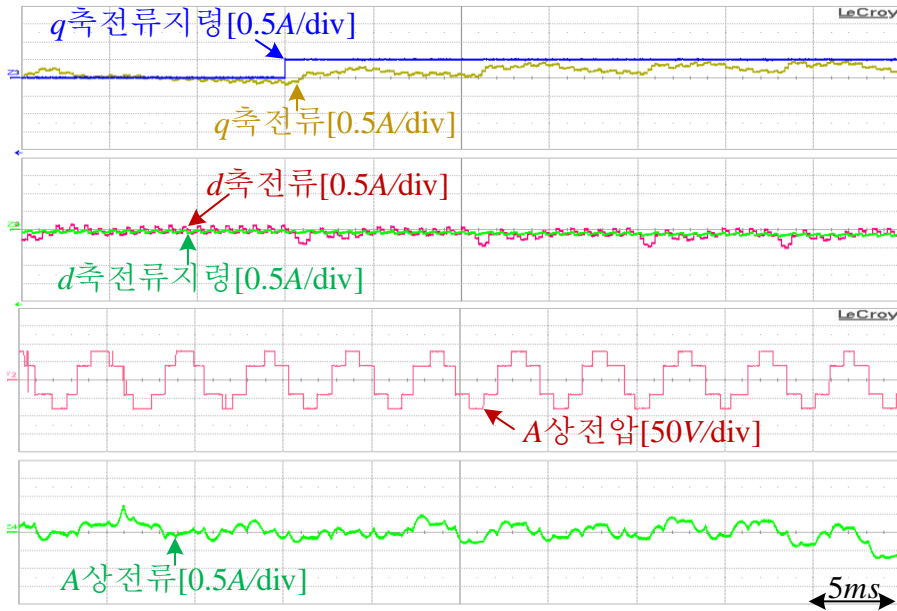
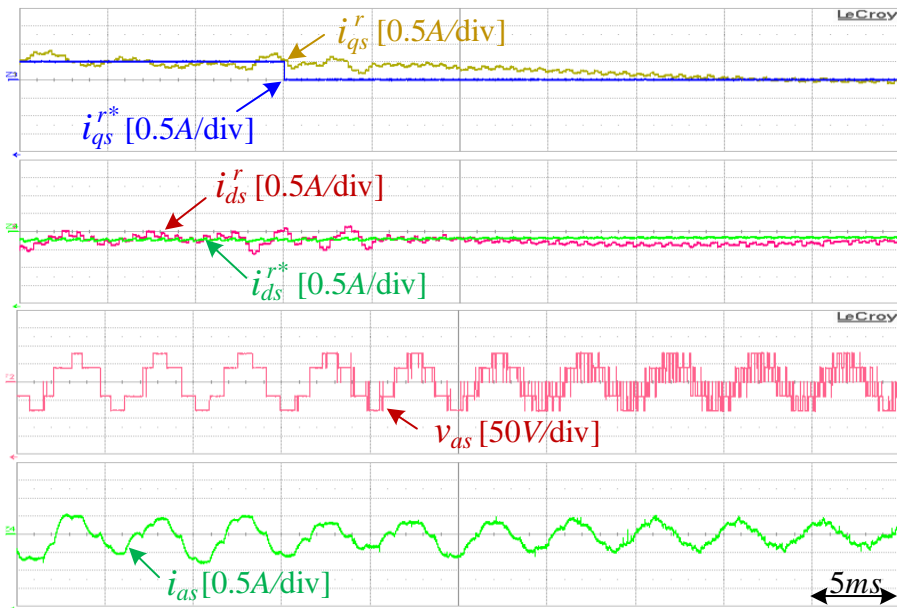


그림 5.5 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전시 전류파형($M_f=12.0$)



(가) +50% step 토크 인가시



(나) +50% step 토크 제거시

그림 5.6 고정 샘플링을 이용한 six-step 운전($M_f=11.9$)시 과도구간 확대

도달하는데 약 100ms 이상의 시간이 소요되었다. 출력전압은 과도 상태에서도 계속 six-step 형태를 유지하고 있고 있으나 6개의 전압벡터 인가시간이 균일하지 못한 것을 확인할 수 있다. 그로 인해 dq 축 전류에 저주파의 맥동이 크게 발생하였다. 그림 5.6(나)에서는 반대로 +50%정격전류를 계단으로 감소시 전류 및 전압파형으로, dq 축 전류가 정상상태에 도달하는데 약 80ms 정도의 시간이 소요되었다. 과도상태에서 출력토크를 감소시키기 위해 평소보다 작은 q 축 전압이 필요하고 그로인해 $M_v < 1$ 인 전압을 출력하였다. 이때 $M_v < 1$ 인 전압을 출력하기 위해 고정된 2.5 kHz의 주파수로 스위칭을 하였으며, 약자속 제어가 필요한 d 축 전류의 크기를 줄여 필요한 M_v 가 1이 될때까지 지속된다. 따라서 순간적으로 스위칭 손실이 증가하게 된다.

5.2.2 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전방식

그림 5.7은 150W전동기를 3,750 r/min에서 2.4.3절의 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전방식을 적용하여 운전할 경우의 dq 축전류 및 전류지령, A상 전류 파형이다. 출력전압은 항상 six-step으로 고정되기 때문에 평균 스위칭 주파수는 기본파 주파수와 동일한 250 Hz이다. 여기서 dq 축 전류는 3상전류를 샘플링한 이후 동기좌표계로 변환한 값이다. 따라서 동기좌표계에서 기본파의 6배로 맥동하는 전류의 특정지점값을 샘플링하게된다. 이때 평균전류값을 측정하지 못하는 문제가 발생하는데[75]-[76], 논문[25]의 방법을 이용하여 그 크기를 보정하였다. 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전방식에서는 주파수 변조 지수 M_f 가 항상 1인 정수이기 때문에 고정 샘플링 시스템에서 six-step 운전시 존재했던 저주파 전류맥동이 사라진 것을 확인하였다.

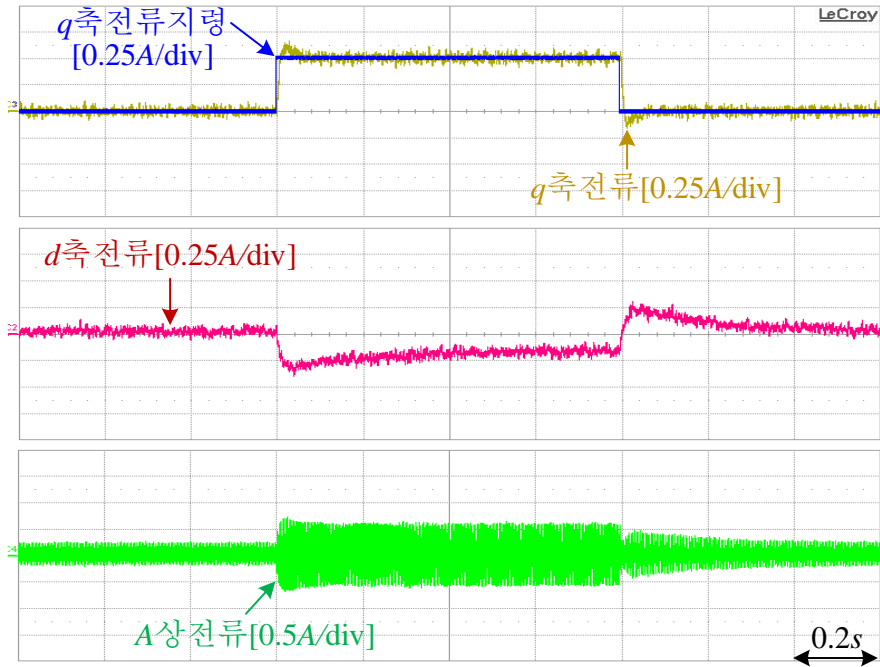
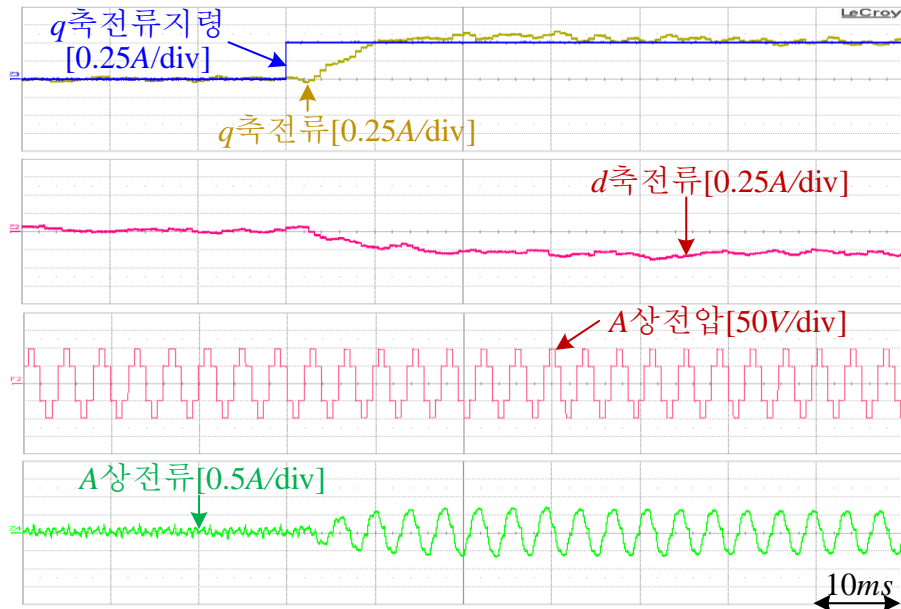
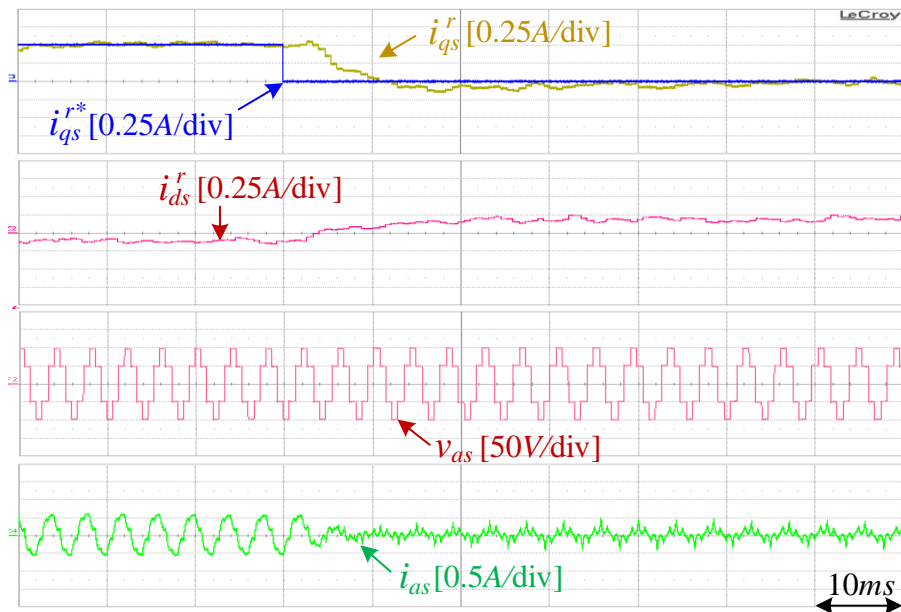


그림 5.7 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전시 전류파형

그림 5.8은 그림 5.7의 과도상태 부분을 확대한 파형으로 샘플링된 dq 축 전류 및 전류지령, 측정된 A상전류, 출력된 A상전압의 측정값이다. 그림 5.8(가)에서는 +50% 정격전류(0.5A)를 계단형태로 증가시 전류 및 전압을 확대한 파형으로, q 축 전류가 정상상태까지 도달하는데 약 35ms의 시간이 소요되었다. d 축 전류는 그림 3.7의 전체파형을 보게 되면 약 300ms으로 q 축 전류에 비해 상대적으로 긴 시간이 소요되었다. 출력전압은 과도 상태에서도 계속 six-step형태의 전압을 유지하고 6개의 전압벡터 인가시간이 비교적 균일하게 인가되고 있다. 그림 5.8(나)에서는 반대로 +50% 정격전류를 계단으로 감소시 전류 및 전압파형으로, q 축 전류와 d 축 전류는 정상상태에 도달하는데 각각 약 35ms과 300ms 정도의 시간이 소요되었다. 과도상태에서 출력토크를 감소시키기 위해 평소보다 작은 q 축 전압이 필요하고 그로 인해 $M_v < 1$ 인 전압이 필요하지만, 출력전압이



(가) +50% step 토크 인가시



(나) +50% step 토크 제거시

그림 5.8 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전시 과도구간 확대

$M_v=1$ 의 크기로 고정되어 있기 때문에 과도응답이 느리다는 단점이 있다. 특히 토크 출력에 기여하지 못하는 d 축 전류에 대한 응답이 느려 과도상태에서 불필요한 전류가 비교적 오랫동안 사용되는 것을 확인 할 수있다. 따라서 고정 샘플링을 이용한 six-step 합성 방법에 비해 정상상태 전류는 개선 되었지만, 과도 상태의 전류응답성은 비슷하거나 오히려 좋지 못하다.

그림 5.9는 고정 six-step 운전방식을 적용하여 3,500 r/min에서 3,900 r/min까지 증가 시켰을때의 dq 축 전류 파형이다. 여기서 q 축 전류는 0.5A로 제어하고 있는 상황이다. 여기서 $M_v=1$ 로 유지하기위해 3,500 r/min에서 d 축 전류는 +0.06A였다. 속도가 증가할수록 d 축 전류가 감소하여 3,900 r/min 에서는 d 축 전류가 -0.21A였다. 항상 $M_v=1.0$ 인 six-step 운전을 실시하다 보니 M_v 가 1이하의 전압이 필요한 어떤 출력토크 조건에서는 양의 d 축 전류가 필요하게 된다. 즉, 정격 속도 부근 혹은 그 이하의 속도영역에서 경우에 따라서는 토크에 관여하지 못하는 양의 d 축 전류를 사용해야 되기 때문에 효율적인 운전을 하지 못한다. 따라서 M_v 가 1이하인 동기 PWM을 이용한 저 전압합성이 필요하다.

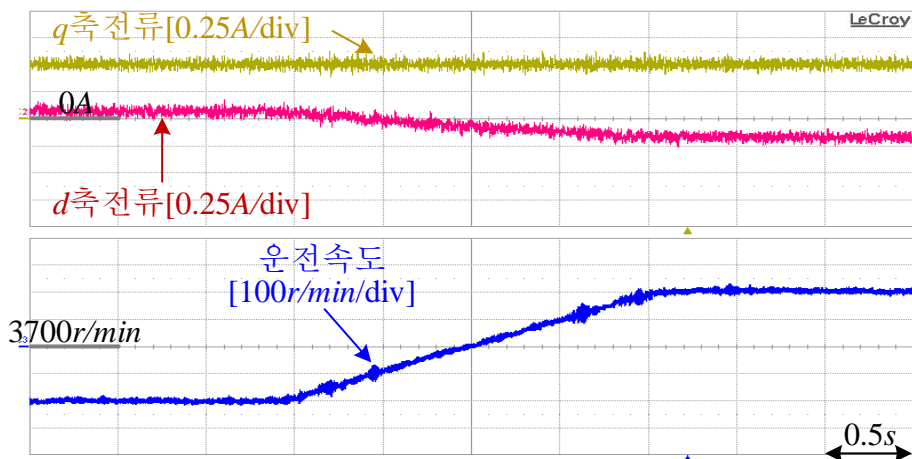


그림 5.9 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 운전시 전류파형

5.3 동기 PWM방법 사용시 정상상태 성능

본 절에서는 각 동기 PWM방법을 적용하여 42mH, 65Ω의 인덕터 및 저항 부하에 전압을 인가해 주었을때, 상전류 및 상전압의 정상상태 특성을 살펴 보았다. 여기서 직류단 전압이 100V인 상황에서 기본과주파수가 500Hz이고 $M_v=0.7$ 인 기본과 전압을 합성하였다.

그림 5.10은 $N_s=1$ 인 연속 스위칭 방법[30°P], 연속 스위칭 방법[30°N]와 경계

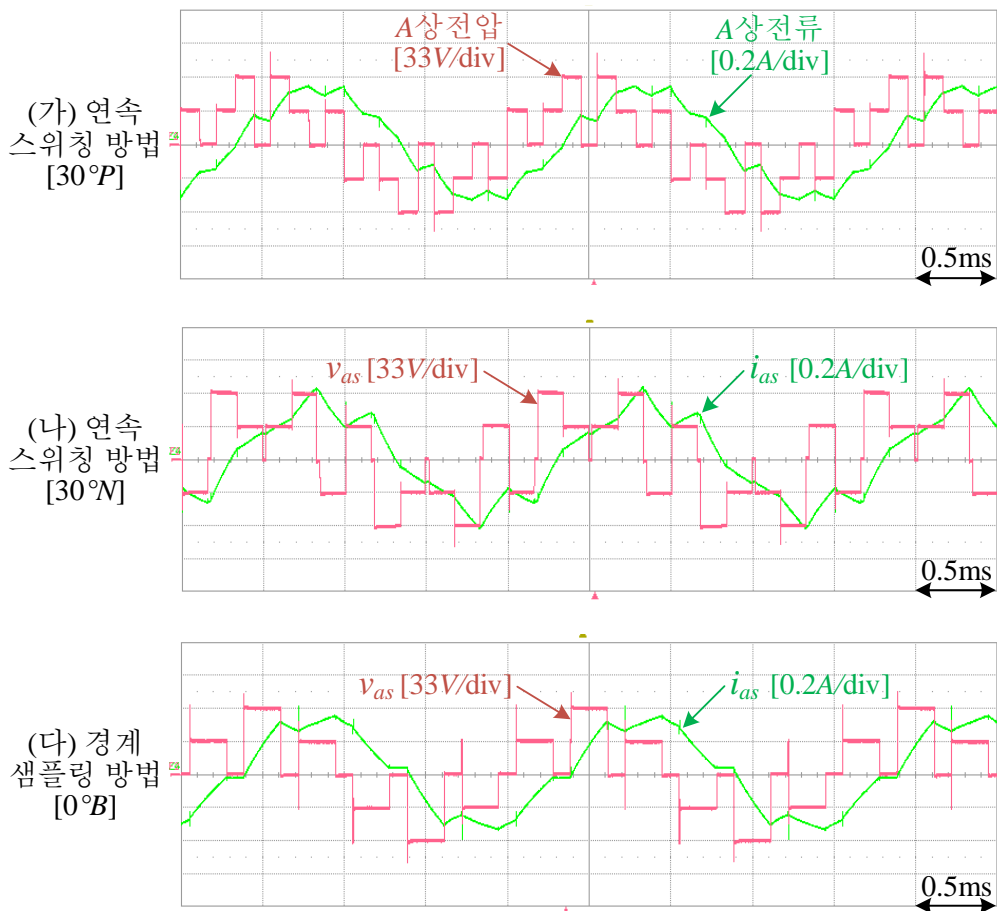


그림 5.10 $N_s=1$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압 및 상전류 파형

샘플링 방법[0°B]을 이용하여 전압 합성시 상전압과 상전류 파형이다. 여기서 A상 전압은 부하가 3상 평형이라고 가정하고 선간 전압 V_{ab} 와 V_{ca} 를 측정하여 두 개의 차에 1/3을 곱한 값이다. 연속 스위칭 방법[30°M]의 경우 최대 합성가능 전압이 $M_v=0.7321$ 이기 때문에 영벡터 인가각이 나머지 두 방법에 비해 상대적으로 작음을 알 수 있다. 합성된 전압파형은 앞서 이론 설명에서 도시한 그림과 거의 흡사하나 데드타임등의 인버터의 비선형적인 요소에 의해 출력전압이 조금 왜곡될 수 있다. 상전류의 전고조파 왜곡율은 연속 스위칭 방법[30°P]에서 11.2%, 연속 스위칭 방법[30°M]에서 21.5%, 경계 샘플링 방법[0°B]에서 14.3%였다. 실험에서는 시정수에 의한 감쇄영향이 존재하기 때문에 그림 3.18의 $M_v=0.7$ 에서의 가중 전고조파 왜곡율에 비해 조금 큰 값을 가진다.

그림 5.11은 상전압의 고조파 분석 결과로 3가지 방법 모두 평균 스위칭 주파수는 1.5kHz로 두 배 스위칭 주파수 대역인 5,7고조파가 상대적으로 큰데 연속 스위칭 방법[30°P]에서는 7차 고조파가, 연속 스위칭 방법[30°M]과 경계 샘플링 방법[0°B]에서는 5차 고조파가 컸다. 이는 그림3.13, 3.15, 3.17의 고주파 분석결과와 유사했다.

그림 5.12는 $N_s=2$ 인 경계 샘플링 방법[0°B/30°P]과 연속 스위칭 방법[15°P/45°M]를 이용하여 전압합성시 상전압과 상전류 파형이다. 연속 스위칭 방법[15°P/45°M]은 반파대칭을 만족하지 못하는 방법으로 양의 전압을 합성하는 반주기 부분과 음의 전압을 합성하는 나머지 반주기의 파형이 서로 다름을 알 수 있다. 상전류의 전고조파 왜곡율은 경계 샘플링 방법[0°B/30°P]에서 7.6%이고 연속 스위칭 방법[15°P/45°M]에서 9.6%로 그림 3.23의 상전압 가중 전고조파 왜곡율 보다 조금 큰값이다.

그림 5.13은 상전압의 고조파 분석 결과로 연속 스위칭 방법에서의 평균 스위칭 주파수는 3kHz로 두 배 스위칭 주파수 대역인 11차와 13차 고조파가 상대적으로 큼을 알 수 있다. 또한 크기는 상대적으로 작지만, 짝수 고조파가 존재하며 그 크기는 그림 3.22의 분석결과와 유사하다. 경계 스위칭 방식에서의

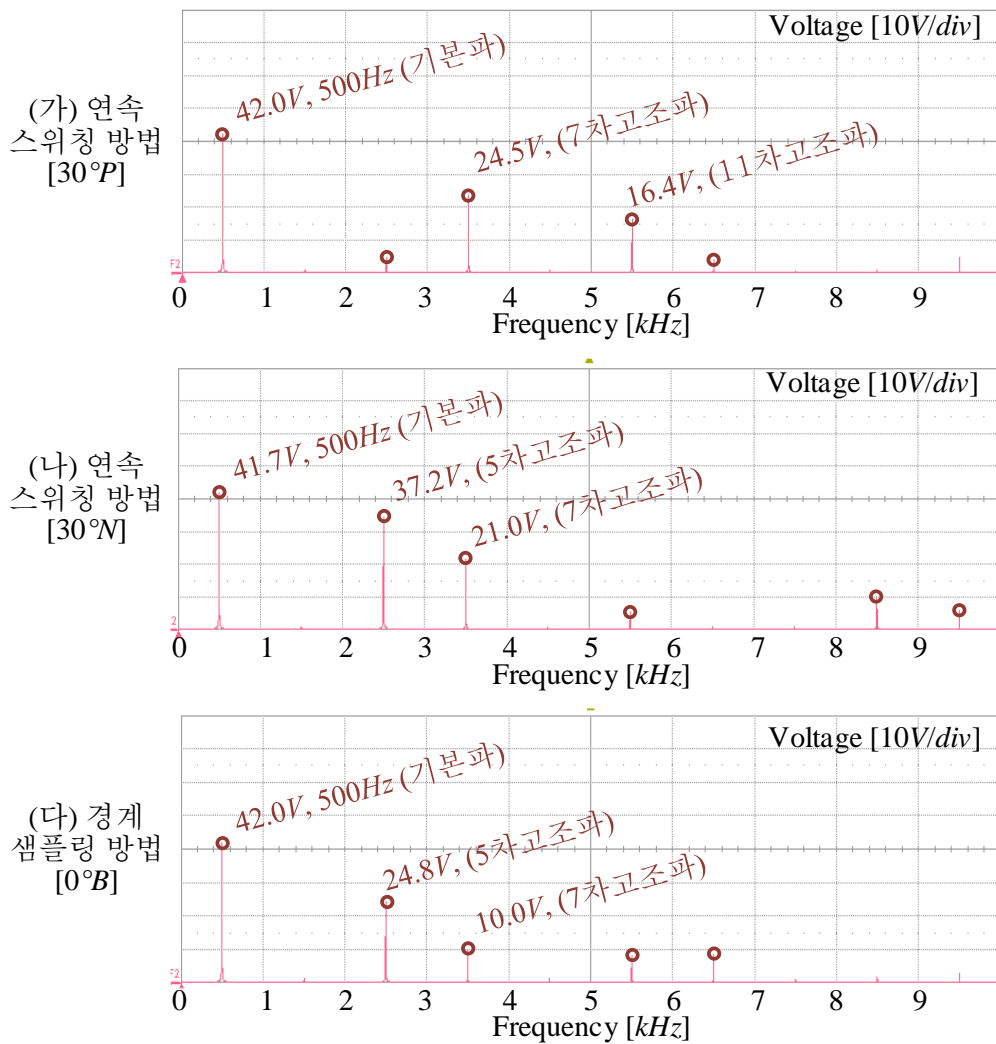


그림 5.11 $N_s=1$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압의 고조파 측정 결과

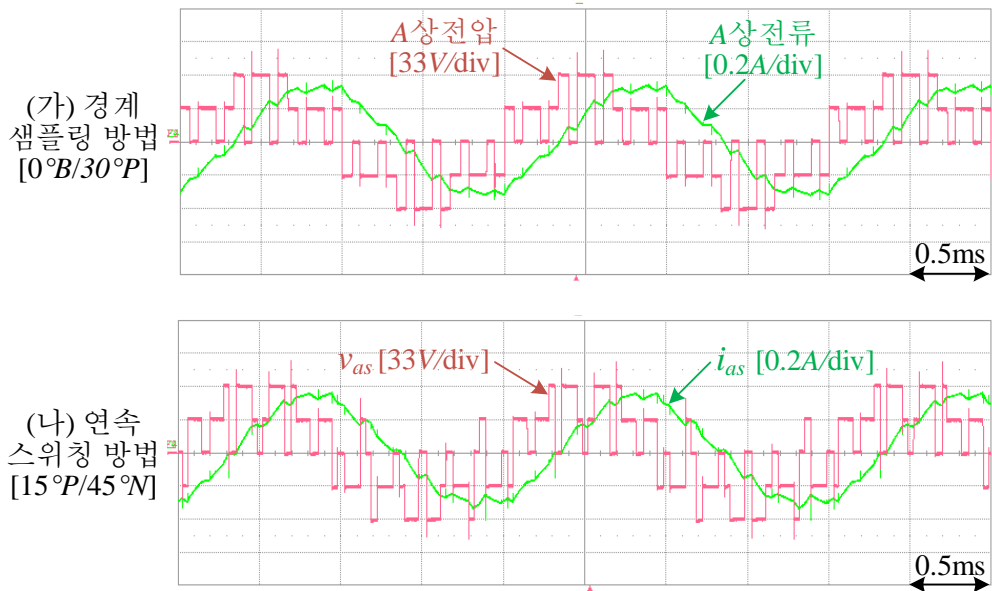


그림 5.12 $N_s=2$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압 및 상전류

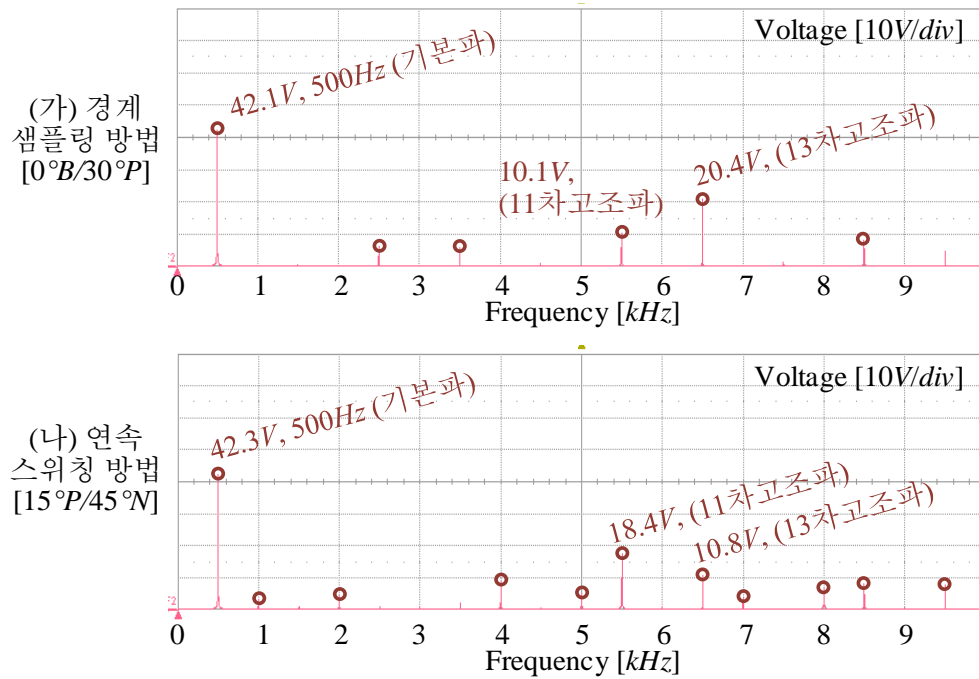


그림 5.13 $N_s=2$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압의 고조파 측정 결과

평균 스위칭 주파수는 $2.5kHz$ 로 2배 스위칭 주파수 대역은 9차와 11차이지만, 11차와 13차 고조파가 상대적으로 큰 것이 특징이다. 이는 그림 3.20의 분석 결과와 일치한다.

그림 5.14은 $N_s=3$ 인 연속 스위칭 방법 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$, 연속 스위칭 방법 $[10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P]$ 와 불연속 스위칭 방법 $[10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P]$ 를 이용하여 전압합성시 출력 상전압 및 상전류 파형이다. 3가지 방법으로 합성된 상전압 모두 반파

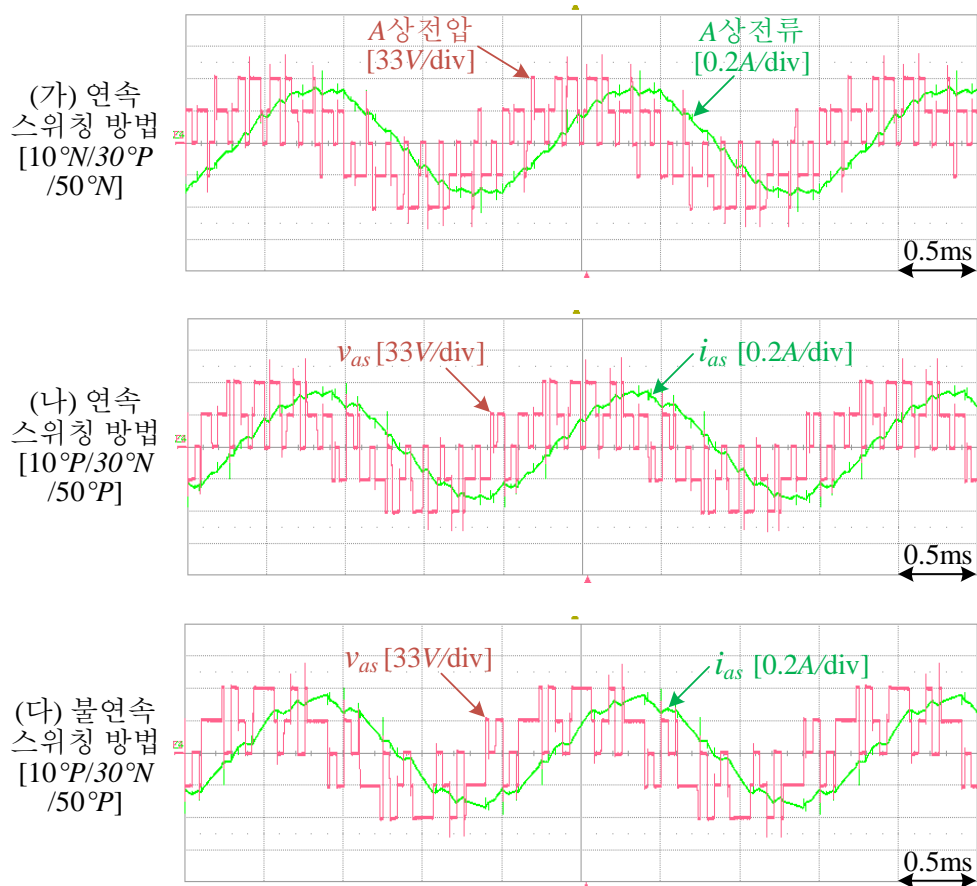


그림 5.14 $N_s=3$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압 및 상전류

대칭과 1/4주기 대칭을 만족함을 알 수 있다. 상전류의 전고조파 왜곡율은 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N]에서 6.3%, 연속 스위칭 방법[10°P/30°N/50°P]에서 6.6%, 불연속 스위칭 방법[10°P/30°N/50°P]에서 8.4%로 그림 3.30의 상전압 가중 전고조파 왜곡율 보다 조금 큰값이다.

그림 5.15는 상전압의 고조파 분석 결과로 연속 스위칭 방법의 경우 모두

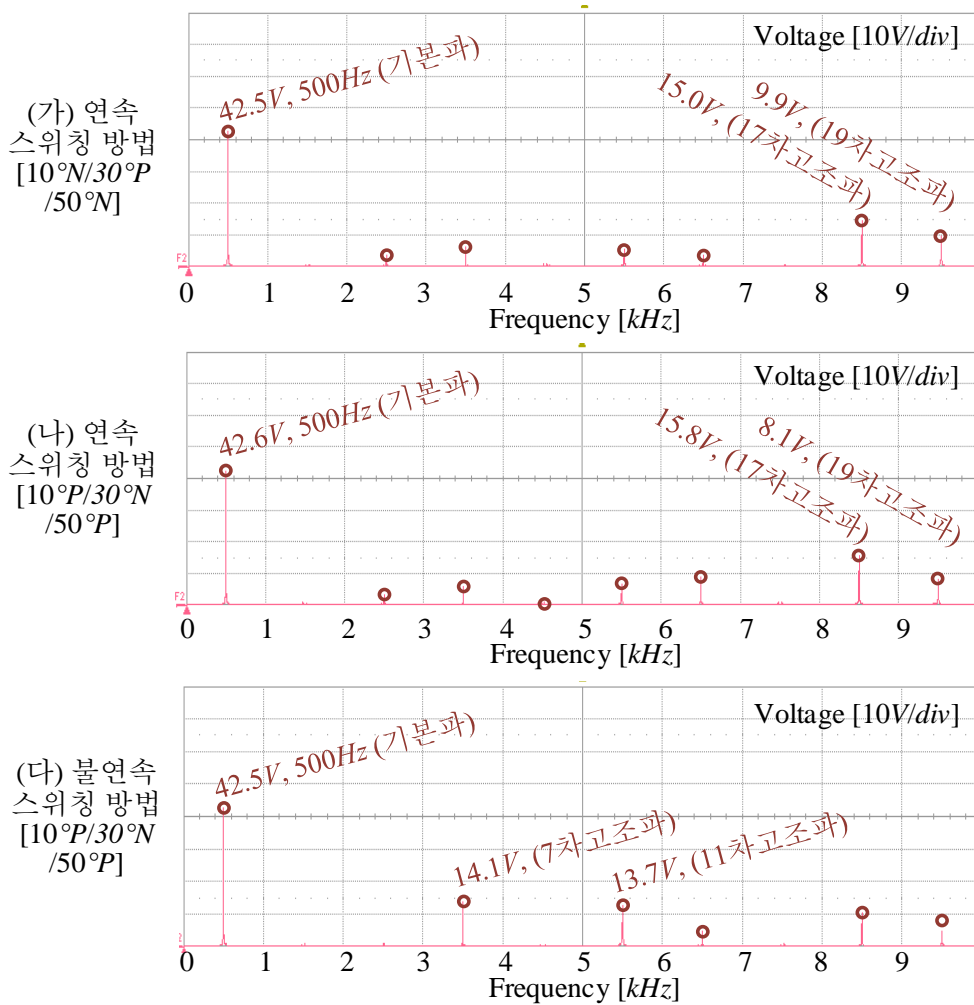


그림 5.15 $N_s=3$ 방법으로 $M_v=0.7$ 합성시 상전압의 고조파 측정 결과

평균 $4.5kHz$ 의 스위칭 주파수를 가지며, 두 배 스위칭 주파수 대역인 17차와 19차 고조파가 상대적으로 가장 컸다. 기본파 이외의 주파수의 경우 존재하는 위치는 거의 비슷했으나 연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]의 고조파 크기가 연속 스위칭 방법[$10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N$]의 고조파 크기보다 조금씩 더 컸다. 이는 그림 3.25와 3.37의 분석결과와 유사하다. 불연속 스위칭 방법[$10^\circ P/30^\circ N/50^\circ P$]의 경우 평균 스위칭 주파수는 $3.5kHz$ 이지만 두 배의 스위칭 주파수 대역에 고조파는 거의 존재하지 않았다. 하지만, 11차 및 7차 고조파가 상대적으로 컸으며 이는 그림 3.29의 분석결과와 유사하다.

5.4 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 방법 적용

이번절에서는 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 방법을 이용한 전 동기 제어시 그 성능을 살펴 보았다.

5.4.1 읍셋각 보상기의 영향

그림 5.16는 읍셋각 보상기 적용전후시 과도상태 전류파형이다. 여기서 150W 동기전동기 구동을 위해 $N_s=3$ 인 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N]을 사용하여 전압을 합성하였다. 그림 5.16의 초반 2.5초는 읍셋각 보상기를 적용하지 않았고, 후반 2.5초는 읍셋각 보상기를 적용하였다. 과도상황을 위해

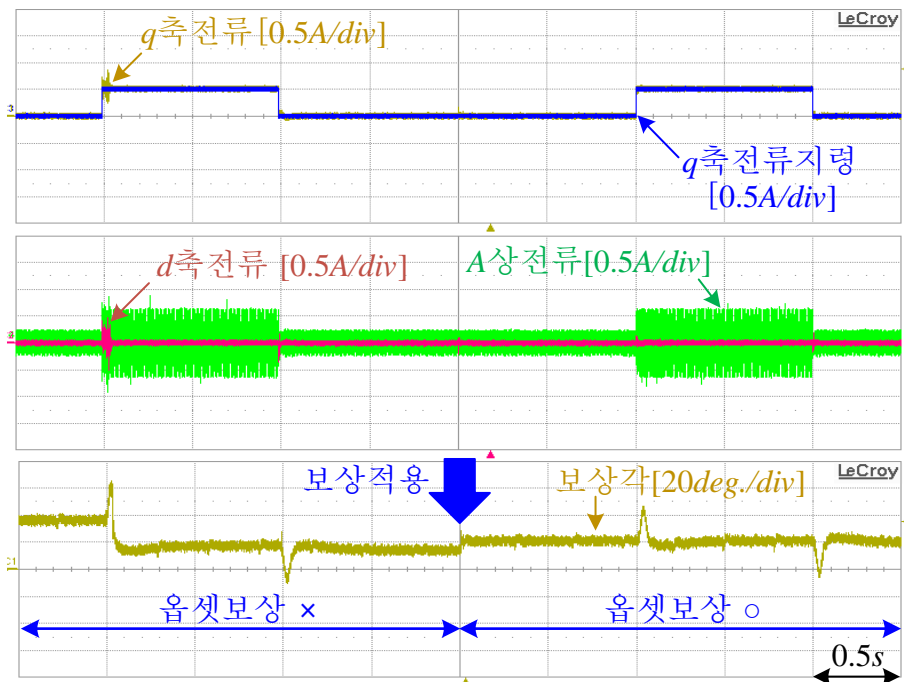
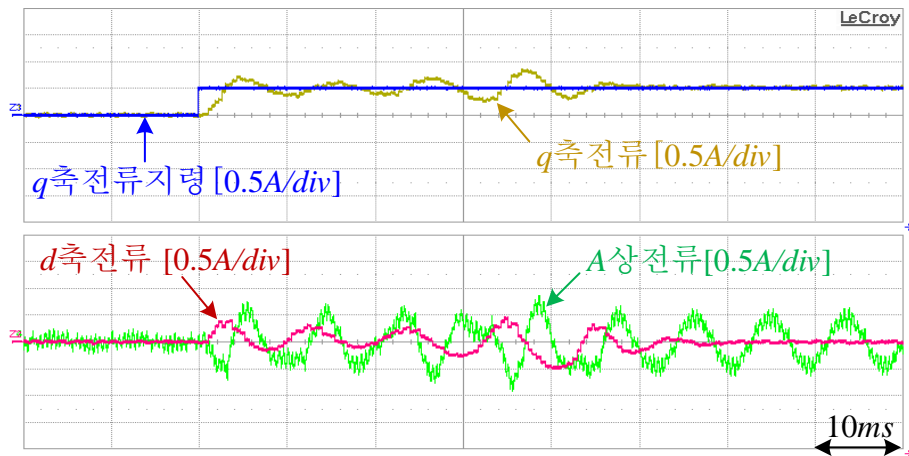


그림 5.16 읍셋각 보상기 적용 전후의 전류파형

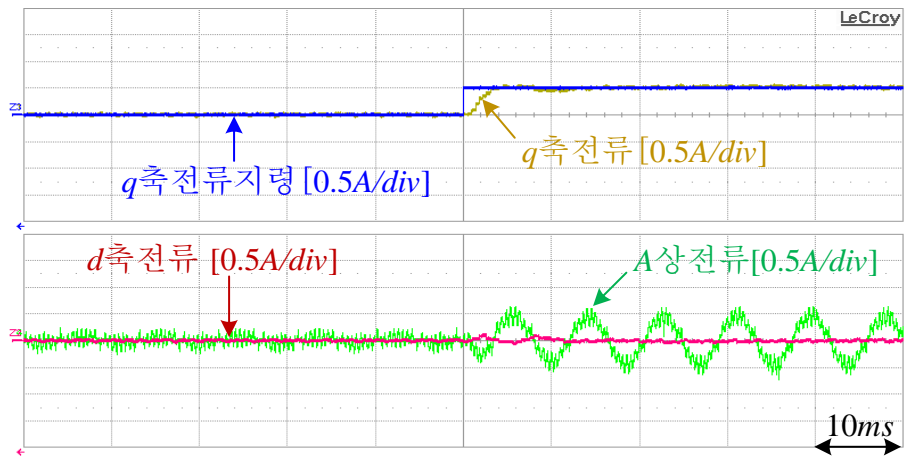
$\pm 0.5A$ 의 q 축 지령을 1초동안 인가하였으며, 이때 d 축 전류 지령은 0으로 유지하였다. 또한 윗셋각 보상기 적용전의 보상각은 계산만 실시하였고, 적용후에는 계산된 보상각을 전압각 지령에서 빼 주었다. 여기서 전류제어기의 제어밴드는 100Hz, 윗셋각 보상기의 저역통과 필터의 통과대역은 20Hz로 설정하였다.

그림 5.17은 $+0.5A$ 의 q 축 전류 지령이 인가되는 순간을 확대한 파형으로, (가)는 윗셋각 보상전, (나)는 윗셋각 보상후의 과도상태 전류 파형이다. 윗셋각 보상전에는 전류제어기에서 생각하는 전압각과 실제 인버터에서 출력된 전압의 전압각 사이의 차는 38° 였다. 따라서 양의 q 축 전류 지령이 인가되는 순간 전류제어가 제대로 되지 않다가 50ms 이후 dq 축 전류가 정상상태에 도달하였다. 또한 d 축 전류는 최대 0.5A의 전류맥동값을 가졌다. 즉, 윗셋각을 보상하지 않을 경우 잘못된 동기좌표계 전압을 합성하게 되는데, 각오차가 90도이하에서는 dq 축에 대한 \pm 부호의 방향이 일치하기 때문에 정상상태 전류오차가 0이 될수 있지만, 그 이상의 각오차에서는 positive 피드백 제어루프를 형성하기 때문에 전류제어가 더 이상 불가능해 지게 된다. 또한 과도상태에서는 잘못된 위치의 전압출력으로 인해 dq 축 전류의 상호간섭이 심해지고 정상상태 도달에 상대적으로 긴시간이 필요하게 된다.

윗셋각 보상 후에는 계산된 윗셋각이 20° 도 였으며, 이를 보상한 결과 q 축 전류는 정상상태 도달까지 4ms가 걸렸으며, d 축의 전류 맥동은 거의 없었다. 즉, 윗셋각 보정시 정확한 dq 축 전압 인가가 가능했으며, 그로 인해 과도상태 응답 특성을 향상 시킬 수 있었다.



(가) 옵셋각 보상전



(나) 옵셋각 보상후

그림 5.17 +0.5A q 축 전류지령 인가구간 확대 파형

5.4.2 동기 PWM방법간의 절환

(가) WTHD를 최소로 하는 동기 PWM방법 선택시

그림 5.18은 $N_s=3$ 의 연속 스위칭 방식[10°N/30°P/50°N]에서 $N_s=2$ 의 경계 샘플링 방식[0°B/30°P]로의 절환시 dq 축 전류 및 상전류, 상전압을 도시하였다. 여기서 dq 축 전류는 샘플링된 전류이고, 상전류 및 상전압은 측정된 파형이다. 이때 운전속도는 2,000 r/min으로 기본파 주파수는 133.3 Hz이다. 상전류를 1A로

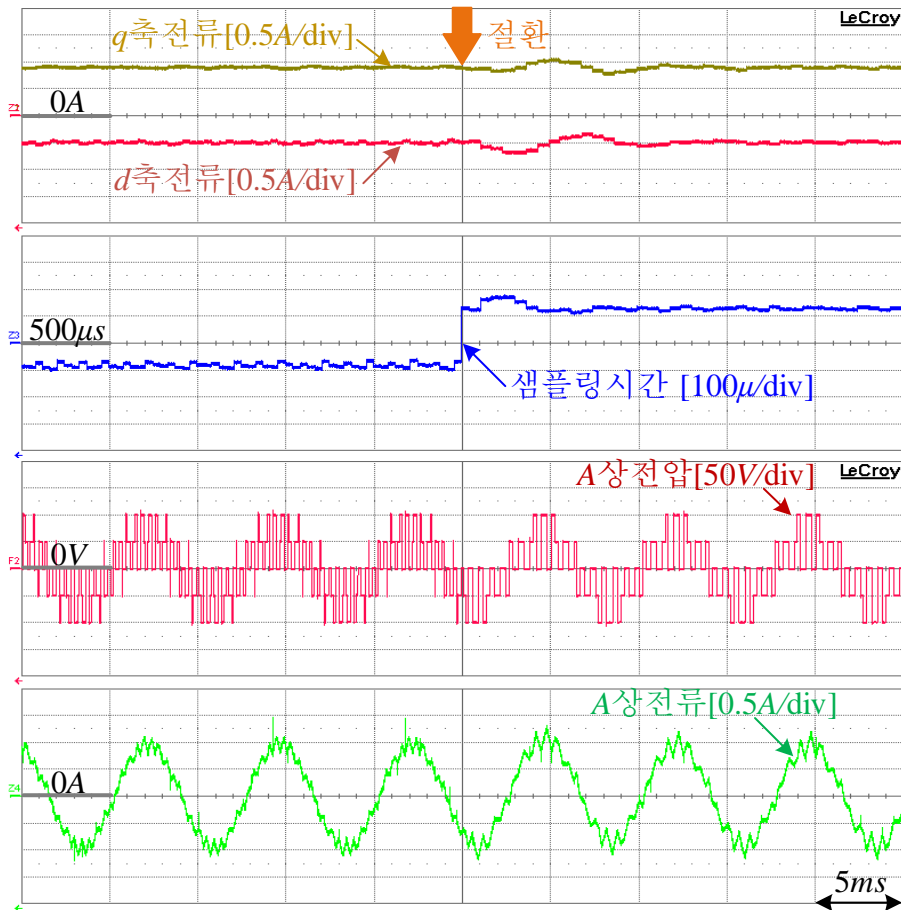


그림 5.18 CS[10°N/30°P/50°N]에서 BS[0°B/30°P]로의 절환시 전류/전압파형

유지하기 위해 d 축 전류는 $0.5A$ 로, q 축 전류는 $0.86A$ 로 제어하였다. 절환시 최소 샘플링 지점의 차가 최소가 되게끔 하기 위해 연속 스위칭 방식 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 의 $\pi/9, 4\pi/9, 7\pi/9, -8\pi/9, -5\pi/9, -2\pi/9$ 에서 경계 샘플링 방식 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 으로 절환이 이루어 지게 설정하였다. 이때 샘플링 지점간의 차는 5° 이다. 그림 5.18의 절환시 샘플링 지점은 연속 스위칭 방식 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 의 $7\pi/9$ 에서 경계 샘플링 방식 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 의 $3\pi/4$ 로 변경되었으며, d 축과 q 축 전류에 최대 $0.15A$ 의 전류 맥동이 발생하였다.

합성된 상전압은 평균 스위칭주파수가 $1.2 kHz$ 인 전압에서 $0.8 kHz$ 인 전압으로 변경되었으며, 정상상태 전류맥동의 크기가 절환이후 상대적으로 커진 것을 확인할 수 있다. 또한 $N_s=3$ 으로 가변 샘플링 시간의 평균값은 $416.7\mu s$ 이었으며, 절환이후 $N_s=2$ 로 가변 샘플링 시간의 평균값은 $625.0\mu s$ 이었다.

그림 5.19는 $N_s=2$ 의 경계 샘플링 방식 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 에서 $N_s=3$ 의 연속 스위칭 방식 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 으로의 절환시 dq 축 전류 및 상전류, 상전압파형이다. 절환시 최소 샘플링 지점의 차가 최소가 되게끔 하기 위해 경계 샘플링 방식 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 에서의 $\pi/12, 5\pi/12, 3\pi/4, -11\pi/12, -7\pi/12, -\pi/4$ 에서 연속 스위칭 방식 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 으로 절환이 이루어 지게끔 설정하였다. 그림 5.19의 절환시 샘플링 지점은 연속 스위칭 방식 $[10^\circ N/30^\circ P/50^\circ N]$ 의 $5\pi/12$ 에서 경계 샘플링 방식 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 의 $4\pi/9$ 로 변경되었으며, d 축과 q 축 전류에 최대 $0.12A$ 의 전류 맥동이 발생하였다.

$N_s=1$ 의 연속 스위칭 방식 $[30^\circ P]$ 과 $N_s=2$ 의 경계 샘플링 방식 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 간의 절환에서는 최소 샘플링 지점의 차가 15° 로 $N_s=2$ 과 $N_s=3$ 의 방법사이보다 크다. 연속 스위칭 방식 $[30^\circ P]$ 과 경계 샘플링 방식 $[0^\circ B/30^\circ P]$ 간의 절환을 실험을 통해 시도

하였으나 시스템에서 허용된 전류 이상의 과도한 전류 발생으로 구현이 불가능하였다. 따라서 WTHD를 최소로 하는 방법을 실제로 적용하기 위해서는 과도 전류에 대한 허용치가 충분히 확보된 시스템에서만 사용이 가능하다는 것을 알 수 있다.

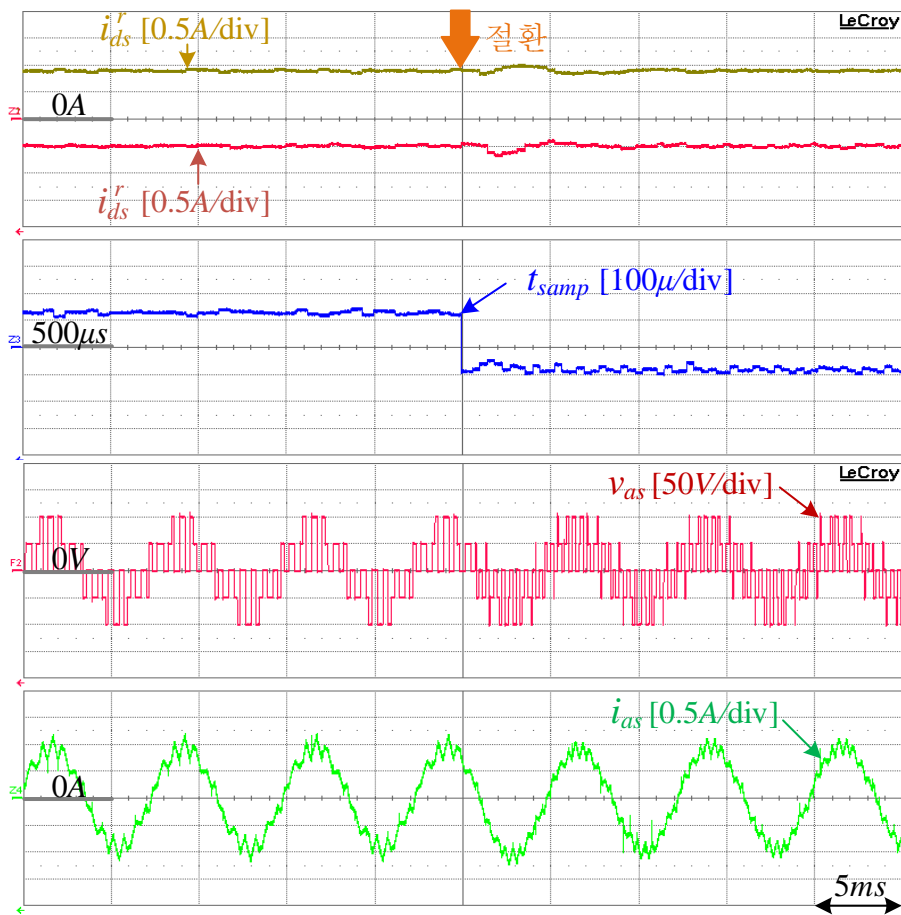


그림 5.19 BS[0°B/30°P]에서 CS[10°N/30°P/50°N]로의 절환시 전류/전압파형

(나) 샘플링 지점을 고려한 동기 PWM방법 선택시

앞선 WTHD를 고려한 동기 PMW방법 선택시와 동일하게 상전류를 1A로 제어하기 위해 d 축 전류는 0.5A로, q 축 전류는 0.86A로 제어하는 상황에서 연속 스위칭 방식[10°N/30°P/50°N], 연속 스위칭 방식[15°N/45°P], 연속 스위칭 방식[30°P]간의 절환을 실시하였다.

먼저 그림 5.20는 $N_s=3$ 의 연속 스위칭 방식[10°N/30°P/50°N]에서 $N_s=2$ 의 연속 스위칭 방식[15°N/45°P]로의 절환시 dq 축 전류 및 상전류, 상전압을 도시

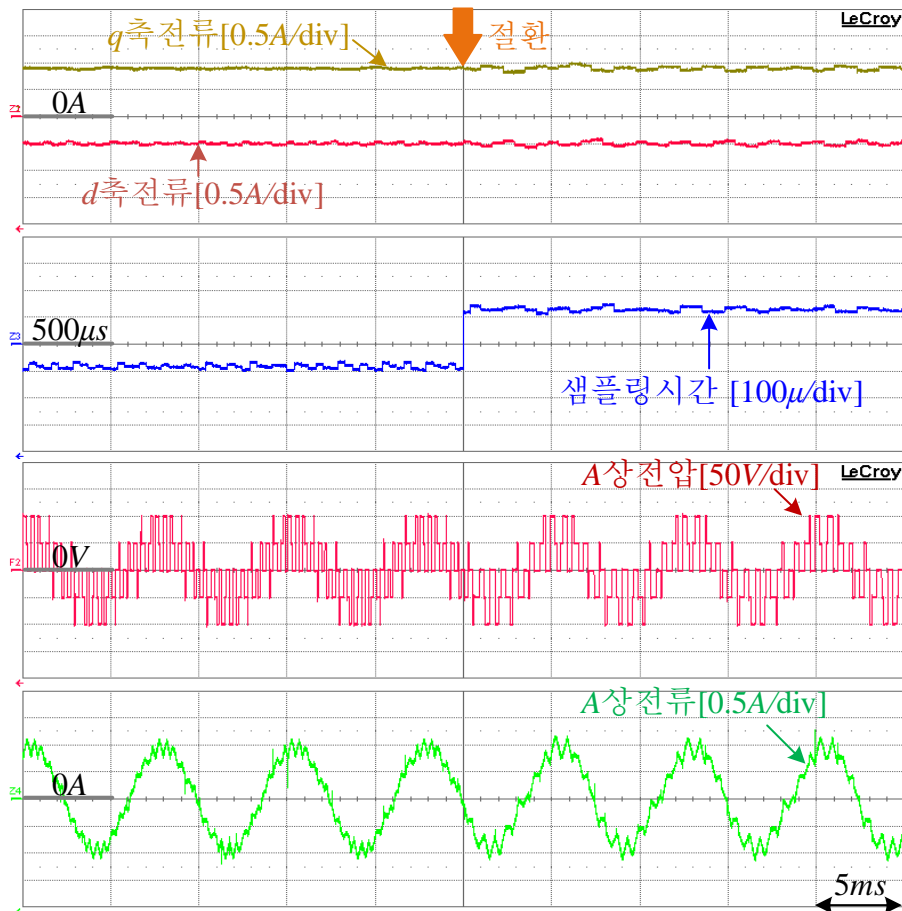


그림 5.20 CS[10°N/30°P/50°N]에서 CS[15°N/45°P]로의 절환시 전류/전압파형

하였다. $2,000 \text{ r/min}$ 에서 절환을 실시하였으며, 이때 기본과 주파수는 133.3 Hz 이다. 여기서 연속 스위칭 방식[$10^\circ\text{N}/30^\circ\text{P}/50^\circ\text{N}$]과 연속 스위칭 방식[$15^\circ\text{N}/45^\circ\text{P}$]의 샘플링지점이 일치하고 온/오프 시퀀스가 일치하는 $0, 2\pi/3, -2\pi/3$ 에서 절환을 실시하도록 설정하였다. 그림 5.20의 경우 연속 스위칭 방식[$10^\circ\text{N}/30^\circ\text{P}/50^\circ\text{N}$]의 $2\pi/3$ 에서 절환이 발생하였으며, d 축과 q 축전류에 전류 맥동이 거의 존재하지 않았다.

그림 5.21는 $N_s=2$ 의 연속 스위칭 방식[$15^\circ\text{N}/45^\circ\text{P}$]에서 $N_s=3$ 의 연속 스위칭

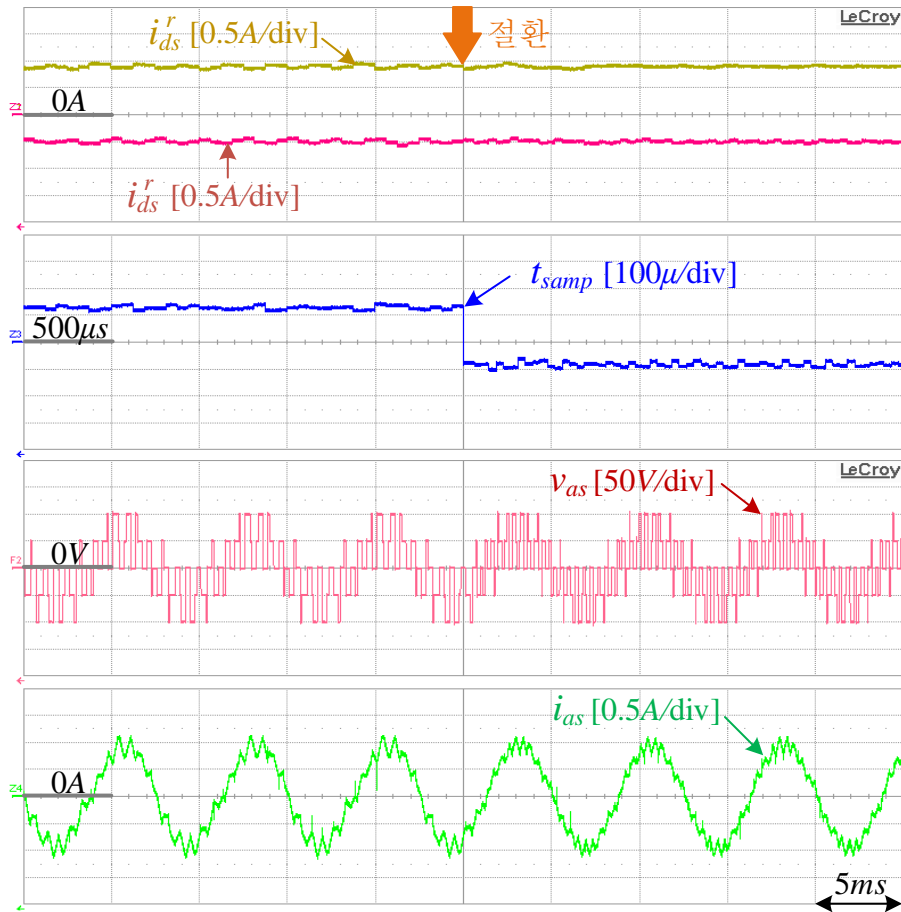


그림 5.21 CS[$15^\circ\text{N}/45^\circ\text{P}$]에서 CS[$10^\circ\text{N}/30^\circ\text{P}/50^\circ\text{N}$]로의 절환시 전류/전압파형

방식[10°N/30°P/50°N]로의 절환시 dq 축 전류 및 상전류, 상전압을 도시하였다. 동일하게 2,000 r/min 에서 절환을 실시하였으며, 연속 스위칭 방식[15°N/45°P]의 $-2\pi/3$ 에서 절환이 발생하였다. 절환시 d 축과 q 축전류에 약 0.1A의 전류 맥동이 발생하였다. 따라서 연속 스위칭 방식[10°N/30°P/50°N]과 연속 스위칭 방식[15°N/45°P]간의 절환시 샘플링 지점에 대한 차가 0인 지점에서 절환을 실시하기 때문에 추가전류맥동이 거의 발생하지 않음을 알 수있다.

그림 5.22은 $N_s=2$ 의 연속 스위칭 방식[15°N/45°P]에서 $N_s=1$ 의 연속 스위칭

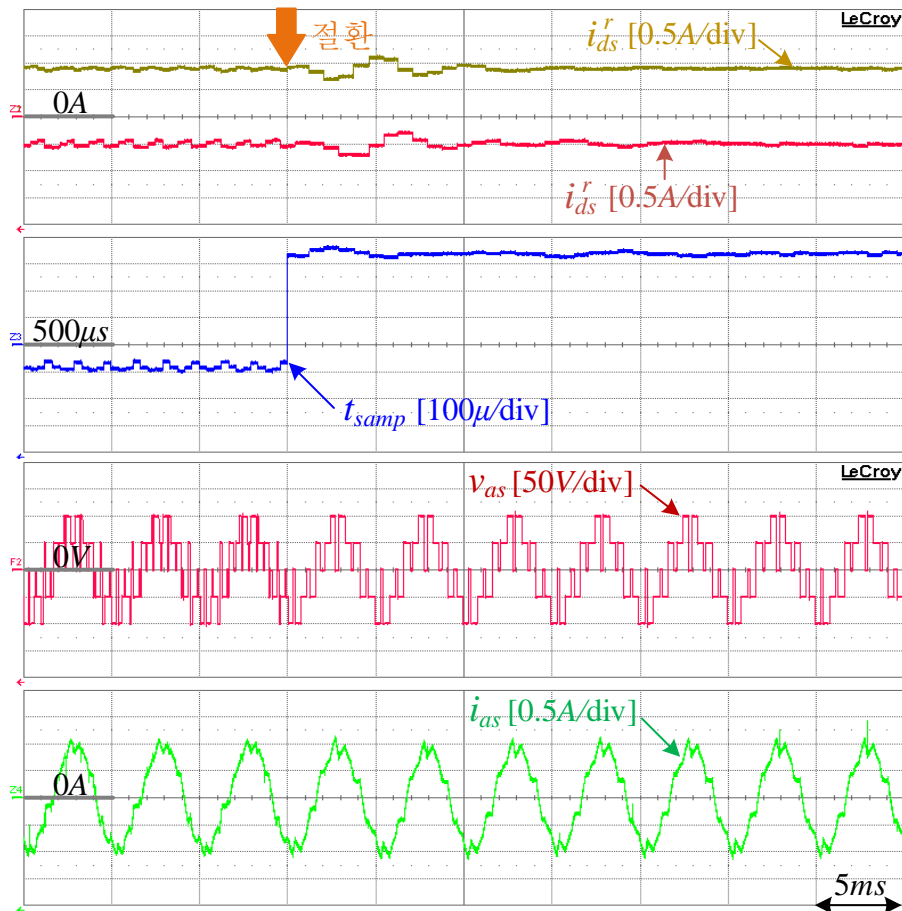


그림 5.22 CS[15°N/45°P]에서 CS[30°P]로의 절환시 전류/전압파형

방식[30°P]로의 절환시 dq 축 전류 및 상전류, 상전압을 도시하였다. 3,000 r/min 에서 절환을 실시하였으며, 이때 기본파 주파수는 200 Hz 이다. 여기서는 연속 스위칭 방식[15°N/45°P]과 연속 스위칭 방식[30°P]의 샘플링지점이 일치하고 온/오프 시퀀스가 일치하는 $\pi/3, -\pi/3, \pi$ 에서 절환을 실시하도록 설정하였다. 그림 5.21의 경우 연속 스위칭 방식[15°N/45°P]의 π 에서 절환이 발생하였으며, d 축과 q 축전류에 0.25A의 전류 맥동이 발생하였다. 이때 합성된 상전압은 평균 스위칭 주파수가 1.2 kHz 인 전압에서 0.6 kHz 인 전압으로 변경되었으며, 정상

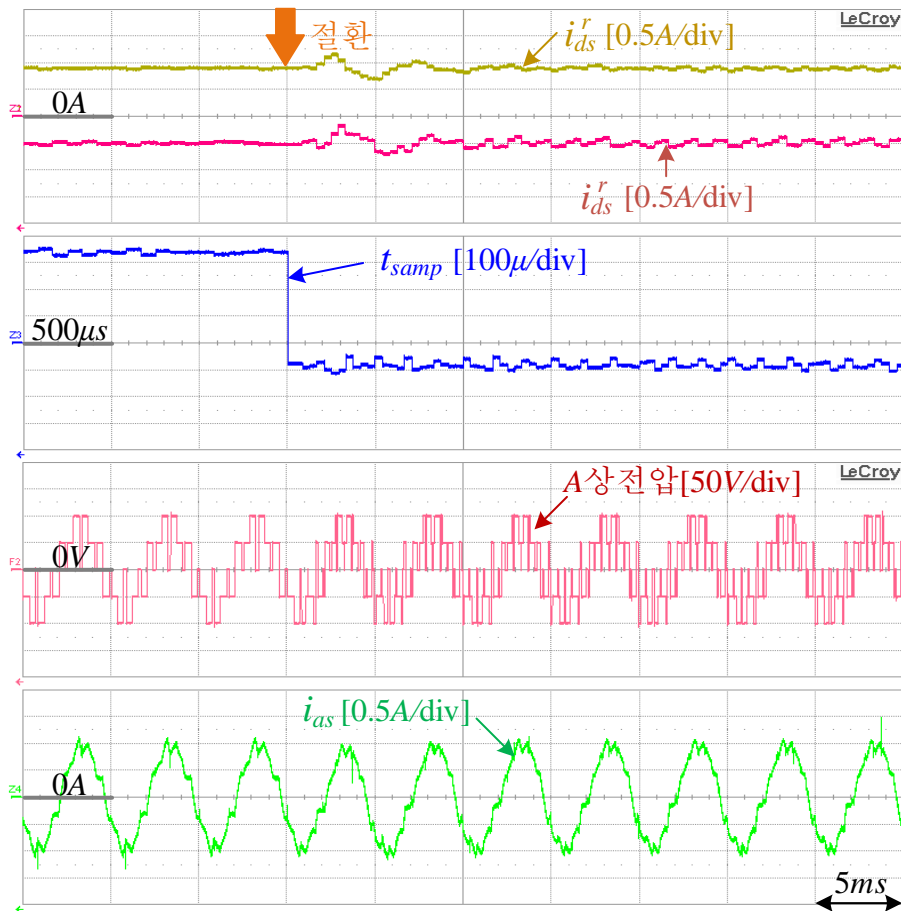


그림 5.23 CS[30°P]에서 CS[15°N/45°P]로의 절환시 전류/전압파형

상태 전류맥동의 크기가 절환이후 상대적으로 커진 것을 확인할 수 있다. 또한 $N_s=3$ 으로 가변 샘플링 시간의 평균값은 $416.7\mu s$ 이었으며, 절환이후 $N_s=2$ 로 가변 샘플링 시간의 평균값은 $833.3\mu s$ 이었다.

그림 5.23은 $N_s=1$ 의 연속 스위칭 방식[30°P]에서 $N_s=2$ 의 연속 스위칭 방식 [15°N/45°P]로의 절환시 dq 축 전류 및 상전류, 상전압을 도시하였다. 연속 스위칭 방식[30°P]의 π 에서 절환이 발생하였으며, d 축과 q 축전류에 0.4A의 전류 맥동이 발생하였다. 따라서 연속 스위칭 방식[15°N/45°P]과 연속 스위칭 방식[30°P]간의 절환시 샘플링 지점에 대한 차가 0인 지점에서 절환을 실시하기 때문에 추가 전류맥동의 크기가 작았다.

5.4.3 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로의 절환

그림 5.24와 5.25은 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로의 절환시 고정 샘플링 시스템에서의 최종 샘플링 위치에 따른 dq 축 전류 및 상전류 파형을 도시하였다. 여기서 150W 동기전동기를 1,666 r/min 으로 구동하였으며, 이때의 기본과 주파수는 111.1Hz이다. 고정 샘플링 시스템에서 스위칭 주파수를 1kHz, 샘플링 주파수를 2kHz로 설정하였기 때문에 $M_f=9$ 인 조건이다. 따라서 각 섹터당 샘플링 갯수가 3으로 유지되는데 여기서 운전속도가 조금만 바뀌더라도 샘플링 위치는 변하게 된다.

그림 5.24에서는 고정 샘플링 시점에서의 샘플링각 θ_{samp} 과 절환될 가변 샘플링방법의 고정된 샘플링각 위치 θ_{fix} 과의 차($\theta_{samp} - \theta_{fix}$)가 약 10°이 되는 조건에서 연속 스위칭 방법[10°N/30°P/50°N]으로의 절환을 실시하였다. 이 조건은 θ_{fix} 가 급격히 변화는 구간으로 가변 샘플링 방법의 샘플링 지점과 오차가 가장 클때

이다. 따라서 d 축 전류는 음으로 1A의 맥동이, q 축 전류는 양으로 1.1A의 맥동이 발생하였다.

그림 5.25에서는 $\theta_{smp} - \theta_{fix}$ 가 약 2° 이 되는 조건에서 절환을 실시하였다. 고정 샘플링의 샘플링 지점이 가변 샘플링 방법의 샘플링 지점과 오차가 작기 때문에 dq 축 전류맥동 또한 작았다. d 축 전류는 음으로 0.6A의 맥동이, q 축 전류는 양으로 0.4A의 맥동이 발생하였으며, 이는 그림 5.24에서의 전류맥동

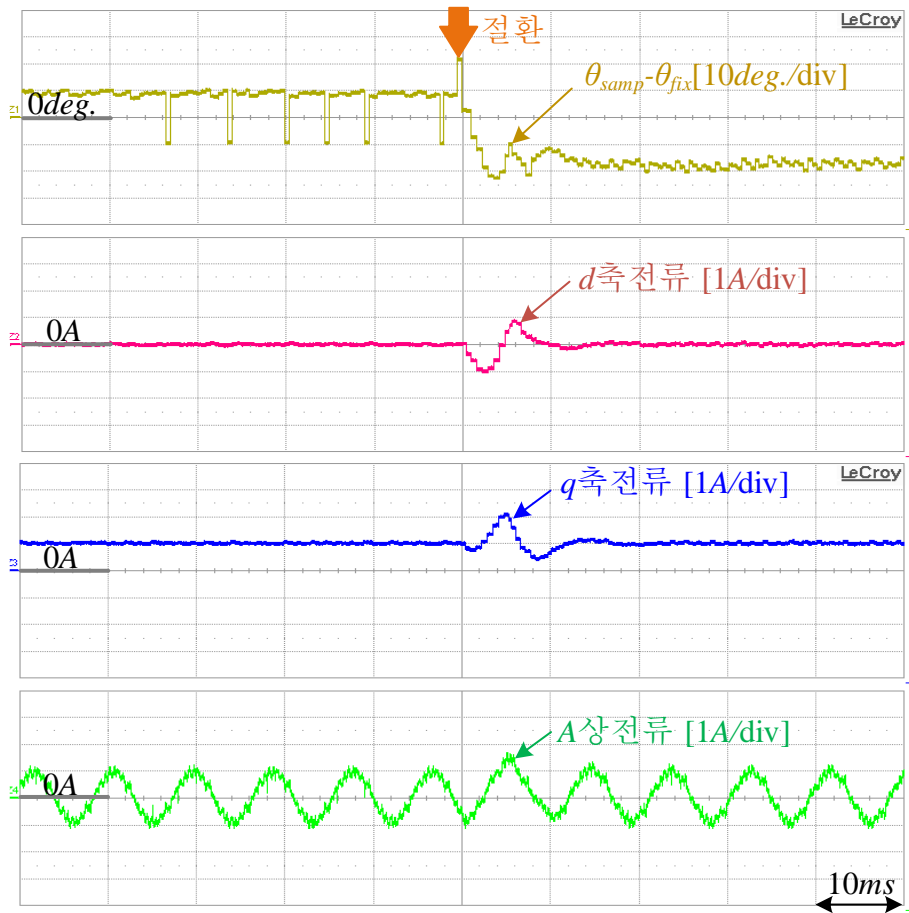


그림 5.24 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로 절환시 dq 축 및 A상 전류
 $(\theta_{smp} - \theta_{fix} = 10^\circ)$

크기 보다 50% 감소하였다. 여기서 절환시 가변 샘플링의 첫 벡터 인가가 적절하지 못할 경우에는 맥동이 훨씬 커지며, 경우에 따라서는 시스템의 제한 전류 범위의 과도 전류가 흘러 시스템 동작을 멈추게 할 수도 있다.

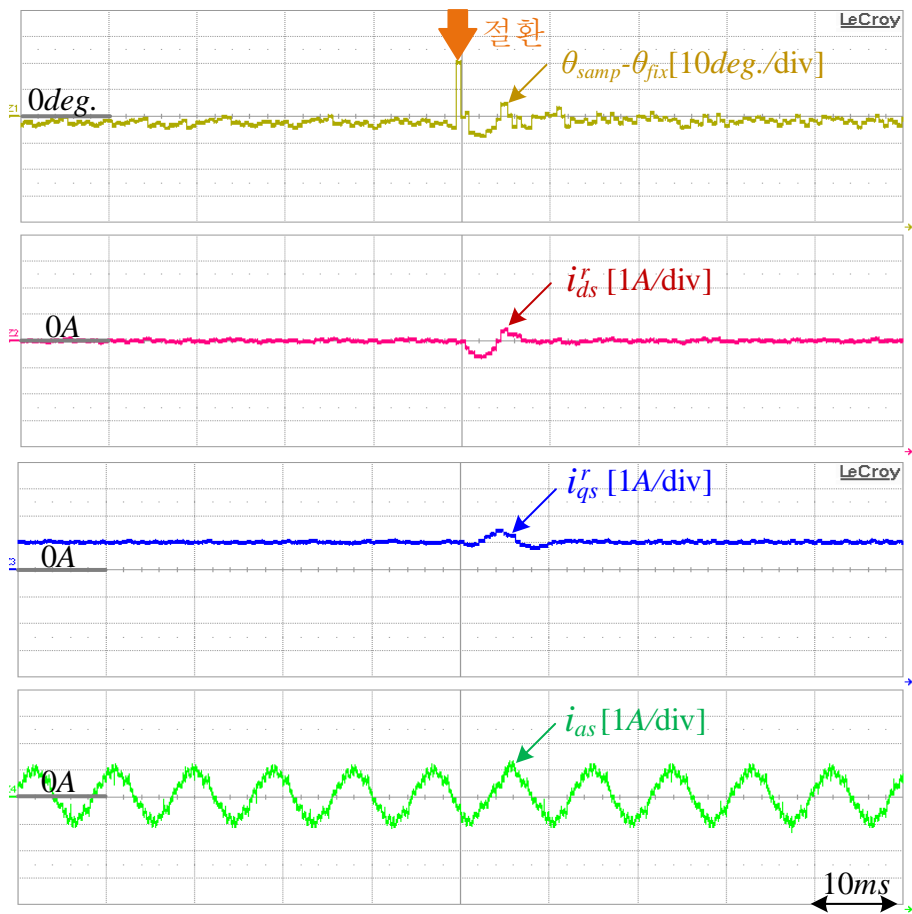


그림 5.25 고정 샘플링에서 가변 샘플링으로 절환시 dq 축 및 A상 전류
 $(\theta_{smp} - \theta_{fix} = -2^\circ)$

5.4.4 약자속 운전영역에서의 six-step 운전

그림 5.26은 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 적용하여 약자속 운전영역에서 전류제어시 dq 축 전류 및 전류지령, A상 전류 파형이다. 운전속도는 $3,750 \text{ r/min}$ 으로 M_v 가 1이하에서는 연속 스위칭 방법[30°P]을 사용하여 전압을 합성하였다. 기본파 주파수는 250 Hz 으로 $M_v < 1$ 인 전압합성시 평균 스위칭 주파수는 750 Hz 이고 $M_v = 1$ 인 전압합성시 평균 스위칭 주파수는 250 Hz 이다. dq 축 전류는 3상전류를 샘플링한 이후 동기좌표계로 변환한 값이다. 따라서 동기좌표계에서 기본파의 6배로 맥동하는 전류의 특정지점값을 샘플링하게된다. 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 적용시 항상 M_f 가

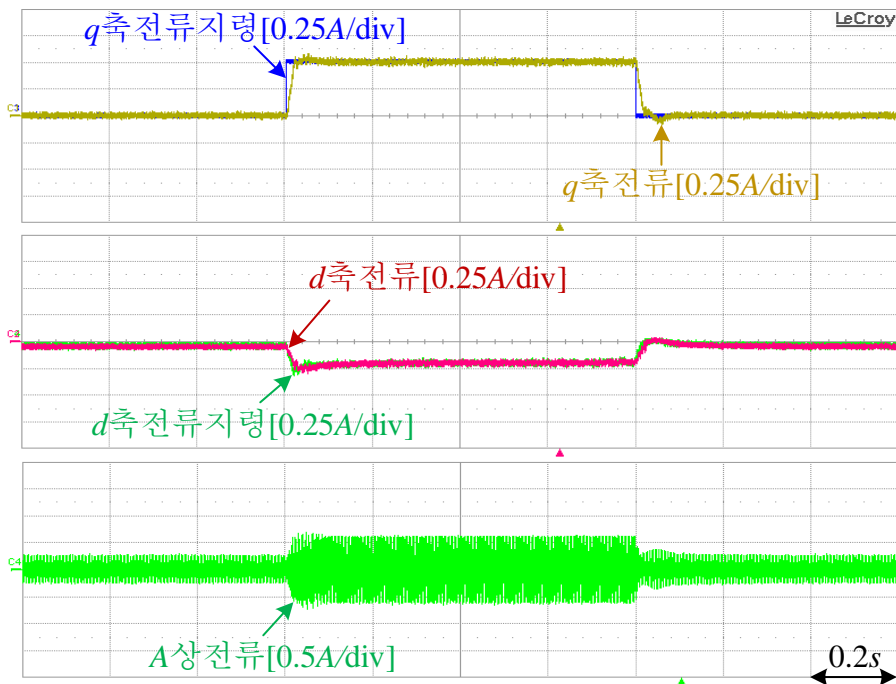
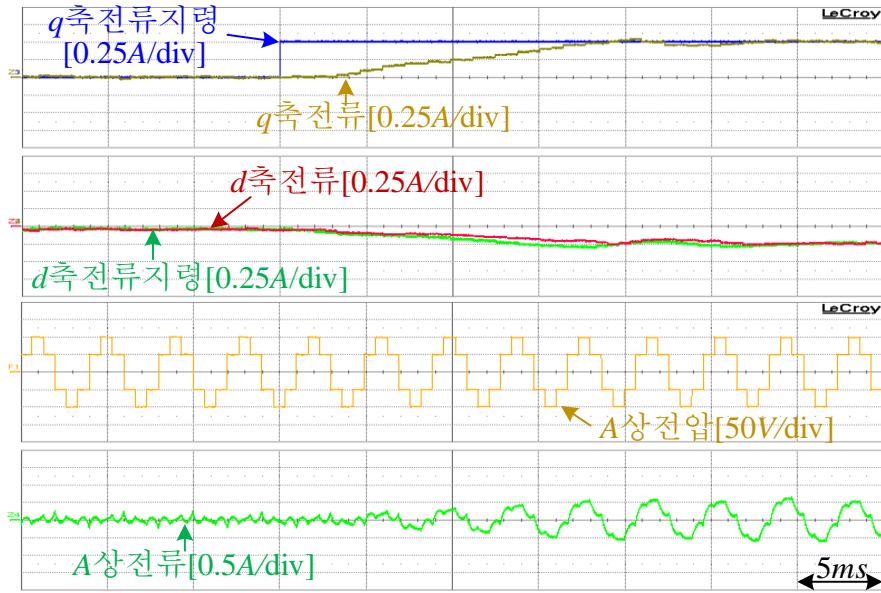


그림 5.26 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 이용하여 약자속 영역 six-step운전시 전류파형

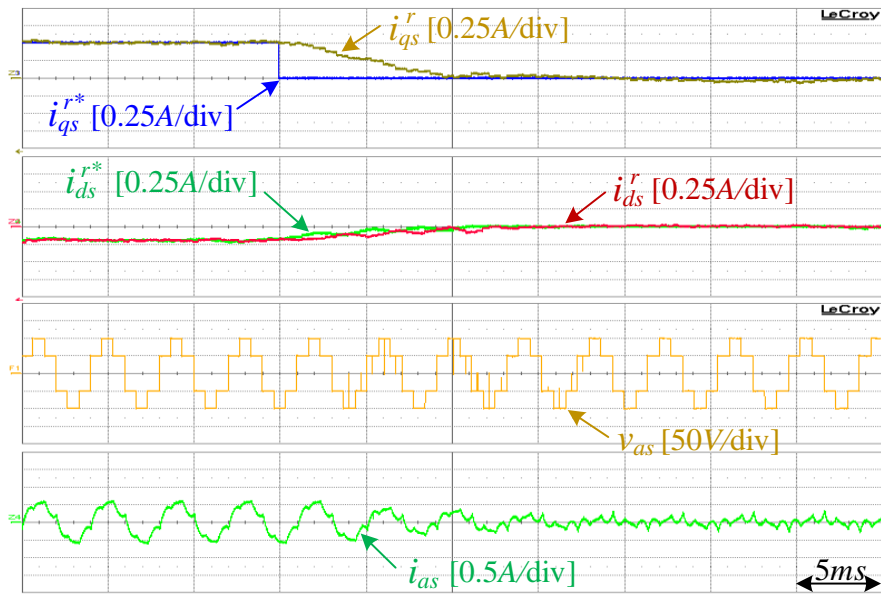
정수가 되도록 유지되기 때문에 그림 5.5의 고정 샘플링 시스템에서 six-step 운전시 존재했던 저주파 전류맥동이 사라졌다.

그림 5.27은 그림 5.26의 과도상태 부분을 확대한 파형으로 샘플링된 dq 축 전류 및 전류지령, 측정된 A 상전류, 출력된 A 상 전압의 측정값이다. 그림 5.27(가)에서는 +50%정격전류($0.5A$)를 계단형태로 증가시 전류 및 전압을 확대한 파형으로, dq 축 전류가 정상상태까지 도달하는데 약 $20ms$ 정도의 시간이 소요되었다. 전류의 크기가 변동되는 과도상태에서도 출력전압은 계속 six-step형태를 유지하고 있고 있으며 정상상태 도달 이후 저주파 맥동이 존재하지 않았다.

그림 5.27(나)에서는 반대로 +50%정격전류를 계단으로 감소시 전류 및 전압파형으로, dq 축 전류가 정상상태에 도달하는데 약 $15ms$ 정도의 시간이 소요되었다. 과도상태에서 출력토크를 감소시키기 위해 평소보다 작은 q 축 전압이 필요하고 그로 인하여 $M_v < 1$ 인 전압을 출력하였다. 저전압 합성시 연속 스위칭 방법[30°P]을 사용하였기 때문에 평균 스위칭 주파수는 $750Hz$ 로 유지되었다. 이는 그림 5.5의 고정 샘플링 방식에 비해 낮은 스위칭 주파수를 가짐에도 불구하고 정상상태에 도달하는데 걸리는 시간은 더 짧았다. 또한 그림 5.8의 가변 샘플링을 이용한 고정 six-step 전압출력방식에 비해 정상상태에 도달하는데 걸리는 시간 또한 더 짧았다. 따라서 토크에 기여하지 못하는 d 축 전류성분의 크기를 더 빠르게 제어할 수 있기 때문에 과도상태에서의 효율적인 운전이 가능하게 된다.



(가) +50% step 토크 인가시



(나) +50% step 토크 제거시

그림 5.27 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 이용하여 약자속 영역 six-step운전시 전류파형(그림5.26의 과도상태 확대)

5.4.5 연산시간에 대한 고찰

표 5.1은 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법 사용시 소요되는 연산시간을 계산해 보았다. 계산에 고려된 부분은 그림 4.1의 전류제어기 부분, 극좌표계 변환부분, 동기전압 합성부분, 옵셋각 보정부분이다. 연산시간 비교를 위해 고정 샘플링을 이용한 SVPWM 적용시 소요되는 시간을 함께 계산하였는데, 논문[73]의 1.5샘플링의 시지연과 전압크기 보상방법이 적용경우로 가정하였다. 두 가지 방법 모두 전류제어기로 복소벡터 PI제어기를 사용하는 시스템으로 가정하였다.

Clock수 계산에는 TI사의 'Code Composer Studio 3.3'의 Device simulator를 사용하여, 각 방법에서 사용된 주요함수의 사용횟수와 사용되는 clock수를 계산하였다. Device simulator는 C로 구현된 코드를 설정된 마이크로 프로세서에서 제공하는 라이브러리를 기준으로 어셈블리어로 변환하고 각 기계 명령어를 수행하는데 필요한 시스템 clock수를 계산할 수 있는 기능을 제공한다. 'atan2', 'sin', 'cos', 'asin', 'sqrt'는 일반적으로 제공되는 'math.h'를 사용하였으며, BOUND_PI와 디지털 필터는 자체적으로 구현된 함수이다.

제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법의 경우 총 1595개의 clock이 사용되었는데, 이는 300MHz 시스템에서 5.32 μ s가 소요된다. 고정 샘플링을 이용한 SVPWM의 경우 총 1353개의 clock이 사용되며, 300MHz 시스템에서 4.51 μ s가 소요된다. 따라서 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법의 경우 고정 샘플링을 이용한 SVPWM 방법보다 시간이 조금 더 걸리는 것을 확인할 수 있다. 여기서 전체 clock수는 변수의 호출 위치 혹은 if 구문의 개수 등에 따라 사용되는 clock수가 변할 수 있기 때문에 대략적인 연산시간 참고

에만 사용할 수 있다. 또한 실제 전동기 구동을 위해서는 전류측정 및 위치정보 추정 등 다른 연산시간이 추가로 사용된다는 것을 생각할 필요가 있다.

표 5.1 적용된 방법 별 사용된 연산 및 시스템 clock 수

사용된 주요연산	가변 샘플링 동기PWM방법 CS[30°P]	고정 샘플링 SVPWM	평균 clock 수
'atan2'	1 회	0 회	72 clock
'sin', 'cos'	2 회	4 회	77 clock
'asin'	1 회	1 회	395 clock
'sqrt'	1 회	0 회	46 clock
곱셈	28 회	39 회	4 clock
나눗셈	1 회	1 회	46 clock
BOUND_PI	2 회	0 회	388 clock
디지털 필터	1 회	0 회	44 clock
if구문	4 회	9 회	-
총 clock 수	1595 clock (5.32 μ s)	1352 clock (4.51 μ s)	

제 6 장 결론 및 향후 과제

6.1 연구 결과

제한된 스위칭 주파수 조건에서 높은 기본파 주파수를 출력할 수 있는 동기 PWM방법을 샘플링 주기 평균 관점에서 분석하고, 낮은 주파수 변조지수를 가지는 조건에 적용할 수 있는 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 제안하였다. 운전 주파수 별 동기 PWM방법을 선택하고 각 방법간의 절환 알고리즘을 제안하였다. 또한 고정 샘플링 SVPWM방법과 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기PWM방법과의 결합 알고리즘을 제시하였으며, 약자속 운전영역에서 six-step 운전에 적용시 개선된 과도 및 정상상태 성능을 가짐을 보였다.

본 논문의 연구 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 기존에 소개 되었던 동기 PWM방법을 샘플링 단위의 평균전압 합성 관점에서 새롭게 분석을 진행하였다. 섹터당 샘플링 개수, 합성하고자 하는 전압벡터의 섹터 내 위치, 유효벡터의 인가 순서에 따라 합성된 전압의 크기를 나타내는 일반화 수식을 구하였다.
 - A. 일반화 수식을 통해 전압벡터의 인가 방향에 따라 합성 가능한 최대 전압의 크기가 다를 수 있음을 확인하였다.
 - B. 일반화 수식은 영벡터 인가각의 크기에 대한 식으로 표현되기 때문에 삼각과 비교방식을 통한 전압합성시 영벡터 인가각을 원하는 전압 크기를 합성하는 지령값으로 사용할 수 있다.
- 2) 가변 샘플링 주기 시스템에서 동기 PMM방법을 사용할 수 있는데, 샘플링 주기가 급변하는 과도 상태시 출력전압의 오차를 일반화 수식으로부터

연을 수 있었다. 수식 및 모의실험을 통해 그 크기를 확인해본 결과 샘플링 주기 변화로 인한 전압오차는 크지 않았다. 섹터당 샘플링 횟수가 작을 수록 그 오차가 커졌지만, 섹터당 샘플링 횟수가 1인 경우 그 오차를 보정할 수 있었다.

- 3) 샘플링 횟수 별 사용 가능한 동기 PWM방법을 제안하고, 각 샘플링 지점에서 합성된 전압크기와 영벡터 인가각 사이의 관계식을 일반화 수식으로부터 구하였다. 또한 고조파 분석을 실시하였으며 각 방법 별 가중 전고조파 왜곡율을 비교하였다.
- 4) 가변 샘플링을 이용한 동기 PMM 시스템 구현을 위해, 극좌표계 변환부분, 동기전압 합성부분, 읍셋각 보정부분으로 이루어진 제어 알고리즘을 제안하고 그 성능을 확인하였다.
- 5) 속도 별 최적의 동기 PWM방법을 선택하는 과정을 소개하였다. 또한 다른 동기 PWM방법간의 절환시 샘플링 지점 및 스위칭 온 /오프 시퀀스에 대한 고찰이 필요함을 확인 하였다.
- 6) 운전 속도별 동기 PWM방법간의 절환, 고정 샘플링 시스템과 가변 샘플링 시스템을 결합시 샘플링 지점오차에 따른 과도상태 맥동이 발생할 수 있음을 보였고, 이를 해결하기 위한 전략을 제시하고 실험 및 모의실험을 통해 그 성능을 검증하였다.
- 7) 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 약자속 운전영역에 적용해 보았다. 정상상태에서 속도에 동기화된 샘플링을 가지므로 six-step에 의한 맥동 성분만 존재하였으며, 과도상태에서는 원하는 크기의 전압을 작은 횟수의 스위칭으로 합성할 수 있기 때문에 빠른 동특성을 보였다. 실험 및 모의

실험을 통해 기존의 방법들에 비해 제안된 방법이 우수한 성능을 가지는 것 확인하였다.

기존방식 중 최적 PWM 방식은 많은 계산량과 낮은 주파수 변조지수 조건에서 과도 응답성의 개선에 한계가 존재하고, 전류예측제어기 방식은 정상상태 성능이 나빴다. 하지만 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방식은 작은 연산량으로 과도상태 및 정상상태 성능 두 가지를 함께 향상시킬 수 있다는 이점이 있다. 이러한 제안된 방식은 낮은 주파수 변조지수를 가지는 대용량 저속 전동기 운전 시스템이나 소용량 초고속 전동기 운전 시스템에 모두 적용할 수 있다. 특히 제안된 방식은 연산량이 적고 쉽게 적용할 수 있기 때문에, 시스템의 크기가 작고 주로 낮은 가격의 마이크로 프로세서를 사용하는 소용량 초고속 운전 시스템에 적합한 방식이다.

6.2 제안된 시스템의 한계

제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방식을 저속 대용량 시스템에 적용할 수도 있으나, 대용량 인버터에서 주로 사용하는 최적 PWM 방식은 주어진 조건에서의 최상의 스위칭 펄스 패턴을 사용하는 것이기 때문에 정상상태 전류 성능을 뛰어넘을 수 없다. 또한 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방식에서 과도 제어를 위해 샘플링 시간을 줄이고 늘리는데, 샘플링 시간을 줄이는 방향에서는 알고리즘 계산에 필요한 최소 연산시간이상을 확보할 수 있도록 제한이 필요하다. 즉, 과도상태 성능을 향상시키는데 한계가 존재하며, 이는 전류예측 제어 방식만큼의 빠른 응답성을 확보할 수 없음을 뜻한다.

또한 5.1절에서 언급한 것처럼 제안된 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM 방법을 현재로서는 일반 마이크로 프로세서에 바로 적용하기 어렵다. 일반적으로 제어 알고리즘이 계산되고 있는 연산시간 동안에는 변경된 변수에 대한 3상 전압의 출력이 바로 변하지 않고 특정지점에서 일괄적으로 변경되도록 해야 한다. 가변 샘플링 주기를 가지는 시스템을 구현하고자, 현재 반도체 회사에서 제공해주고 있는 마이크로 프로세서의 PWM 전압합성 라이브러리를 사용해서는 전압지령을 특정지점에서 일괄 변화시키는 것은 불가능하거나 일부 전압 크기 조건에서만 가능하다. 본 논문에서는 FPGA를 이용해 시스템을 구현하였지만, 향후 실제 적용을 위해서는 PWM 전압합성 라이브러리에 대한 기능 추가가 필요하다.

6.3 향후 과제

본 연구의 향후 과제는 다음과 같다.

1) 가변 샘플링 시스템에 대한 시스템 안정도 분석

제어 시스템에서 시스템 분석시 연속시간영역, 혹은 고정된 샘플링을 가지는 이산시간영역에서 실시하게 된다. 하지만 제안된 제어기의 경우 가변하는 샘플링을 가지기 때문에 분석방법에 대한 결정이 쉽지않다. 정상상태에서는 운전 속도에 비례하는 고정된 샘플링을 가지기 때문에 이산시간 영역에서의 분석을 사용할 수 있지만, 과도상태에서는 샘플링 주기가 가변하기 때문에 이에 대한 안정도를 보장 할 수 없다.

현재 제어이론 분야에서도 가변 샘플링 시스템에 대한 시스템 분석을 도전적인 과제로 생각하고 연구가 진행되고 있지만, 아직 명확한 이론이 정립되지 못한

상황이다. 일부 통신시스템에서 가변 샘플링 주기가 적용된 신호처리시 이에 대한 안정도를 분석하기 위해 State-dependent sampling 시스템[77], self-triggered feedback 시스템[78]-[80], 혹은 aperiodic sampling 시스템[81]-[82]의 주제로 최근 연구가 진행되기도 하였다. 따라서 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법에 적합한 제어이론을 바탕으로 시스템 안정도 분석에 대한 연구를 실시할 필요가 있다.

2) 전류측정오차 보상

앞선 4.1.4절에서 전류측정지점에 대해 언급하였다. 기본파 주파수 대비 샘플링 주파수가 높지 못한 상황에서 전류샘플링을 하게되면, 실제 전류의 평균값을 측정하지 못하는 문제가 발생한다[75]. 이를 보상하기 위해 측정된 전류에 일정 크기 보상값을 더해주는 방식이 제안되었지만, 고정 샘플링 시스템에서 PWM이 고려되지 않은 이상적인 전압이 출력될 때를 기준으로 보상이 이루어진 방법이다. 하지만 실제 인버터는 정지좌표계의 고정된 위치에 존재하는 유효벡터를 출력하기 때문에 이를 고려한 정확한 전류 크기 보상방법에 대한 연구가 필요하다. 특히 전압합성시 사용하는 벡터 인가 방향을 고려한 전류값 보상방법에 대한 연구가 필요할 것으로 판단된다.

3) 계통필터에 대한 고찰

계통 전원을 사용하는 3상 인버터 구조로 구현한다면, 계통 입력 전류 고조파 관련 규정을 만족해야 한다. 예를 들어 IEC6100-3-2의 경우에서 계통 측 상전류의 고조파에 대해 2차부터 40차까지 규제하게 된다[83]. 특히 $15 \leq n \leq 39$ 의 홀수 고조파의 경우 최대 허용전류는 $0.15 \times 15/n$ 이하 제한되고 $8 \leq n \leq 40$

차의 짝수 고조파의 경우 $0.23 \times 8/n$ 이하로 제한된다. 따라서 인버터에서 스위칭 주파수를 너무 낮게 가져갈 경우 PWM 합성된 전압의 side band 고조파가 규정 내의 고조파를 만들게 된다. 따라서 계통규격의 저차 고조파의 규정을 만족하기 위해서는 상대적으로 큰 1차 필터나 LCL필터와 같은 고차필터를 사용할 수 있다. 혹은, 해결하기 위해서는 동기 PWM방법에서 최대 스위칭 주파수를 제한하는 것 이외에 최저 스위칭 주파수에 대한 제한을 설정하는 등의 방법을 적용해야 할 것이다. 따라서 이러한 계통 전원을 사용하는 3상 인버터 구조에서 가변 샘플링을 이용한 동기 PWM방법을 적용할 경우 계통 입력필터에 대한 추가 연구가 필요하다.

참고 문헌

- [1] B. K. Bose, "Adjustable speed AC drives – A technology status review" *Proceedings of The IEEE*, vol. 70, no. 2, Feb. 1982.
- [2] B. K. Bose, "Power electronics – An emerging technology," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 36, no. 3, Aug. 1989.
- [3] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, and A. Boglietti, "High-speed electrical machines : Technologies, Trends, and Developments," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2946-2959, Jun. 2014.
- [4] H. Stemmler. "High-power industrial drives." *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1266-1286, Aug. 1994.
- [5] A. Steimel, "Direct self control and synchronous pulse techniques for high power traction inverter in comparison," *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. 51, no. 4, pp. 810-820, Aug. 2004.
- [6] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*, New Jersey : Wiley, 2006.
- [7] M. A. Rahman, A. Chiba, and T. Fukao, " Super high speed electrical machines-summary," *IEEE-PELS meeting*, pp.1272-1275, June, 2004.
- [8] T. Noguchi, Y. Takata, Y. Yamachita, S. Ibaraki, "160,000-r/min, 2.7-kW Electric Drive of Supercharger for Automobiles," *International Conference on PEDS 2005*.
- [9] C. Zwysig, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An ultrahigh-speed, 500000 rpm, 1kW electrical drive system," *IEEE Conf. on PCC*. 2007.
- [10] T. Noguchi, Y. Takata, Y. Yamachita, Y. Yohimi komatsu, and S. Ibaraki, "220,000-r/min, 2-kW PM motor for Turbocharger," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 161, no. 3, 2007.
- [11] C. Zwysig, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An ultrahigh-speed, low power electrical drive system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 577-584, Feb. 2008.

- [12] M. Kim, J.-S. Yim, S. -K. Sul, and S. -I. Lim, "Implementation of super high speed permanent magnet synchronous machine drive," *IEEE Energy conversion congress and Exposition(IECC)* , pp. 1700-1704, 2009.
- [13] J. Yoshimoto, Y. Inoue, S. Morimoto, and M Sanada, " Ultra-high-speed sensorless drive using direct torque control," *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2012*.
- [14] S. Konaka, Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Comparative study of control characteristics in ultra high speed PMSM drives." , *IEEE 5th International symposium on SLED*, May, 2014
- [15] 정대웅, "오프셋 전압에 의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석," 박사 학위 논문, 2000 2월.
- [16] 노의철, 정규범, 최남섭, *전력전자공학*, 문운당, 1997
- [17] J. Holtz, " Pulsewidth modulation-a survey", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 39, no. 5, pp. 410-420, Dec. 1992.
- [18] H. Patel and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: Part I – Harmonic elimination," *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. no. 3, pp. 310-317, May/Jun. 1973.
- [19] J. Holtz and B. Beyer, "Optimal synchronous pulsewidth modulation with a trajectory tracking scheme for high-dynamic performance," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 29, no. 6, pp. 1098-1105, Nov./Dec. 1993.
- [20] J. Holtz and X. Qi, "Optimal control of medium voltage - an overview," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.60, no. 12, pp. 5672-5481, Dec. 2013
- [21] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, "Synchronised PWM strategies based on space vector approach part 1 : principles of waveform generation." *IEE Proc. Electric Power Appl.*, vol. 146, no. 3, pp. 267-275, May 1999.

- [22] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, "Two novel synchronized bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for high power drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 84-93, Jan. 2002.
- [23] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, "Extension of operation of space vector PWM strategies with low switching frequencies using different overmodulation algorithms," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 788-797, Sep. 2002.
- [24] J. Park, S. Jung, and J. -I. Ha, "Variable time step control for six-step operation in SMPMSM," in *Proc. International Conf. on Power Electronics-ECCE Asia*, Jun. 2015.
- [25] J. Park, S. Jung, and J. -I. Ha, "Phase current reconstruction with single dc-link current sensor for six-step operation in three phase PWM inverter," in *Proc. IEEE ECCE*, Sep. 2015.
- [26] P. Cortes, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [27] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, "Synchronised PWM strategies based on space vector approach part 2 :performance assessment and application to V/F drives." *IEEE Proc. Electric Power Appl.*, vol. 146, no. 3, pp. 276-281, May 1999.
- [28] V. Oleschuk, V. Ermuratskii and V. Berzan, "Elimination of subharmonic in spectra of output voltage of drive inverters with space vector PWM," *IEEE 16th international Conf. on Harmonics and quality of Power (ICHQP)* 2014.
- [29] Z. Ke, J. Zhang, "Subharmonic Reduction for sixstep operation of three phase inverter," *Applied Power Electronic Conference and Exposition(APEC)* 2015.
- [30] C. Garcia, D. Prett, and M Morari, "Model predictive control: Theory and practice-A survey," *Automatica*, vol. 25, no. 3, pp. 335-348, May 1989.

- [31] D. Mayne, J. Rawlings, C. Rao, and P. Scokaert, "Constrained model predictive control: Optimality and stability," *Automatica*, vol. 36, no. 6, pp. 789–814, Jun. 2000.
- [32] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 20, no. 5, Sep./Oct. 1984.
- [33] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan./Feb., 1988.
- [34] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters*, New Jersey : Wiley, 2003.
- [35] Y. Iwaji, T. Sukegawa, T. Okuyama, T. Ikimi, M. Shigyo, and M. Tobise, "A new pwm method to reduce beat phenomenon in large-capacity inverter with low switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 3, pp. 606-612, May/Jun. 1999.
- [36] P. Stumpf, R. K. Jordan, and I. Nagy, "Analysis of Space vector modulation techniques applied in voltage source converters of ultrahigh speed induction motor drives," *Proceedings of the 14th European Conf. on Power Electronics and Application*, 2011.
- [37] P. Stumpf, R. K. Jordan, and I. Nagy, "Subharmonics generated by space vector modulation in ultrahigh speed drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1029-1037, Feb. 2012.
- [38] P. Stumpf, R. K. Jordan, and I. Nagy, "DC Components and subharmonics generated by naturally sampled PWM Techniques," *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2012*.
- [39] S. -K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*, New Jersey : Wiley, 2011.
- [40] F. Briz, M. W. Degner, R. D. Lorenz, "Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1424-1432,

- Nov./Dec. 1999.
- [41] F. Briz, M W. Degner, R. D .Lorenz, " Analysis and design of current regulators using complex vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.36, no. 3, pp. 817-825, May./Jun. 2000.
- [42] H. Kim, R. D. Lorenz, "Synchronous frame PI current regulators in a virtually translated system," *Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting .* 2004.
- [43] Y.-S. Jeong, and S. -K. Sul, "Analysis and design of decoupling current controller for AC Machines : A unified transfer matrix approach," *Industry Applications Conference, 40th IAS Annual Meeting.*, 2005.
- [44] J. M. Kim and S. K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux wakening operation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 43-48, Jan./Feb. 1997.
- [45] T. S. Kwon and S. K. Sul, "Novel antiwindup of current regulator of a surface-mounted permanent – magnet motor for flux-weakening control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1293-1300, Sep./Oct. 2006.
- [46] Y. -C. Kwon, S. Kim, and S. -K. Sul, "Six-step operation of PMSM with instantaneous current control", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2614-2625, Jul./Aug. 2014.
- [47] T. S. Kwon, K. Y. Choi, M. S. Kwak, and S. K. Sul, "Novel flux-weakening control of an IPMSM for quasi-six-step operation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp. 1722-1731, Nov./Dec. 2008
- [48] H. Nakai, H. Ohtani, E. Satoh, and Y. Inaguma, "Development and testing of the torque control for the permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. on Ind. Elec.* vol. 52, no. 3, pp 800-806. June. 2005.
- [49] T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna, "Control method for IPMSM based on perfect tracking control and PWM hold model in overmodulation range," *IEEE*

- international Power Electronics conference(IPEC)*, pp. 593-598, 2010.
- [50] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Examination and Linearization of torque control system for direct torque controlled IPMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 46, no. 1, pp. 159-166, Jan./Feb., 2010.
- [51] T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna, "A Precise model-based design of voltage phase controller for IPMSM," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 28, no.12, pp. 5655-5664. Dec. 2013.
- [52] H. K. Lee, J. W. Kim, J. S. Hong and K.H. Nam, "Torque control for IPMSM in the high speed range based on voltage angle," in *Proc. IEEE APEC*, pp. 2500-2505, 2014.
- [53] S.-Y. Jung, C. Mi, and K. Nam, "Torque control of IPMSM in the field-weakening region with improved dc link voltage utilization," *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. 62, No. 6, pp. 3380-3387, Jun. 2015.
- [54] H. Patel and R. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : Part I – Harmonic elimination," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, May/Jun., 1973.
- [55] S. R. Bowes and P. R. Clark, "Transputer-Based Harmonic Elimination PWM Control of Inverter Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, pp. 72-80, Oct. 1993.
- [56] A. Mahechhari and K. T. Ngo, "Synthesis of six-step pulsewidth-modulated waveforms with selective harmonic elimination," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 554-561, Oct. 1993.
- [57] G. Buja and G. Indri, "Optimal pulsewidth modulation for feeding AC motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-13, no. 1, pp. 38-44, Jan./Feb. 1977.
- [58] S. R. Bowes and D. Holliday, "Optimal Regular Sampled PWM Inverter Control Techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp.1547-1559, Jun. 2007.

- [59] J. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, "minimizing the current harmonics rms value of three phase PWM converter systems by optimal and suboptimal transition between continuous and discontinuous modulation," *IEEE Power electronics specialists conference*, 22nd Annual, 1991.
- [60] J. Holtz, and B. Beyer, "Optimal Pulsewidth Modulation for AC servos and low cost industrial drives." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, Jul./Aug. 1994.
- [61] J. Holtz and B. Beyer, "The trajectory tracking approach - a new method for minimum distortion PWM in dynamic high power drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 30, no. 4, pp. 1048-1057, Jul./Aug. 1994.
- [62] J. Holtz and N. Oikonomou, "Synchronous optimal pulsewidth modulation and stator flux trajectory control for medium-voltage drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 2, Mar./Apr. 2007.
- [63] N. Oikonomou and J. Holtz, "Closed-loop control of medium-voltage drives operated with synchronous optimal pulsewidth modulation," *IEEE Trans., Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 115-123, Jan./Feb. 2008.
- [64] A. Linder and R. Kennel, "Model predictive control for electrical drives," in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1793–1799, 2005.
- [65] T. Geyer and D. Quevedo, "Multistep finite control set model predictive control for power electronics," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 29, no. 12, pp. 6836-6845, Dec. 2014.
- [66] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol 56, no. 6, pp. 1826-1838, Jun. 2009.
- [67] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 54, no. 1, pp. 495-

- 502, Feb. 2007.
- [68] T. Geyer and D. Quevedo, "Multistep direct model predictive control power electronics – part 1 : algorithm," *in Proc. IEEE ECCE*, Sep. 2013.
- [69] T. Geyer and D. Quevedo, "Multistep direct model predictive control power electronics – part 2 : analysis," *in Proc. IEEE ECCE*, Sep. 2013.
- [70] J. Holtz and E. Bube "Field-Oriented asynchronous Pulsewidth modulation for high performance ac machine drives operating at low switching frequency", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 3, pp. 574-580, May/Jun. 1991.
- [71] A. Khambadkone and J. Holtz, "Fast current control for low harmonic distortion at low switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 45, no. 5, pp. 745-751, Oct. 1998.
- [72] T. Geyer, "Generalized model predictive direct torque control : Long prediction horizons and minimization of switching losses," *in Proc. 48th IEEE Conf. on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference*, Dec. 2009.
- [73] B. -H. Bae, S. -K. Sul,"a compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 802-810, May/Jun. 2003.
- [74] H. Kim, M. W. Degner, J. M. Guerrero, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Discrete-time current regulator design for AC machine drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 6, pp. 1425-1434, Jul./Aug. 2010.
- [75] J.-S. Yim, S.-K. Sul, B.-H. Bae, N. R. Patel, and S. Hiti, "Modified current control schemes for high-performance permanent-magnet AC drives with low sampling to operating frequency ratio," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 2, pp. 763-771, Mar./Apr. 2009.
- [76] 임정식, "고속 전동기 구동용 전류 제어 시스템의 안정도 및 샘플링 오차

개선,” 박사 학위 논문, 2009.

- [77] C. Fiter, L. Hetel, W. Perruquetti, and J. Richard, “A state dependent sampling for linear state feedback” *Autometica*, 48. pp. 1860-1867, 2012.
- [78] Z. Wang and M. D. Lemmon, “Self-triggered feedback control systems with Finite gain L2 Stability” *IEEE Trans. Automatic control*, vol. 54, no. 3, pp. 452-467, Mar. 2009.
- [79] Z. Eqtani, D. V. Dimarogonas, and K. J. Kyriakopoulos, “Event -triggered control for discret-time systems” *2010 American control conference*, June. 2010.
- [80] J. Lunze and D. Lehmann, “A state feedback approach to event based control” *Autometica*, 46, pp. 211-215.2010.
- [81] H. Fujioka, “A discret-time approach to stability analysis of systems with aperiodic sample and hold devices,” *IEEE Trans. Automatic control*, vol. 54, no. 10, pp. 2440-2445, Oct. 2009.
- [82] A. Seuret, “Stability analysis for sampled data systems with a time varying period,” *48th IEEE Conf. on Decision and control (CDC)* 2009.
- [83] M. N. Z. Abidin, “IEC 61000-3-2 harmonics standards overview,” Schaffner EMC Inc., May 2005.

부 록

A.1 모의 실험 및 실험에 사용된 전동기 제정수

표 A.1 400W 표면부착형 전동기 제정수

항목	표시	값
정격 용량	P	400W
극 수	$Pole$	2극
직류단 전압	V_{dc}	80V
정격 전류	I	10A
정격 속도	ω_r	80,000 r/min
상저항	R_s	0.196 Ω
상인덕턴스	L_s	0.185mH

표 A.2 150W 표면부착형 전동기 제정수

항목	표시	값
정격 용량	P	150W
극 수	$Pole$	8극
직류단 전압	V_{dc}	150V
정격 전류	I	1A
정격 속도	ω_r	3,000 r/min
상저항	R_s	9.0 Ω
상인덕턴스	L_s	32 mH

ABSTRACT

This dissertation proposes the variable time step control with the synchronous Pulse Width Modulation (PWM) especially at the low frequency modulation index in permanent magnet machine drives. First, the general equations about the average magnitude of the modulated phase voltage in each sampling period are derived. Here, the calculated average magnitude is changed according to the sequence of the voltage vectors and the angle of the reference voltage. Second, the many cases of the synchronous PWM with low frequency modulation index are introduced where the number of the samplings per one sector are 1, 2, and 3. The harmonic frequency components at each synchronous PWM methods are analyzed by fast Fourier transform. Here, the total duration angle of the zero vector can be derived at each sampling periods from the general equations. Third, the variable time step controller is proposed. This controller consists of current controller, reference signal generator, polar coordinate changer, and angle offset compensator. Fourth, the switchover methods between other synchronous PWM methods are proposed. One switchover method only uses the modulation methods which have the minimum weighted total harmonic distortion of the phase voltage. The other switchover method uses the modulation methods which have same sampling points. Also, the transfer method from the fixed sampling step system to the variable time step system are proposed.

When the proposed method is implemented at six-step operation in flux weakening region, the torque ripple and current ripple in steady state are considerably reduced. The proposed method can be implemented at the low frequency modulation index condition such as high power machine

or ultra-high speed machine drive system. Especially, since the proposed method has low calculation burden and it can be implemented with low performance digital processor, it is proper solution at ultra-high speed drive system.

Key Words: synchronous PWM, variable sampling period, Low frequency modulation index, Permanent-magnet Machine, Switching method switchover

Student Number: 2012-20887