



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 원 저작자를 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 권리와 책임은 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)



공학박사학위논문

단일 인버터를 이용한 병렬
동기전동기 구동 시스템의 제어

2016 년 8 월

서울대학교 대학원
전기 컴퓨터 공학부
이 용 재

단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 제어

지도 교수 하정익

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2016년 6월

서울대학교 대학원
전기 컴퓨터 공학부
이용재

이용재의 공학박사 학위논문을 인준함
2016년 6월

위원장 설승기 (인)

부위원장 하정익 (인)

위원 조보형 (인)

위원 남광희 (인)

위원 곽무신 (인)

초 록

본 논문은 단일 전동기를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 제어 방법을 제안한다. 병렬 전동기 구동 시스템은 팬, 벨트 컨베이어, 견인 등의 분야에 유도기를 사용하여 널리 적용되고 있으며, 이는 유도기의 슬립으로 인한 높은 안정성에 기인한다. 동기전동기는 높은 효율, 전력 밀도, 과부하 능력을 가지지만 자체적인 불안정성에 의해 병렬 구동으로는 널리 사용되지 못하였다.

본 논문은 병렬 동기전동기 구동 시스템이 가지는 특성과 불안정성을 분석하고, 능동 댐핑을 통한 시스템 안정화 기법을 제안하였다. 두 전동기 사이에 발생하는 능동 댐핑 관계식을 소신호 분석을 통해 일반화하였으며, 분석된 능동 댐핑 관계식을 이용한 능동 댐핑 제어 기법을 제안하였다.

본 논문은 이에 더불어 병렬 동기전동기 구동 시스템의 단위 전류당 최대 토크 운전을 제안하였다. 전동기의 제정수를 바탕으로 라그랑주 방법을 이용하여 두 전동기의 출력 토크가 다를 때, 전동기 전류를 최소로 하는 전류 해를 계산하고, 반복적 수렴을 통해 단위 전류당 최대 토크 운전 지령을 수행하는 제어 알고리즘을 제안하였다.

본 논문에서는 기존의 연구들이 간단한 구조를 가지는 돌극성이 없는 표면부착형 영구자석 동기전동기에 대한 연구들만을 수행한 것과 달리, 돌극성을 가지는 매입형 영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기에 대한 제어 방법을 제안하였다. 두 전동기가 모두 토크를 출력하는 기존의 운전에서 나아가 두 전동기의 출력 방향이 다른 전력 전달 운전 역시 병렬 전동기구동 시스템의 응용의 한가지로 연구되었다. 또한 본 논문에서는 실제

응용에서 발생하는 전동기 제정수의 변동이 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 및 능동 댐핑 제어에 미치는 영향을 분석하였다.

끝으로 본 논문에서는 제안된 알고리즘의 유효성과 성능을 각 전동기에 대하여 모의 실험을 통해 검증하였으며, 특히 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로는 실험을 통해 효용성과 우수성을 실증하였다.

주요어 : 병렬 전동기 구동 시스템, 단위 전류당 최대 토크 운전, 능동 댐핑 제어.

학 번 : 2013-30248

목 차

제 1 장 서론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	4
1.3 논문의 구성	7
제 2 장 다중 전동기 구동 시스템	9
2.1 다중 전동기 구동 시스템의 비교	9
2.1.1 개별 시스템 기반 다중 전동기 구동 시스템	9
2.1.2 개별 인버터 기반 다중 전동기 구동 시스템	10
2.1.3 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템	12
2.1.4 기타 다양한 다중 전동기 구동 시스템	13
2.1.5 시스템 비교 및 분석	21
2.2 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템	23
2.2.1 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템의 구조와 특징	23
2.2.2 단일 인버터 병렬 유도기 구동 시스템의 제어	26
2.2.3 동기전동기의 특징과 병렬 전동기 구동 시스템	33
2.2.4 기존의 단일 인버터 병렬 동기전동기 구동 방법	36
2.2.5 기존 제어 방법의 한계	46
제 3 장 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 제어	49
3.1 병렬 동기전동기 구동 시스템 분석	49
3.1.1 전동기 모델링	50
3.1.2 기본 제어 전략	52
3.1.3 시스템 안정성 분석	53
3.1.4 전동기 운전 영역 분석	67

3.2 단위 전류당 최대 토크 운전	75
3.2.1 단위 전류당 최대 토크 운전을 위한 전류 해	75
3.2.2 전동기별 단위 전류당 최대 토크 운전	79
3.3 시스템 안정화 기법	90
3.3.1 제안된 능동 댐핑 제어 기법	90
3.3.2 전동기별 능동 댐핑 제어	98
3.4 제어기 설계	102
3.4.1 전체 제어기의 구조	103
3.4.2 MTPA 지령 생성기	106
3.4.3 능동 댐핑 제어기	108
3.5 반대 부하 운전 분석	113
3.5.1 반대 부하 운전의 응용 분야	113
3.5.2 반대 부하 운전의 제어	118
3.5.3 반대 부하 운전의 단위 전류당 최대 토크 운전	121
3.6 제정수 변동에 의한 영향 분석	132
3.6.1 제정수 변동의 원인 분석	132
3.6.2 단위 전류당 최대 토크 운전에의 영향 분석	135
3.6.3 능동 댐핑 제어에의 영향 분석	146
제 4 장 모의 실험 및 실험 결과	158
4.1 모의 실험 결과	158
4.1.1 매입형 영구자석 동기전동기	158
4.1.2 표면부착형 영구자석 동기전동기	177
4.1.3 자기저항 동기전동기	182
4.2 실험 결과	187
제 5 장 결론 및 향후 과제	216
5.1 연구 결과	216
5.2 향후 과제	218

참고 문헌	221
부 록	233
A.1 IGBT 6 스위치 팩, 지능형 전력 모듈의 가격	233
A.2 모의 실험 및 실험에 사용된 전동기 제정수	235
A.3 상이한 제정수를 가지는 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전.....	237
A.3.1 상이한 제정수를 가지는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단 위 전류당 최대 토크 운전	237
A.3.2 상이한 제정수를 가지는 자기저항 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전	238
ABSTRACT	239

그림 목차

그림 1.1 인버터의 정격에 따른 가격 경향	3
그림 2.1 개별 시스템 기반 다중 전동기 구동 시스템	10
그림 2.2 개별 인버터 기반 다중 전동기 구동 시스템	11
그림 2.3 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템	12
그림 2.4 4상 인버터를 사용한 다중 전동기 구동 시스템	13
그림 2.5 5상 인버터를 사용한 다중 전동기 구동 시스템 1	14
그림 2.6 5상 인버터를 사용한 다중 전동기 구동 시스템 2	14
그림 2.7 3-스위치 레그를 활용한 다중 전동기 구동 시스템	16
그림 2.8 5상 인버터를 이용한 직렬 5상 전동기 구동 시스템	17
그림 2.9 3상 인버터를 이용한 직렬 전동기 구동 시스템	18
그림 2.10 3상 인버터를 이용한 전동기 및 단상 유도기 구동 시스템	19
그림 2.11 보조 인버터를 이용한 다수의 동기전동기 구동 시스템	20
그림 2.12 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템의 구조	24
그림 2.13 유도기의 속도-토크 곡선	27
그림 2.14 유도기의 평균 자속 제어 모델	28
그림 2.15 병렬 유도기 구동 시스템의 마스터/슬레이브 제어	29
그림 2.16 병렬 유도기 구동 시스템의 평균 전류 제어	30
그림 2.17 평균/차동 전류 제어 방법의 전류 정의	31
그림 2.18 평균/차동 전류 제어 방법의 제어	33
그림 2.19 평균 전류 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법 1	38
그림 2.20 평균 전류 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법 2	38

그림 2.21 평균/차동 전류 제어 방법의 좌표계	39
그림 2.22 평균/차동 전류 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법	41
그림 2.23 마스터/슬레이브 제어의 전류 및 전압 벡터도	42
그림 2.24 예측 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법	43
그림 2.25 직접 토크 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법	45
그림 3.1 인버터 출력 전압과 마스터/슬레이브 전동기의 좌표계	56
그림 3.2 차동 시스템의 근 케적(매입형 영구자석 동기전동기).....	58
그림 3.3 차동 시스템의 주 극점 근 케적(매입형 영구자석 동기전동기).....	59
그림 3.4 차동 시스템의 근 케적(표면부착형 영구자석 동기전동기).....	61
그림 3.5 차동 시스템의 주 극점 근 케적(표면부착형 영구자석 동기전동기).....	61
그림 3.6 차동 시스템의 근 케적(자기저항 동기전동기).....	62
그림 3.7 차동 시스템의 주 극점 근 케적(자기저항 동기전동기).....	62
그림 3.8 차동 시스템의 간략화된 모델	63
그림 3.9 발전기와 계통 모델	65
그림 3.10 발전기 계단 입력 변동에 대한 전동기의 반응	66
그림 3.11 슬레이브 전동기 토크 출력 (매입형 영구자석 동기전동기).....	69
그림 3.12 슬레이브 전동기 토크 출력 (표면부착형 영구자석 동기전동기).....	70
그림 3.13 슬레이브 전동기 토크 출력 (자기저항 동기전동기).....	70
그림 3.14 슬레이브 전동기의 출력 가능 토크 (매입형 영구자석 동기전동기).....	72
그림 3.15 슬레이브 전동기의 출력 가능 토크 (표면부착형 영구자석 동기전동기) (가) 최대치, (나) 최소치	73
그림 3.16 슬레이브 전동기의 출력 가능 토크 (자기저항 동기전동기).....	74

그림 3.17 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선	76
그림 3.18 병렬 연결된 매입형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선 (가) $T_{el}=4N\cdot m.$ (나) $T_{el}=0N\cdot m.$	80
그림 3.19 마스터 전동기 d 축 전류 변화에 전동기 전류 변화 (가) $i_{rss}.$ (나) $i_{d2}.$	81
그림 3.20 전동기 구동 방법에 따른 i_{rss} 비교 (매입형 영구자석 동기전동기) (가) $T_{el}=4N\cdot m.$ (나) $T_{el}=0N\cdot m.$	83
그림 3.21 병렬 연결된 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선과 T_{el} 에 따른 운전 곡선 (가) $T_{el}=5N\cdot m.$ (나) $T_{el}=0N\cdot m.$	85
그림 3.22 전동기 구동 방법에 따른 i_{rss} 비교 (표면부착형 영구자석 동기전동 기) (가) $T_{el}=5N\cdot m.$ (나) $T_{el}=0N\cdot m.$	86
그림 3.23 병렬 연결된 자기저항 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선 (가) $T_{el}=3N\cdot m.$ (나) $T_{el}=0N\cdot m.$	88
그림 3.24 전동기 구동 방법에 따른 i_{rss} 비교 (자기저항 동기전동기).....	89
그림 3.25 능동 댐핑 제어를 포함하는 차동 시스템의 간략화된 모델	91
그림 3.26 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 전달 함수의 보드선도	92
그림 3.27 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 차동 시스템의 주 극점 근 궤적(매 입형 영구자석 동기전동기).....	93
그림 3.28 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 차동 시스템의 주 극점 근 궤적(표 면부착형 영구자석 동기전동기).....	94
그림 3.29 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 차동 시스템의 주 극점 근 궤적(자 기저항 동기전동기).....	94
그림 3.30 능동 댐핑 전류에 따른 슬레이브 전동기 전류 변화	97

그림 3.31 댐핑 전류에 따른 차동 토크 발생(매입형 영구자석 동기전동기)....99	
그림 3.32 댐핑 전류에 따른 차동 토크 발생(표면부착형 영구자석 동기전동기)	100
.....	
그림 3.33 댐핑 전류에 따른 차동 토크 발생(자기저항 동기전동기).....102	
그림 3.34 전체 제어 블록 다이어그램	104
그림 3.35 MTPA 지령 생성기의 구조.....106	
그림 3.36 MTPA 제어의 수렴 곡선.....107	
그림 3.37 능동 댐핑 제어기의 구조 (가) 이상적인 구조,(나) 간략화된 구조.	
.....	109
그림 3.38 간략화된 미소 전류 변화에 따른 차동 토크 변화 (가) 매입형 영구 자석 동기전동기 (나) 자기저항 동기전동기	112
그림 3.39 능동 댐핑 제어기의 구조.....114	
그림 3.40 하이브리드 자동차의 동력부 구조 (가) 병렬 하이브리드 (나) 직렬 하이브리드 (다) 직·병렬 하이브리드	116
그림 3.41 단일 인버터를 이용한 직렬 하이브리드 구조	118
그림 3.42 단일 인버터를 이용한 직렬 하이브리드 시스템의 제어 블록 다이어 그램	120
그림 3.43 병렬 연결된 매입형 영구자석 동기전동기의 확장된 단위 전류당 최 대 토크 운전 곡선 (가) $T_{el}=3N\cdot m.$ (나) $T_{el}=-3N\cdot m.$122	
그림 3.44 단일 전동기 구동에 필요한 전압	123
그림 3.45 단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템의 최적 토크 조건	124
그림 3.46 전동기 부하 방향에 따른 벡터 다이어그램 (가) 마스터 전동기,(나)	

슬레이브 전동기, (다) 위상차를 포함한 벡터 다이어그램.....	125
그림 3.47 슬레이브 전동기의 토크에 따른 역률각 차이	126
그림 3.48 전동기 토크 출력에 따른 인버터 피크 전류 크기	127
그림 3.49 마스터 전동기 전류에 따른 운전 지점 변화(반대 부하 방향)(가) 인 버터 피크 전류, (나) 전동기 전류 제곱합의 제곱근, (다) 전동기 역률각 차 이.....	130
그림 3.50 마스터 전동기 전류에 따른 운전 지점 변화(동일 부하 방향)(가) 인 버터 피크 전류, (나) 전동기 전류 제곱합의 제곱근, (다) 전동기 역률각 차 이.....	131
그림 3.51 매입형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 오차에 따른 i_{rss} 오차율 (가) 10% λ_f , (나) -10% λ_f , (다) 30% L_d , (라) -30% L_d , (마) 50% L_q , (바) -50% L_q , (사) 40% R_s , (沙) -40% R_s	138
그림 3.52 표면부착형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 오차에 따른 i_{rss} 오 차율 (가) 10% λ_f , (나) -10% λ_f , (다) 50% L_s , (라) -50% L_s , (마) 40% R_s , (바) -40% R_s	139
그림 3.53 자기저항 동기전동기의 공통 제정수 오차에 따른 i_{rss} 오차율 (가) 50% L_d , (나) -50% L_d , (다) 30% L_q , (라) -30% L_q , (마) 40% R_s , (바) -40% R_s	140
그림 3.54 매입형 영구자석 동기전동기의 제정수 차이에 따른 i_{rss} 오차율 (가) 10% λ_{f2} , (나) -10% λ_{f2} , (다) 30% L_{d2} , (라) -30% L_{d2} , (마) 50% L_{q2} , (바) -50% L_{q2} , (사) 40% R_{s2} , (沙) -40% R_{s2}	143
그림 3.55 표면부착형 영구자석 동기전동기의 제정수 차이에 따른 i_{rss} 오차율 (가) 10% λ_{f2} , (나) -10% λ_{f2} , (다) 50% L_{s2} , (라) -50% L_{s2} , (마) 40% R_{s2} , (바) -40%	

R_{s2}	144
그림 3.56 자기저항 동기전동기의 제정수 차이에 따른 i_{rss} 오차율 (가) 30% L_{d2} , (나) -30% L_{d2} , (다) 50% L_{q2} , (라) -50% L_{q2} , (마) 40% R_{s2} , (바) -40% R_{s2}	145
그림 3.57 매입형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) λ_f , (나) L_d , (다) L_q , (라) R_s	147
그림 3.58 매입형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) λ_{f1} , (나) L_{dl} , (다) L_{ql} , (라) R_{sl}	148
그림 3.59 매입형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 제정수 변화에 따 른 능동 댐핑 이득 (가) λ_{f2} , (나) L_{d2} , (다) L_{q2} , (라) R_{s2}	149
그림 3.60 표면부착형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) λ_f , (나) L_s , (다) R_s	151
그림 3.61 표면부착형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) λ_{fl} , (나) L_{sl} , (다) R_{sl}	152
그림 3.62 표면부착형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) λ_{f2} , (나) L_{s2} , (다) R_{s2}	153
그림 3.63 자기저항 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) L_d , (나) L_q , (다) R_s	154
그림 3.64 자기저항 동기전동기의 마스터 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐 핑 이득 (가) L_{dl} , (나) L_{ql} , (다) R_{sl}	155
그림 3.65 자기저항 동기전동기의 슬레이브 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) L_{d2} , (나) L_{q2} , (다) R_{s2}	156
그림 4.1 매입형 영구자석 동기전동기의 불안정성에 따른 발산	159

그림 4.2 능동 댐핑 제어를 포함하는 매입형 영구자석 동기전동기의 제어	161
그림 4.3 능동 댐핑 제어와 단위 전류당 최대 토크 제어를 포함하는 매입형 영구자석 동기전동기의 제어	163
그림 4.4 능동 댐핑 제어 전류 지령과 단위 전류당 최대 토크 운전 지령	164
그림 4.5 기계 제정수 차이에 따른 시스템의 발산	165
그림 4.6 매입형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인가 모의 실험 (정격 속도)	167
그림 4.7 매입형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 모 의 실험 (정격 속도)	168
그림 4.8 매입형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인가 모의 실험 (정격의 5% 속도)	170
그림 4.9 매입형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 모 의 실험 (정격의 5% 속도)	171
그림 4.10 매입형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리 즘 동작	173
그림 4.11 매입형 영구자석 동기전동기의 반대 토크 운전 모의 실험	175
그림 4.12 매입형 영구자석 동기전동기의 반대 토크 운전 시 전류당 최대 토 크 운전 알고리즘 동작	176
그림 4.13 표면부착형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인 가 모의 실험	178
그림 4.14 표면부착형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인 가 모의 실험	179

그림 4.15 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘 동작	181
그림 4.16 자기저항 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인가 모의 실험	183
그림 4.17 자기저항 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 모의 실험	184
그림 4.18 자기저항 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘 동작	186
그림 4.19 실험 세트의 구성	187
그림 4.20 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 불안정성	190
그림 4.21 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 고속 마스터 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 파형,(나) 음 부하 인가 파형,(다) 음 부하 해제 파형	194
그림 4.22 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 고속 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 파형,(나) 음 부하 인가 파형,(다) 음 부하 해제 파형	199
그림 4.23 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 저속 마스터 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 파형,(나) 음 부하 인가 파형,(다) 음 부하 해제 파형	203
그림 4.24 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 저속 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 파형,(나) 음 부하 인가 파형,(다) 음 부하 해제 파형	206
그림 4.25 능동 댐핑 제어 이득에 따른 제어 성능 차이 (가) $K_{p,damp}=0.02$, (나)	

$K_{p,damp}=0.08$, (다) $K_{p,damp}=0.2$,	209
그림 4.26 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스 템의 단위 전류당 최대 토크 운전 실험	211
그림 4.27 반대 부하 운전의 단위 전류당 최대 토크 운전 실험	212
그림 4.28 슬레이브 전동기 부하 변경에 따른 전류 궤적의 변화 (가) 시간에 따른 파형, (나) 리사주 파형	214

표 목차

표 2.1 다중 전동기 구동 시스템의 비교	22
표 2.2 기존의 단일 인버터 병렬 동기전동기 구동 방법 비교	47
표 A.1 IGBT 인버터 가격	233
표 A.2 매입형 영구자석 동기전동기 제정수	235
표 A.3 표면부착형 영구자석 동기전동기 제정수	235
표 A.4 자기저항 동기전동기 제정수	236

제 1 장 서론

1.1 연구 배경

1970년대 MOSFET(Metal-oxide-semiconductor field effect transistor), 1980년대에 IGBT(Insulated gate bipolar transistor)가 개발된 이래로 전력 반도체의 성능은 지속적으로 향상되고 있다[1]-[3]. 특히 전력 반도체의 성능의 지표가 되는 단위 면 적당 전류 밀도, 항복 전압, 도통 시의 강하 전압, 스위칭 속도 등은 빠른 속도로 향상되어 이론적 한계에 접근하고 있다[4]. 동시에 전력 반도체의 단위 전력 당 가격 역시 기술 발전에 힘입어 지속적으로 저렴해지고 있다. 이에 따라 기존에 활용되지 않던 가정/산업용 전력 시스템에도 IGBT 기반의 인버터 기술이 활용되기 시작하였다[5]-[6].

인버터 기술은 많은 장점을 가지고 있는데, 그 중 대표적인 특징은 가변 전압, 가변 주파수 제어를 가능하게 한다는 것이다. 이러한 특징은 고정 전압, 고정 주파수의 특징을 가지는 계통으로부터는 얻을 수 없는 특징이다. 따라서 인버터를 이용하면 기존의 계통 연결형 유도기 이외에도 다양한 전동기를 보다 높은 효율로 구동하는 것이 가능해진다. 특히 동기전동기의 경우 회전자의 위치에 맞추어 제어를 수행하여야만 안정적인 특성을 얻을 수 있기 때문에 인버터 기술이 필수적이다. 여기에는 일반적으로 3상 전압형 인버터와 페루프 제어를 위한 전류 센서, 회전자의 위치를 파악하기 위한 위치 센서 및 디지털 제어를 위한 마이크로프로세서까지가 일반적으로 포함된다. 최근 반도체 소자와 마이크로프로세서의 기술 발전으로 인해 보다 저렴한 가격으로 인버터 시스템을 구성하는 것이 가능해졌으며, 특히 회전자에 영구자석을 사용하는 영

구자석 동기전동기의 경우, 높은 효율과 전력 밀도, 과부하 내량 덕분에 초소형 전동기 시스템부터 전기 자동차에 이르기까지 넓은 분야에서 선호되고 있다[7]-[15].

이러한 전력전자, 인버터 및 전동기 제어 기술의 발전은 전동기 구동에 대한 수요 자체를 증가시켰으며, 분야에 따라 하나가 아닌 여러 개의 전동기 구동을 필요로 하는 응용 분야들도 나타났다. 대표적인 다중 전동기 구동 분야는 팬, 자동문, 벨트 컨베이어, 에스컬레이터, 무빙 워크 등이며, 최근에는 전기 자동차 분야에서도 무게 균형, 출력 증대 등을 위해 두 개의 전동기를 적용한 사례가 있었다[16]-[17]. 이러한 수요의 증가에 따라 다중 전동기 구동 시스템을 효과적으로 구성하고 운전하는 방법에 대한 연구도 꾸준히 진행되어 왔다. 특히 단일 인버터 단일 전동기 구동 시스템에서 회전자의 위치 센서를 사용하지 않기 위한 센서리스 기술[18]-[28], 전류 센서 절감을 위한 센트 저항을 통한 상전류 추정 기술[29]-[32], 인버터의 레그 수를 절감하는 전동기 구동 기술[33]-[38] 등이 연구되었던 것과 마찬가지로 다중 전동기 구동 시스템의 가격을 절감하기 위해서도 새로운 인버터 구조나 인버터와 전동기의 연결 구조가 연구되었다[39]-[86].

일반적으로 한 개의 전동기를 구동하기 위해서는 하나의 인버터가 필요하고, 따라서 두 개 이상의 전동기를 구동하기 위해서는 그에 상응하는 수의 인버터가 필요하게 된다. 물론 이처럼 시스템을 개별적으로 사용하는 경우, 신뢰성, 제어 성능 및 고장에의 예비성(Redundancy)의 측면에서 유리할 수는 있으나, 인버터를 각 전동기에 개별적으로 사용하게 되기 때문에 비용이 많이 증가하게 된다. 때문에 하나의 인버터에 전동기를 병렬로 연결하여 사용하는 병렬

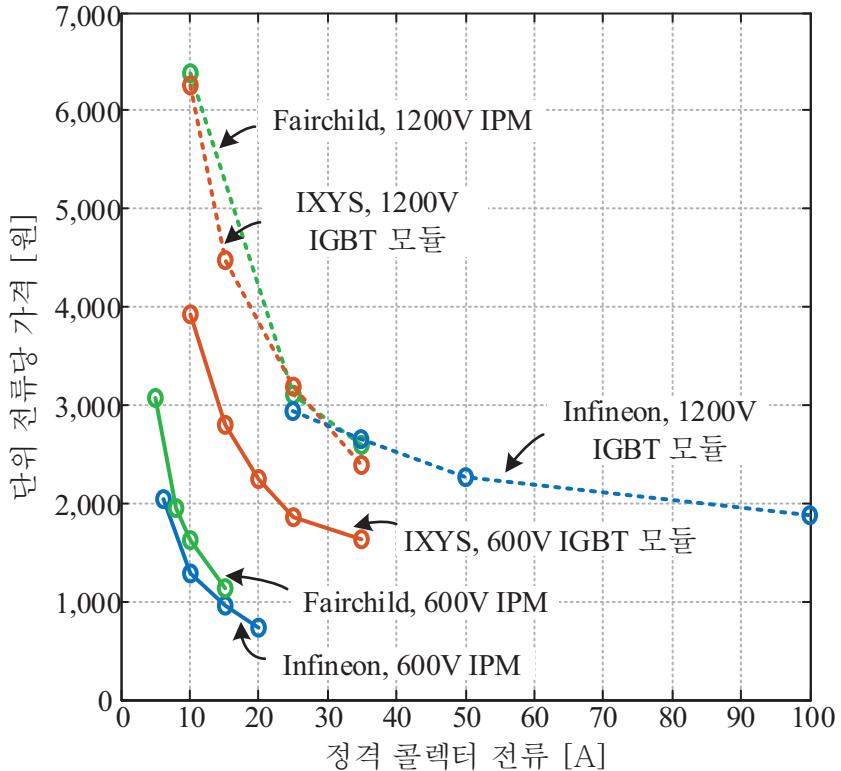


그림 1.1 인버터의 정격에 따른 가격 경향

전동기 구동 시스템이 연구되었다[39]-[62]. 이처럼 인버터의 개수를 줄이는 경우, 인버터의 개수를 줄일 수 있기 때문에 시스템 구성 가격을 줄일 수 있다는 장점을 가진다. 그림 1.1은 표 A.1을 기반으로 계산된 삼상 IGBT 모듈 및 지능형 전력 모듈(Intelligent power module)의 전류 정격에 따른 단위 전류당 가격을 나타낸다. 스위칭 소자의 절대적인 가격은 스위치의 전류 용량이 클수록 상승하나, 단위 전류당 가격은 그림 1.1에서 볼 수 있듯이 전류 용량에 반비례하는 형태로 나타나게 된다. 따라서 단일 인버터를 이용하여 병렬 전동기 구동 시스템을 구성하는 경우 약 30% 정도의 인버터 가격을 절감할

수 있게 된다.

이와 같은 병렬 전동기 구동 시스템은 두 전동기가 모두 동일한 전압과 주파수 입력을 가진다는 특징을 가진다. 이러한 이유로 병렬 전동기 구동 시스템은 유도기를 대상으로 가장 먼저 연구되었는데[39]-[51], 이는 유도기가 기존에도 계통에 연결되어 병렬로 구동되어왔기 때문이다. 특히 유도기는 두 전동기가 부하의 차이를 가지는 경우에도 쉽게 슬립에 의해 안정성이 확보된다는 장점도 가지고 있다. 전력전자 기술의 발전에 힘입어 높은 효율과 전력 밀도, 우수한 과부하 특성을 가지는 동기전동기들이 시장에서 널리 사용되기 시작하면서 동기전동기를 병렬로 구동하는 시스템에 대한 연구도 수행되기 시작하였다[52]-[62]. 하지만 시스템 특성을 고려하지 않은 채 기존의 유도기에 적용하던 방법들을 차용하는 등 효율적인 제어 방법이 개발되지는 못한 상태였다. 또한 동기전동기 병렬 구동 시스템의 안정성에 대한 고려도 충분히 이루어지지 못한 상황이다. 따라서 동기전동기의 병렬 구동 시스템을 안정적이고 효율적으로 구동할 수 있는 제어 기법과 안정성에 대한 분석이 필요한 상태이다.

1.2 연구 목적

본 논문에서는 병렬 동기전동기 구동 시스템의 안정성과 운전영역을 분석하고, 불안정한 시스템을 안정화하는 능동 댐핑 제어 기법과 전동기 손실을 최소화하는 단위 전류당 최대 토크 제어 기법을 제시하고자 한다. 또한 돌극성이 없는 전동기뿐만 아니라 돌극성을 가지는 동기전동기에 대해서도 분석 및 제어 방법을 제시한다. 또한 모의 실험 및 실험을 통해서 제안된 알고리즘을 실증하여 알고리즘의 우수성과 효용성을 보여 실제 적용에 도움이 될 수 있도록 한다.

그에 앞서, 병렬 전동기 구동 시스템뿐만 아니라 기존에 연구되었던 다중 전동기 구동 시스템을 전반적으로 살펴보고 그 특성들을 살펴 제안된 시스템이 가지는 특징과 장점을 살펴본다.

또한 기존에 이루어졌던 병렬 동기전동기 구동 시스템에 관한 연구들을 살펴 기존 연구들의 특징과 한계를 분석하고, 이를 통해 추후 연구 및 제어 방법의 연구에 도움이 되도록 한다. 더불어 병렬 동기전동기 구동 시스템에 앞서 연구되었던 병렬 유도기 구동 시스템을 대상으로 이루어졌던 연구들도 분석하여 관련 연구를 포괄적으로 살펴보았다.

기존의 병렬 동기전동기 구동 시스템에 관한 연구에서는 시스템에 대한 전반적인 특성에 대한 분석이 충분히 이루어지지 않았다. 때문에 제안된 제어 방법에 시스템의 특성이 완전하게 고려되지 못했다. 따라서 병렬 동기전동기 구동 시스템의 특성을 분석하여 시스템에 대한 이해를 높이고자 한다.

또한 기존의 연구들은 병렬 동기전동기 구동 시스템의 안정화에 대한 고찰이 부족하였기 때문에 시스템을 안정화하기 위한 특별한 제어를 수행하지 않았다. 따라서 계단적인 부하가 인가되거나, 전동기 사이에 제정수 차이 등이 발생하는 경우 시스템이 안정적으로 동작하지 못하고 탈조가 발생하는 문제점이 존재하였다. 따라서 본 논문에서는 이를 안정화하기 위해 능동 댐핑의 원리를 이용한 제어 방법을 제안한다.

병렬 전동기 구동 시스템의 가장 중요한 특징 중 하나는 두 전동기의 출력 토크가 다를 수 있다는 점인데, 이 경우 출력 전류를 최소화하는 단위 전류당 최대 토크 운전(Maximum torque per ampere, MTPA)에 대해서도 분석하고자 한다. 기존 연구에서는 예측 제어(Predictive control)를 통해서 수행하거나 복잡한 수식

을 단순화하여 수행하는 방법들이 제안되었다. 하지만 이는 각각 많은 계산을 필요로 하여 가격을 절감하고자하는 병렬 전동기 구동 시스템과 어울리지 않거나, 전동기의 토크 차이가 큰 경우 낮은 추종 성능을 가진다는 단점을 가지고 있다. 따라서 단순하면서도 빠르게 최적 운전점을 추종할 수 있는 알고리즘을 제안하여 보다 효율적으로 병렬 동기전동기 구동 시스템을 구동하고자 한다.

또한 기존의 연구들은 돌극성을 가지지 않는 표면부착형 영구자석 동기전동기(Surface mounted permanent magnet synchronous machine)들을 대상으로 이루어져 왔다. 이는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 간단한 수학적 특성에 기인한다. 때문에 본 논문에서는 돌극성을 가지는 매입형 영구자석 동기전동기(Interior permanent magnet synchronous machine)나 자기저항 전동기를 대상으로도 활용할 수 있는 범용적인 제어 기법을 개발하고자 한다.

더불어 두 전동기의 토크 방향이 반대인 경우에 대해서도 분석하여, 시스템이 가질 수 있는 새로운 응용 분야에 대해서 생각해보고, 그 특징을 분석해보았다. 또한 전동기를 구동함에 있어 실제적으로 발생하는 전동기의 제정수 변동에 대해서도 고려하여, 두 전동기의 제정수 차이가 제안된 제어 알고리즘에 미칠 수 있는 영향을 분석하였다. 이를 통해 실제 알고리즘의 적용 및 제어 이득 설계 등에 도움이 될 수 있도록 한다.

본 논문은 모의 실험을 통해 제안된 알고리즘을 시험하고 검증해보았으며, 실제 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 실험을 수행하여 제안된 알고리즘 및 시스템 분석에 대한 검증을 수행하였다.

1.3 논문의 구성

본 논문의 남은 부분은 다음과 같이 구성되어 있다.

2장에서는 기존에 연구된 다중 전동기 구동 시스템 구조들과 제어법에 대해서 알아본다. 2.1절에서는 기존에 연구된 대표적인 다중 전동기 구동 시스템들을 비교하고 특징들을 분석해본다. 2.2절에서는 그 중에서도 기존에 제안된 유도기와 동기전동기의 병렬 구동 방법들에 대해 살펴본다. 특히, 병렬 동기전동기 시스템에 대해서 연구된 평균 전류 제어 방법, 평균/차동 전류 제어 방법, 마스터/슬레이브 제어 방법, 예측 제어(Predictive control) 방법, 직접 토크 제어(Direct torque control) 방법을 소개하고 장단점을 분석한다.

3장에서는 병렬 동기전동기 구동 시스템에 대한 분석과 함께 새로운 제어 방법을 제안한다. 3.1절에서는 병렬 동기전동기 구동 시스템의 특성에 대해 분석하고 이를 바탕으로 시스템의 안정도와 운전 영역을 살펴본다. 3.2절에서는 병렬 동기전동기 구동 시스템의 구동 효율을 높이는 최적 운전 기법을 제안한다. 3.3절에서는 3.1절에서의 분석을 바탕으로 시스템을 안정화하는 능동 댐핑 제어 기법을 제안한다. 3.4절에서는 능동 댐핑 제어와 최적 운전 기법의 구현과 이를 포함하는 제어기의 설계에 대해 논한다. 3.5절에서는 두 전동기의 부하 토크가 반대 방향일 때의 운전 특성 및 활용 분야에 대해 살펴본다. 마지막으로 3.6절에서는 전동기의 제정수 차이가 능동 댐핑 제어와 최적 운전 제어에 미치는 영향을 분석해본다.

4장에서는 모의 실험과 실험을 토대로 제안된 운전 방법의 효과를 분석해본다.

5장에서는 결론 및 향후 과제에 대해 서술한다.

제 2 장 다중 전동기 구동 시스템

본 장에서는 다중 전동기 구동을 위해 연구된 다양한 토플로지들에 대하여 간략하게 살펴보고, 기존에 연구된 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템 제어 방법들의 장단점에 대하여 분석해본다. 2.1절에서는 다양한 종류의 다중 전동기 구동 시스템들을 분석하고, 그 특징들을 살펴본다. 2.2절에서는 기존에 이루어진 병렬 전동기 구동 방법을 유도기와 동기전동기에 대하여 살펴본다. 특히, 논문에서 중점적으로 다루고자하는 동기전동기의 구동에 대해서는 평균 전류 제어 방법, 평균/차동 전류 제어 방법, 마스터/슬레이브 제어 방법, 예측 제어 방법, 직접 토크 제어 방법 등의 제어법들을 분석해보고 그 한계를 살펴본다.

2.1 다중 전동기 구동 시스템의 비교

본 절에서는 다양한 다중 전동기 구동 시스템들을 살펴보고 그 특징을 분석해본다.

2.1.1 개별 시스템 기반 다중 전동기 구동 시스템

다수의 전동기를 구동하는 가장 기본적이면서도 간편한 방법은 여러 개의 시스템을 사용하는 것이다. 그림 2.1은 개별 시스템을 사용한 다중 전동기 구동 시스템을 보여준다. 이는 단순히 일반적으로 이용되는 정류 회로와 인버터 시스템을 여러 개 사용하는 구조이다. 이 시스템은 각 전동기를 독립적으로 구동할 수 있기 때문에 서로 다른 전동기를 다른 운전 조건으로 구동하는 데

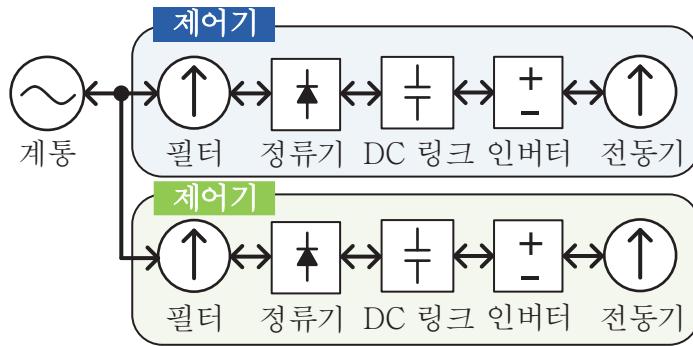


그림 2.1 개별 시스템 기반 다중 전동기 구동 시스템

에도 문제가 없으면, 전동기에 따라 적합한 인버터 시스템을 설계하는 것도 가능하다. 또한 전동기 사이에 물리적인 거리가 많이 존재하여도 계통을 에너지원으로 사용하는 경우, 큰 무리 없이 시스템을 구성할 수 있다. 더불어 각 시스템 간의 간섭도 EMI(Electromagnetic interference) 수준으로 최소화하는 것이 가능하다. 또한 각 시스템을 모듈로 생각하여 고장에의 예비성이나 진단 및 수리에도 장점을 가진다.

하지만 각 시스템을 독립적으로 구성하다보니 많은 구성품을 필요로 하게 되고, 이에 따라 시스템을 구성하는데 많은 비용이 요구된다.

2.1.2 개별 인버터 기반 다중 전동기 구동 시스템

개별 인버터 기반 다중 전동기 구동 시스템은 2.1.1의 개별 시스템 기반 다중 전동기 구동 시스템의 구조를 간략화한 것으로 계통부터 DC 링크 단까지의 시스템을 공유하고 인버터를 개별적으로 사용하는 시스템을 지칭한다. 이를 그림으로 도시하면 그림 2.2와 같다. 이 구조도 개별 시스템 기반 다중 전

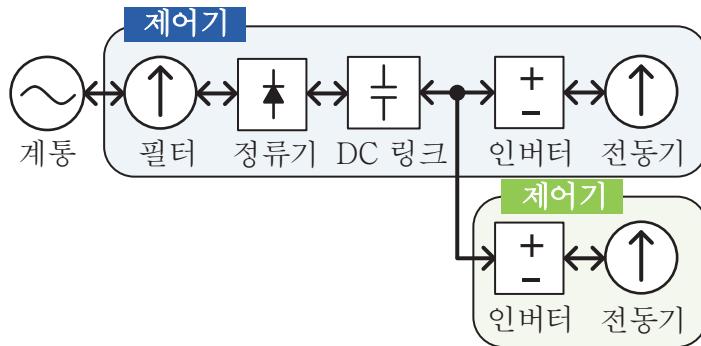


그림 2.2 개별 인버터 기반 다중 전동기 구동 시스템

동기 구동 시스템과 마찬가지로 각 전동기마다 각각의 인버터를 사용하기 때문에 전동기를 독립적으로 사용할 수 있으며, 그에 따라 인버터의 설계도 비교적 자유롭게 할 수 있다. 또한 개별 시스템 기반 다중 전동기 구동 시스템에 비해 입력 소자들의 크기는 늘어나지만 개수가 줄어들어 인쇄 회로 기판 (Printed circuit board)의 면적을 줄일 수 있으며, 가격 또한 절감할 수 있다. 이러한 높은 자유도와 시스템 설계상의 용이함 때문에 두 개 이상의 전동기를 이용하여 제품이나 시스템을 구성하는 경우 일반적으로 이 구조를 사용하게 된다.

하지만, 두 개 이상의 전동기를 구동해야하는 경우 마이크로프로세서의 연산량, 입출력 핀 등의 제한으로 각각의 전동기마다 별도의 마이크로프로세서를 사용해야 하게 된다. 때문에 이러한 비용을 줄이는 것은 어렵다고 할 수 있다. 또한, 전동기나 부가 시스템이 많아지는 경우, 각각의 마이크로프로세서를 제어하기 위한 별도의 마스터 마이크로프로세서를 필요로 하게되어 비용이 증가하는 원인이 되기도 한다.

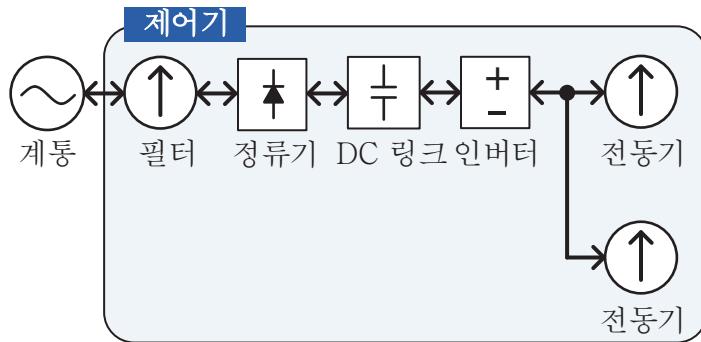


그림 2.3 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템

2.1.3 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템

하나의 인버터를 이용하여 두 개 이상의 전동기를 구동하는 것에는 다양한 방법이 있지만 가장 대표적인 방법은 전동기를 병렬로 연결하여 구동하는 것이다[39]-[62]. 이 방법을 그림으로 도시하면 그림 2.3과 같다. 그림 2.3에는 2 개의 전동기만 표시되었지만 유도기의 경우 보다 많은 전동기를 연결 할 수도 있다. 이 방법은 유도기에 대해서 가장 먼저 연구되었는데, 이는 유도기가 계통에 병렬로 연결되어 구동되어 왔던 것에 기인한다. 유도기 자체가 슬립을 가지고 있기 때문에 고정 전압, 주파수 전원에 대하여 안정적인 구동 특성을 보이는 것은 널리 알려진 사실이며[87]-[88], 이러한 특성이 인버터를 사용하는 경우에도 동일하게 적용되는 것이다. 이러한 병렬 운전은 가격이나 무게를 많이 줄일 수 있기 때문에 가변 주파수 운전을 요구하는 전철이나 지하철에 많이 적용되어 사용되었다. 따라서 많은 제어 방법들이 연구되어 왔으며, 대표적인 방법으로는 평균 자속 제어가 있다[39]. 최근에 동기전동기가 높은 효율과 전력 밀도를 이유로 많이 사용되면서 동기전동기를 병렬로 구동하는 방법들에

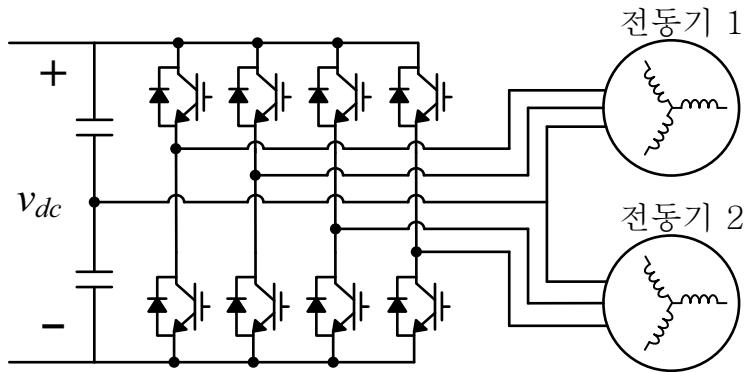


그림 2.4 4상 인버터를 사용한 다중 전동기 구동 시스템

대한 연구도 많이 진행되었다.

이러한 구조의 가장 큰 장점은 가장 범용적으로 사용되는 3상 인버터와 3상 전동기를 사용하기 때문에 저렴한 가격으로 시스템을 구성할 수 있다는 것이다. 또한 같은 이유로 기존 구조를 크게 바꾸지 않으면서 시스템을 변경할 수 있다. 하지만 두 전동기에 같은 전압과 주파수가 전달되기 때문에 전동기의 구동 효율이 조금 감소하게 되며, 동기전동기의 경우 슬립이 없어 불안정성을 가진다는 문제가 존재한다.

2.1.4 기타 다양한 다중 전동기 구동 시스템

앞에서 다룬 일반적인 3상 인버터 구조를 활용한 방법 외에도 인버터의 구조를 변형시키거나 전동기 권선 연결 방법을 바꾸는 등의 방법을 사용하여 여러 개의 전동기를 구동하고자 한 시도를 또한 많았다.

가장 쉽게 두 개의 전동기를 적은 수의 소자를 사용하여 구동할 수 있는 방법은 그림 2.4와 같이 두 개의 2상 인버터를 사용하여 4상 인버터를 구성하는

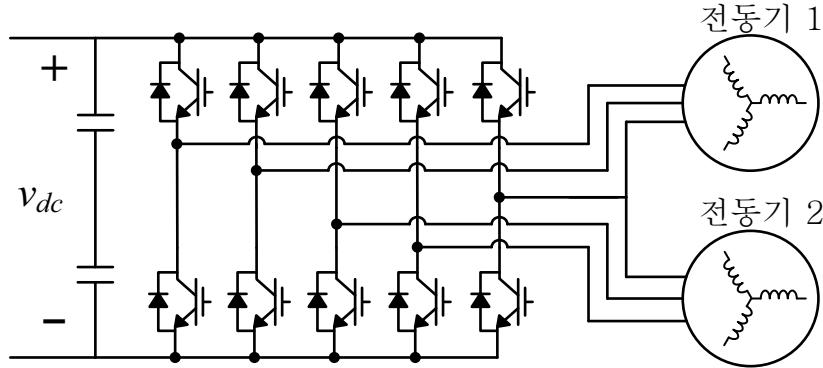


그림 2.5 5상 인버터를 사용한 다중 전동기 구동 시스템 1

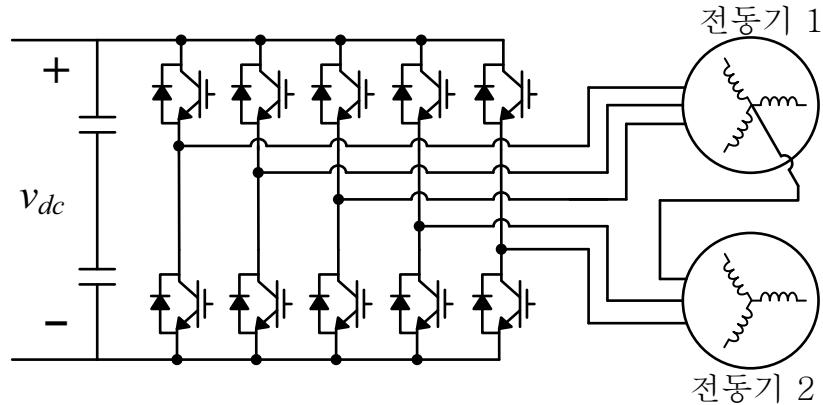


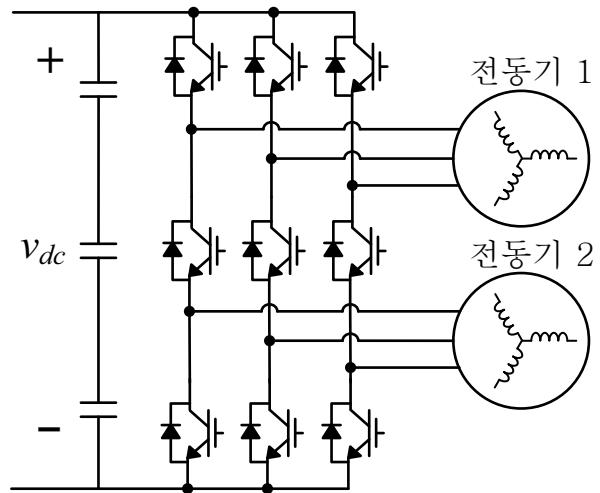
그림 2.6 5상 인버터를 사용한 다중 전동기 구동 시스템 2

것이다[63]-[64]. 기존의 2상 인버터 시스템과 마찬가지로 가용 전압이 줄어든다는 점과 커패시터의 전압 불균형이 발생한다는 문제가 존재하기는 하지만 스위치 개수를 줄일 수 있어 시스템 구성 비용을 줄일 수 있으며, 각 전동기를 독립적으로 구동할 수 있다는 장점을 가지고 있다.

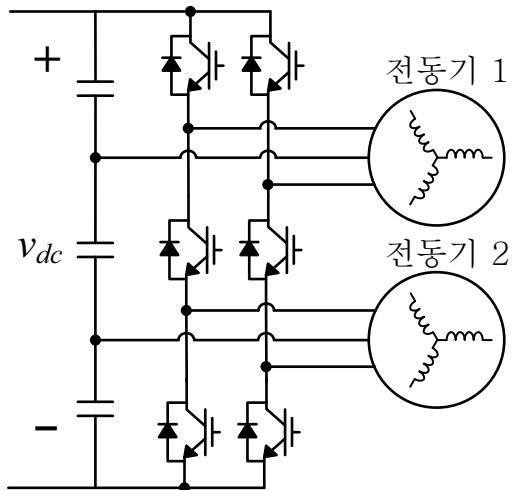
4상 인버터 시스템의 전압 출력을 늘리고 자유도를 늘리기 위해 5상 인버터 시스템도 연구되었다[65]-[71]. 대표적인 5상 인버터 시스템의 구조는 그림 2.5와 같다[65]-[68]. DC 링크 중성단에 의해 결정되던 공통 상의 전압이 변할 수

있기 때문에 보다 높은 차동 전압을 전동기에 인가할 수 있게 된다. 이러한 특징을 2개 이상의 다수의 전동기에 적용하면 n 개의 전동기를 $2n+1$ 개의 상을 가지는 인버터로 구동할 수 있게 된다[69]. 이 밖에도 전동기의 중성단 전압을 이용하는 5상 인버터 구조도 연구되었다[70]. 대표적인 토플로지는 그림 2.6과 같은 구조이다. 이 구조에서는 인버터로부터 3상이 연결되어 있는 전동기 1의 영상분 전압을 조절하여 전동기 2의 상전류를 조절할 수 있다. 물론 전동기 2의 상전류가 전동기 1의 상에 분배되어 흐르기 때문에 손실이 증가한다는 단점을 가지고 있다. 따라서 전동기 1의 전력이 크고, 전동기 2의 전력이 충분히 작은 경우를 대상으로 사용할 수 있다. 이와 비슷하게 전동기 2에 3상 전동기 대신 단상 전동기를 사용한 경우의 연구도 존재한다[71]. 이 경우에도 마찬가지로 전동기 1의 중성단과 전동기 2의 중성단을 연결하여, 단상 전동기인 전동기 2의 상간 전압을 늘릴 수 있다는 장점을 보였다.

또 다른 다중 전동기 구동 시스템으로는 3-스위치 레그를 사용한 인버터 구조가 있다[72]-[75]. 이를 그림으로 표현하면 그림 2.7과 같다. 그림 2.7 (가)의 구조는 3개의 레그를 활용하여 각 상에 전압을 공급하는 구조이고, 그림 2.7 (나)의 구조는 전동기의 한 상을 DC 링크의 중간에 연결하여 공급하고, 2개의 레그를 사용하는 구조이다. 이와 같은 구조는 전동기에 독립적인 전압을 공급 할 수 있기 때문에 전동기를 독립적으로 구동할 수 있다는 장점을 가진다. 하지만 모든 스위치의 내압이 DC 링크 전압보다 높아야하며, 사용할 수 있는 전압은 일반적인 인버터의 절반 정도로 줄어들게 된다. 또한 도통 스위치가 증가하기 때문에 손실도 약간 증가하게 된다. 하지만 스위치의 총 개수를 줄일 수 있기 때문에 가격을 절감할 수 있다는 장점을 가지고 있다.



(가)



(나)

그림 2.7 3-스위치 레그를 활용한 다중 전동기 구동 시스템

(가) 3상 구조 (나) 2상 구조

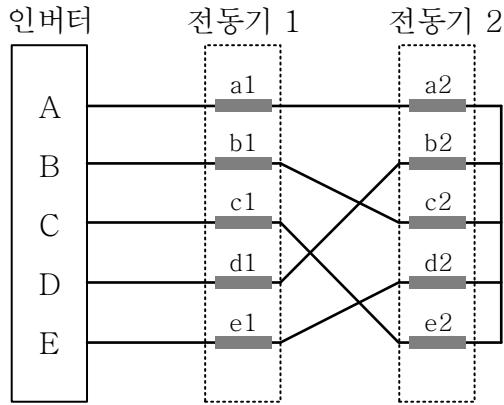


그림 2.8 5상 인버터를 이용한 직렬 5상 전동기 구동 시스템

한편 다수의 전동기를 직렬로 연결하여 제어하는 방법도 연구되었다[76]-[79]. 대표적인 방법은 그림 2.8과 같이 5상 인버터를 이용하여 5상 전동기를 구동한 사례이다. 5상 전동기는 다섯 개의 상을 이용하여 회전 자계를 형성하기 때문에 3상 전동기에 비하여 높은 자유도를 가지고 있다. 때문에 그림 2.8과 같이 전동기의 권선을 바꾸어서 연결하면 두 전동기를 독립적으로 구동할 수 있게 된다. 이를 확장하면 7상 인버터를 이용한 3개의 7상 전동기 구동, 9상 인버터를 이용한 4개의 9상 전동기 구동이 가능하며, 일반적으로는 n 개의 레그를 이용하여 $(n-1)/2$ 개의 n 상 전동기를 구동하는 것이 가능하다[79]. 이 구조는 적은 수의 스위치를 이용하여 많은 전동기를 구동할 수 있기 때문에 시스템 구성 가격을 줄일 수 있다는 장점을 가지고 있으며, 전동기를 독립적으로 제어할 수 있다는 특징도 가지고 있다. 하지만 스위치와 전동기에 흐르는 전류의 크기가 커져, 손실이 증가한다는 단점도 가지고 있다. 또한 다상 전동기가 흔히 사용되지 않기 때문에 활용도가 떨어진다는 문제점도 존재한다. 앞의 방법들은 인버터의 상이나 레그의 스위치를 추가하거나 전동기의 상을

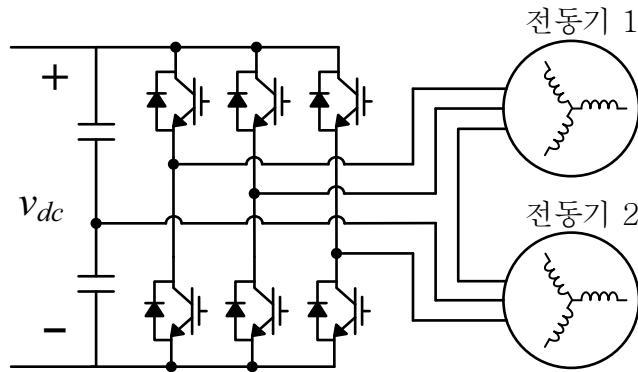


그림 2.9 3상 인버터를 이용한 직렬 전동기 구동 시스템

추가하는 등의 방법을 사용하여 전동기의 독립적인 운전을 확보하기 위해 노력했다. 하지만 일반적으로 많이 사용되지 않는 인버터를 사용해야 하기 때문에 개별 스위치나 레그 단위로 시스템을 구성해야 한다는 단점을 가진다. 또한 이는 양산성을 떨어뜨려 시스템 구성 가격을 높이는 원인이 된다. 따라서 일반적으로 널리 사용되는 3상 인버터를 사용하여 시스템을 구성하기 위한 연구들이 진행되었다.

앞선 경우와 마찬가지로 전동기를 직렬 혹은 병렬로 연결하여 구동할 수 있는데, 3상 전동기를 직렬로 연결하여 구동한 사례는 그림 2.9와 같다[80]. 그림 2.9의 방법은 일반적으로 사용하는 3상 인버터를 활용하여 두 개의 3상 전동기를 구동할 수 있는 방법으로 보다 범용성이 높다고 할 수 있다. 여기서 3상 인버터의 출력 개수는 3개의 레그와 DC 링크 중성점까지 4개인데 필요한 입력은 6개 이기 때문에 출력 자유도가 부족하게 된다. 특히, 각 전동기의 회전 자계를 형성하는데 필요한 액티브 전압이 2개씩인 것을 감안할 때, 4개의 출력 중 하나의 출력이 DC 중성단으로 고정되어 있기 때문에 출력 자유도가 부족

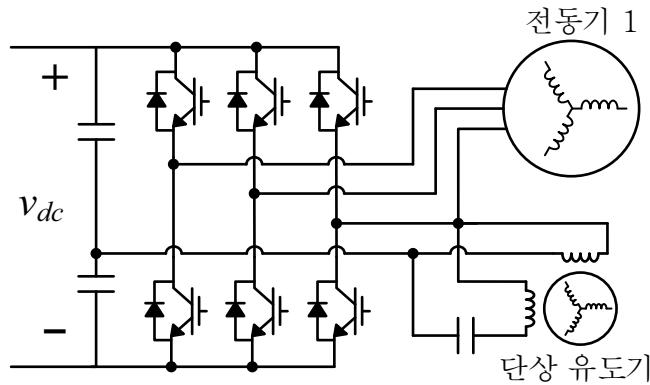


그림 2.10 3상 인버터를 이용한 전동기 및 단상 유도기 구동 시스템

하게 된다. 이러한 문제를 참고 문헌 [80]에서는 그림 2.9와 같이 전동기의 상을 서로 연결하는 방법을 통해 해결하고자 하였다. 그러면 다른 전동기를 통해 원하는 상전류 성분을 얻을 수 있게 된다. 하지만 역으로 생각해보면 서로의 전류가 다른 전동기를 통해 흐르게되기 때문에 각 전동기에 다른 전동기의 주파수로 전류 맥동이 발생한다는 단점이 있다. 하지만 가장 널리 사용되는 3상 전동기와 3상 인버터를 사용하기 때문에 저렴한 가격으로 시스템을 구성하는 것이 가능하다는 장점이 있다.

3상 인버터를 사용하는 다른 방법으로는 그림 2.10과 같은 구조가 있다[81]-[82]. 그림 2.10의 구조는 일반적인 3상 인버터를 통한 3상 전동기 구동 시스템에 병렬로 단상 유도기를 연결한 구조이다. 일반적으로 저렴하게 단상 유도기에 회전자계를 발생시키기 위해 커패시터를 이용하듯이 이 방법에서도 인버터의 출력단에 병렬로 커패시터를 연결하여 회전자계를 발생시킨다. 이러한 방법은 주 전동기를 구동하면서 보조로 작은 전력을 요구하는 팬 등의 부하가 필요할 때 쉽게 사용될 수 있는 방법이다. 하지만 보조 부하의 전력이 커지게

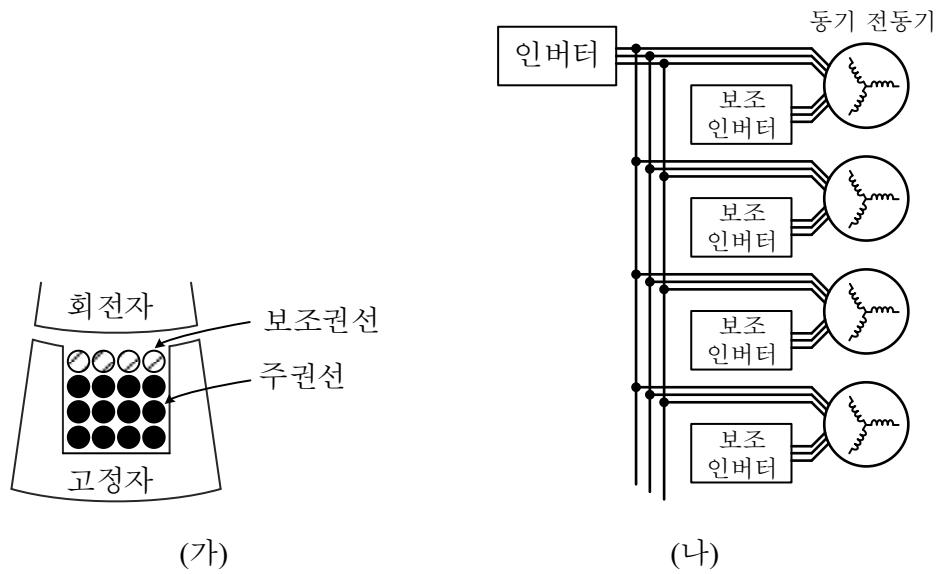


그림 2.11 보조 인버터를 이용한 다수의 동기전동기 구동 시스템

(가) 전동기 권선 구조 (나) 시스템 구조

되면 한 레그의 용량을 키워야하기 때문에 해당 레그에 다른 전류 정격의 스위치 소자를 사용해야 한다는 한계도 존재한다.

마지막으로 하나의 커다란 인버터에 동기전동기 다수를 연결하여 제어하는 방법도 최근에 연구되었다[83]-[86]. 유도기의 경우 하나의 인버터에 많은 수의 유도기를 연결하여 구동하는 방법이 많이 연구되었으나 동기전동기의 경우 불안정성 때문에 구동이 어려웠다. 참고 문헌 [83]-[86]에서는 동기전동기가 가지는 불안정성에 대해 분석하고 이를 해결하기 위해 그림 2.11과 같이 권선의 일부를 할애하여 작은 용량의 보조 인버터를 전동기에 부착하는 방법을 사용하였다. 특히 보조 인버터에 별도의 전원을 연결하지 않더라도 구동이 가능하기 때문에 시스템 구성이 간단해 질 수 있다는 장점을 가지고 있다.

2.1.5 시스템 비교 및 분석

본 항에서는 앞에서 다루어진 다양한 토폴로지들의 장단점 및 특징을 비교해보도록 한다. 표 2.1은 앞선 항들에서 살펴본 다양한 토폴로지들의 장단점을 보여준다. 이들 모두는 개별적인 시스템을 구성하는 것에 비해 가격을 줄일 수 있다는 장점을 가지지만 이로 인해 제어 성능의 저하, 운전 영역의 감소, 효율 저하 등의 문제를 가지기 때문에, 응용 분야에 따라 적절한 시스템을 선택하여 시스템을 구성하는 것이 중요하다.

표 2.1 다중 전동기 구동 시스템의 비교

토플로지	그림	장점	단점
개별 시스템 기반 전동기 구동 시스템	그림 2.1	<ul style="list-style-type: none"> 독립적인 시스템 구성 독립적인 전동기 구동 높은 고장 예비성 	<ul style="list-style-type: none"> 높은 시스템 구성 가격
개별 인버터 기반 전동기 구동 시스템	그림 2.2	<ul style="list-style-type: none"> 독립적인 인버터 구성 독립적인 전동기 구동 높은 고장 예비성 	<ul style="list-style-type: none"> 높은 시스템 구성 가격
단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템	그림 2.3	<ul style="list-style-type: none"> 가장 저렴한 시스템 구성 통상적인 3상 인버터와 전동기 	<ul style="list-style-type: none"> 동일 속도 운전 동기기의 경우 불안정성 존재
4상 인버터 기반 전동기 구동 시스템	그림 2.4	<ul style="list-style-type: none"> 비교적 저렴한 시스템 구성 독립적인 인버터 구성 독립적인 전동기 구동 	<ul style="list-style-type: none"> 일반적이지 않은 인버터 구성 낮은 전압 사용률 카페시터 전압 불균형문제 발생
5상 인버터 기반 전동기 구동 시스템	그림 2.5 그림 2.6	<ul style="list-style-type: none"> 비교적 저렴한 시스템 구성 독립적인 전동기 구동 	<ul style="list-style-type: none"> 일반적이지 않은 인버터 구성 낮은 전압 사용률 높은 공통 레그 전류
3-스위치 레그 인버터 전동기 구동 시스템	그림 2.7	<ul style="list-style-type: none"> 비교적 적은 스위치 개수 독립적인 전동기 구동 	<ul style="list-style-type: none"> 일반적이지 않은 인버터 구성 낮은 전압 사용률
다상 인버터 직렬 전동기 구동 시스템	그림 2.8	<ul style="list-style-type: none"> 독립적인 전동기 구동 	<ul style="list-style-type: none"> 높은 전동기 및 인버터 전류 일반적이지 않은 인버터 및 전동기 사용
단일 인버터 직렬 연결 전동기 구동 시스템	그림 2.9	<ul style="list-style-type: none"> 가장 저렴한 시스템 구성 통상적인 3상 인버터와 전동기 개별적인 속도 및 토크 제어 	<ul style="list-style-type: none"> 전동기에 토크 맥동 발생 높은 전동기 및 인버터 상전류
보조 인버터 사용 전동기 구동 시스템	그림 2.11	<ul style="list-style-type: none"> 다수의 전동기 구동 가능 통상적인 3상 인버터와 전동기 	<ul style="list-style-type: none"> 동일 속도 운전 전동기 구조 변경 필요

2.2 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템

본 절에서는 본 논문에서 자세히 다루고자 하는 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템에 대해서 좀 더 자세히 알아보도록 한다. 가장 먼저 시스템의 구조와 특징에 대해서 좀 더 자세히 알아보도록 한다. 다음으로 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템의 시초가 되는 병렬 유도기 구동 시스템의 특징과 관련 연구들을 소개한다. 그 다음, 동기전동기의 장점과 특징, 활용성을 토대로 병렬 동기전동기 구동 시스템에 대한 연구의 필요성을 확인한다. 다음으로는 병렬 동기전동기 구동 시스템에서 발생하는 문제점과 제어 이슈들에 대해서 간단히 살펴본다. 이어지는 항에서는 기존에 이루어진 단일 인버터 기반 병렬 동기전동기 구동 시스템의 제어에 관한 연구들을 분석하고, 그 한계를 알아본다.

2.2.1 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템의 구조와 특징

본 항에서는 앞선 절에서 간략히 다루어졌던 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템의 구조와 구성품을 자세히 살펴본다.

가장 먼저 그림 2.3에서 간략히 도시되었던 인버터와 전동기의 구조를 자세히 도시하면 그림 2.12와 같다. 시스템은 단순히 3상 전동기 두 개를 일반적으로 사용하는 3상 인버터의 출력에 연결한 구조이다. 일반적인 경우, 그림과 같이 4개의 전류 센서와 2개의 위치 센서를 포함하게 되며, DC 링크 전압을 측정하기 위한 전압 센서도 포함하게 된다. 여기서 그림에는 4개의 전류 센서와 2개의 위치 센서를 포함하여 도시하였지만 제어 방법에 따라

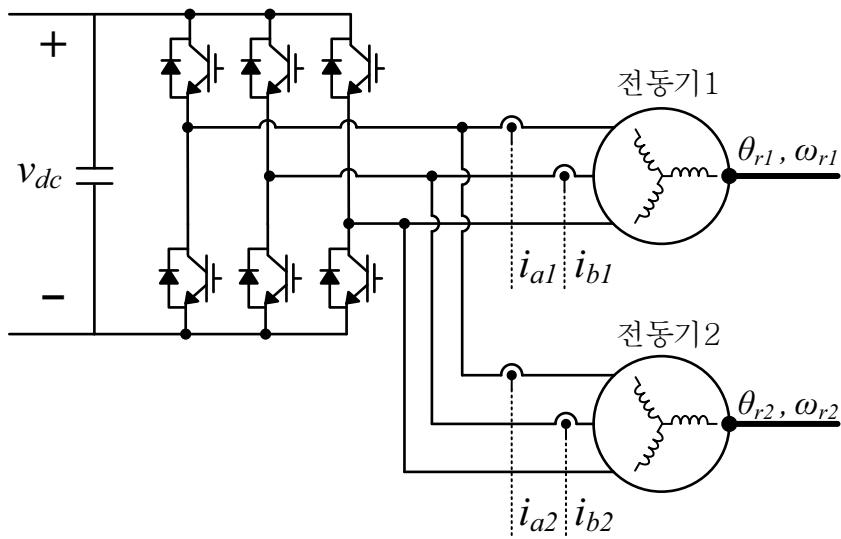


그림 2.12 단일 인버터 병렬 전동기 구동 시스템의 구조

그 수가 달라질 수 있다. 평균 전류를 측정하여 시스템을 제어하는 경우 각 전동기에 흐르는 전류 대신 인버터 출력 전류만을 측정하여 시스템을 제어하는 것이 가능하다.

이 구조의 큰 장점 중 하나는 인버터의 구조가 범용적으로 사용되는 3상 2레벨 인버터이기 때문에, 많은 상용 제품들을 활용할 수 있다는 것이다. 다른 구조들이 단일 스위치 모듈이나 레그 단위의 제품을 사용해야하는 것에 비해 이 구조는 저렴하고 컴팩트하게 구성된 6 스위치 팩이나 지능형 전력 모듈 등을 사용할 수 있다. 이러한 6 스위치 팩이나 지능형 전력 모듈은 스위치 구동에 있어 기생 성분이 적기 때문에 스위칭 손실이나 EMI 발생, 내구성 면에서 보다 나은 성능을 얻을 수 있다. 또한 이러한 대중적인 구조는 많이 생산되고 소비되기 때문에 다른 구조에 비해 가격이 저렴하다는 특징을 가지고 있어 시스템 구성 비용을 최소화할 수 있다. 이때, 인버터의 전압

용량은 단일 전동기 구동 시스템과 동일하게 구성될 수 있으나, 전류 용량은 병렬로 전류가 흐르는 만큼 증가하여야 한다. 두 전동기가 동일할 경우, 시스템 맥동이나 과도 상황 등을 고려하여 단일 전동기 구동 시 용량의 두 배보다 약간 높게 설정하는 것이 바람직하다. DC 링크 커페시터의 경우에도 기존의 용량에 비해 2배 정도를 사용하는 것이 바람직한데, 이는 DC 링크 커페시터가 감당해야하는 스위칭 단위의 전류 리플 맥동 크기가 2배 정도 증가하게 때문이다.

전동기의 경우 동일한 전동기를 사용하는 것이 가장 일반적이다. 두 전동기가 다를 경우, 두 전동기에 같은 전압을 인가하여 구동하는 병렬 전동기 구동 시스템이 전동기의 구동 성능에 악영향을 미칠 수 있기 때문이다.

단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템의 가장 큰 특징은 두 전동기에 같은 주파수의 같은 전압이 공급된다는 것이다. 따라서 두 전동기를 독립적으로 구동하는 것이 불가능하다. 때문에 두 전동기가 동기기인 경우에는 두 전동기의 속도가 같아야만 한다. 하지만 두 전동기에 흐르는 전류의 크기는 서로 다를 수 있기 때문에 두 전동기의 출력 토크 및 회전자 위치는 달라질 수 있다.

또 다른 단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템의 특징은 기존에 단일 인버터를 이용한 단일 전동기 구동 시스템에 대하여 광범위하게 이루어진 제어 및 연구 결과를 간편하게 이용할 수 있다는 것이다. 예를 들어 기존에 이루어진 센서리스 제어를 적용하여 위치 센서를 쉽게 생략할 수 있으며, 역으로 전동기의 위치를 기반으로 전류를 추정하는 경우 전류 센서를 생략할 수도 있다. 또한 인버터 레그나 DC 링크 단에 션트 저항을 사용하

여 추가적으로 전류 센서를 절감할 수도 있다.

단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템에 장점만 존재하는 것은 아니다. 이 시스템의 단점은 출력의 자유도가 부족하다는 것이다. 때문에 각 전동기를 최적의 운전점을 가지도록 제어할 수 없다. 특히, 전동기의 부하가 다른 경우 이런 문제가 심각해진다. 출력 전압의 크기가 동일하다 보니 부하가 작은 전동기에는 과한 자속이 형성되고, 부하가 큰 전동기에는 보다 작은 자속이 형성되게 된다. 자속의 문제는 전류와 연결되어 전동기 구동 효율을 떨어뜨리게 된다. 때문에 전동기 부하가 다를 때, 전동기의 효율을 높이는 자속 및 전류를 결정하는 연구가 필요하게 된다. 이에 대한 자세한 내용은 3장에서 다루도록 한다.

2.2.2 단일 인버터 병렬 유도기 구동 시스템의 제어

본 항에서는 단일 인버터를 이용한 병렬 유도기 구동 시스템의 특징과 기존에 제안된 제어 방법들에 대해 간략하게 살펴보도록 한다.

통상 유도기는 계통에 의해 병렬로 구동되어 있으며 전동기의 부하 변동이 심하지 않고, 회전 관성이 충분히 큰 경우 높은 안정성을 가진다고 알려져 있다. 그럼 2.13과 같이 속도가 높은, 슬립이 작은 안정 영역에서는 속도-토크 곡선의 기울기가 음수가되어 안정적이 된다. 반대로 기울기가 양수인 구간에서는 불안정성이 발생한다고 알려져 있다. 또한, 최근에 연구된 결과에 따르면 리아푸노프(Lyapunov) 안정성 검사에 따라 특정 조건을 만족하는 경우 안정 영역에서 전역에서 점근적으로 안정적(Globally asymptotically stable)이라는 사실이 밝혀졌다[87]-[88].

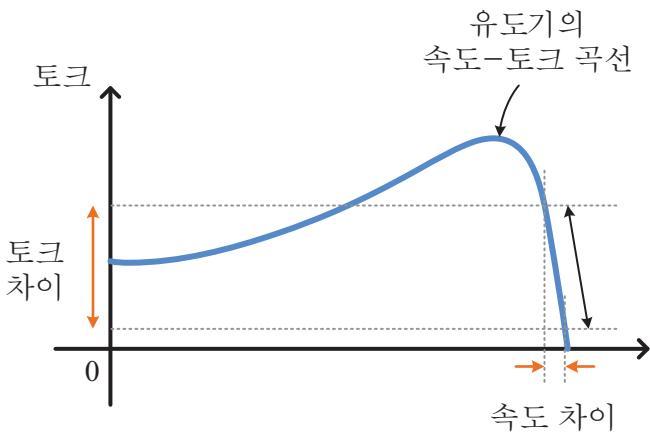


그림 2.13 유도기의 속도-토크 곡선

이러한 안정적인 유도기의 특성에 바탕하여, 병렬 유도 전동기 구동 시스템은 일찍이 철도, 벨트 컨베이어 등의 응용분야에 널리 적용되었다. 때문에 많은 연구들이 유도기를 대상으로 많이 진행되었으며, 다양한 제어 방법들이 제안되었다.

가장 대표적인 방법은 평균 자속 제어 방법이다. 평균 자속 제어 방법은 다수의 전동기의 평균 자속을 제어하는 방법이다. 그림 2.14는 참고 문헌 [39]에서 사용된 평균 등가회로 모델의 구조를 보여준다. 그림 2.14 (가)는 유도기의 고정자 누설 인덕턴스를 무시한 L형 등가회로의 모습을 보여주며, (나)는 N개의 동일한 전동기가 연결되어 있을 때의 등가회로를 나타낸다. 참고 문헌 [39]에서는 이를 토대로 토크 지령과 정격 평균 자속에 따른 슬립 주파수와 자속 축 전류를 결정하고 제어하게 된다. 이 방법은 다수의 전동기를 제어하는 탁월한 방법이지만 다수의 전동기를 등가하는 과정에서 많은 가정이 포함되었으며, 특히 전동기의 토크가 서로 다를 경우 정확한 제어가 어렵다는 단점이 있

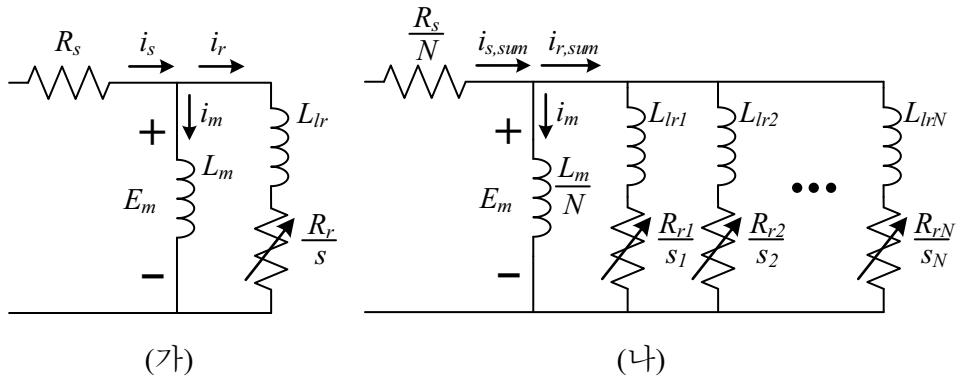


그림 2.14 유도기의 평균 자속 제어 모델

(가) 단일 유도기의 L형 등가 회로 (나) 다중 유도기의 L형 등가회로

다.

또 다른 제어 방법 중 하나는 마스터/슬레이브 제어 방법이다[41]-[42]. 이는 유도기가 오픈 루프(open loop) 상황에서 안정적이라는 특징에 근거하여 하나의 전동기만 제어하는 방법이다. 이를 그림으로 도식하면 그림 2.15와 같다. 유도기의 경우 부하가 적을수록 자속이 커지게 되는데, 이 때문에 병렬 전동기 구동 시스템에서 적은 부하를 가지는 전동기의 자속이 포화되는 문제가 발생하게 된다. 마스터/슬레이브 제어 방법은 이를 피하기 위해 적은 부하를 가지는 전동기를 마스터 전동기로 선택하여 제어하게 된다. 이러한 방법의 경우, 하나의 전동기를 마스터 전동기로 선택하여 제어하기 때문에 슬레이브 전동기는 오픈 루프로 구동되게 된다. 때문에 슬레이브 전동기에 갑작스런 부하 변동이 있을 경우, 진동하며 수렴하는 특성을 보이게 된다. 또한 전동기의 부하 변동으로 인해 마스터 전동기가 변경되는 경우 제어기의 피드백 값이 갑자기 변하게 되고, 이로 인한 계단적인 과도 상태가 발생하게 된다.

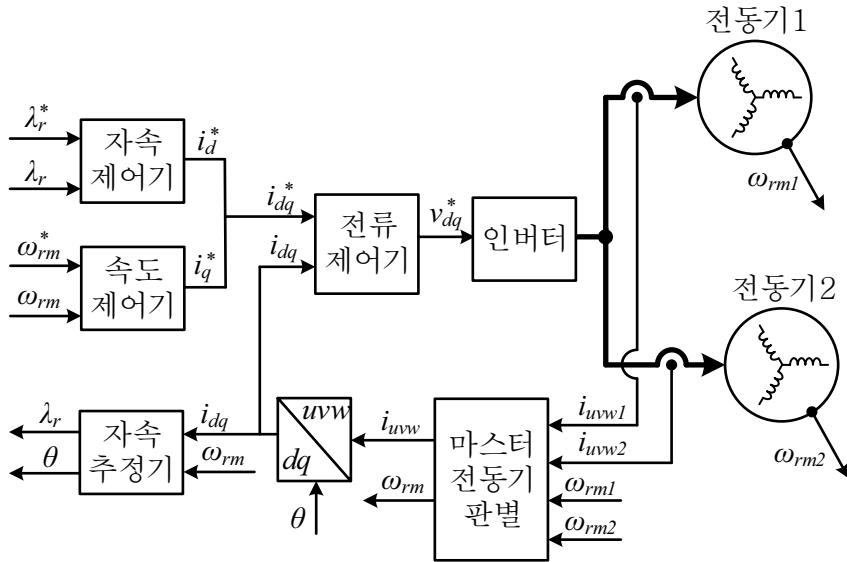


그림 2.15 병렬 유도기 구동 시스템의 마스터/슬레이브 제어

또 다른 제어 방법으로는 평균 제어 방법이 있다[41]-[44]. 이 방법은 전동기 들에 흐르는 전류와 속도를 평균적으로 제어하는 방법으로 이를 그림으로 도식하면 그림 2.16과 같다. 이는 단순히 전동기의 전류와 속도의 평균을 계산한 뒤 이를 토대로 자속의 위치를 결정하고, 그 평균 자속을 토대로 자속과 토크를 제어하는 방식이다. 이 경우 앞의 마스터/슬레이브 제어와는 달리 평균 자속을 가지게 되기 때문에 경부하 전동기의 자속이 정격보다 커져 자속이 포화되는 현상이 발생하게 된다.

이를 발전시켜 제안된 방식은 전동기의 평균 전류뿐만 아니라 차동 전류까지 계산하여 각 전동기의 토크를 제어하는 평균/차동 전류 제어 방식이다[45]-[50]. 이 방식에서는 전동기에 인가되는 전류를 다음과 같이 분리하여 고려하였다.

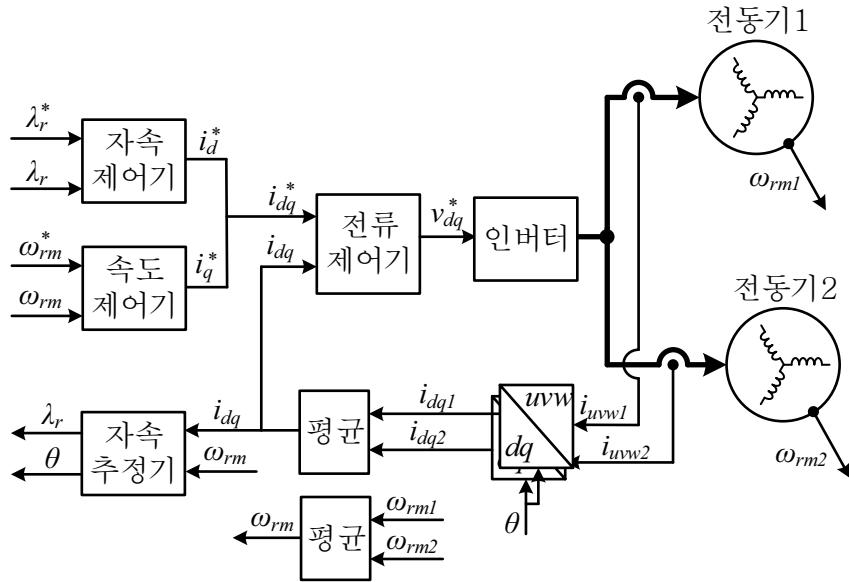


그림 2.16 병렬 유도기 구동 시스템의 평균 전류 제어

$$G_{\Sigma} = \frac{G_1 + G_2}{2}, \quad (2.1)$$

$$G_{\Delta} = \frac{G_1 - G_2}{2}. \quad (2.2)$$

여기서, 아래 첨자 Σ 와 Δ 는 각각 평균과 차동 성분을 나타내고, 1과 2는 각각의 전동기를 가리킨다. 이를 전류에 대하여 도식하면 그림 2.17과 같다. 이 때, 전동기에 발생하는 평균 토크와 차동 토크는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T_{\Sigma} = \frac{3n_p}{4} L_m (\vec{i}_{m\Sigma} \times \vec{i}_{s\Sigma} + \vec{i}_{m\Delta} \times \vec{i}_{s\Delta}), \quad (2.3)$$

$$T_{\Delta} = \frac{3n_p}{4} L_m (\vec{i}_{m\Delta} \times \vec{i}_{s\Sigma} + \vec{i}_{m\Sigma} \times \vec{i}_{s\Delta}). \quad (2.4)$$

이 때, n_p 는 전동기의 극 수, i_s 는 고정자 전류, i_m 은 회전자 자화 전류를 나타내며 다음과 같이 정의된다.

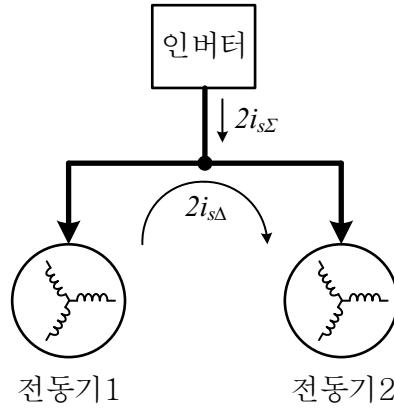


그림 2.17 평균/차동 전류 제어 방법의 전류 정의

$$i_m = \frac{\lambda_r}{L_m}. \quad (2.5)$$

여기서, λ_r 은 회전자 자속을, L_m 은 상호 인덕턴스를 나타낸다. L'_m 은 다음과 같이 정의된다.

$$L'_m = \frac{1}{2} \left(\frac{L_{m1}^2}{L_{r1}} + \frac{L_{m2}^2}{L_{r2}} \right). \quad (2.6)$$

기존의 평균 전류 제어 방식이 평균 전류만 고려하여 제어한 것과 달리 이 방법은 차동 전류를 계산하여 고려함으로써 차동 토크를 제어하고, 결국에는 두 전동기의 토크를 독립적으로 제어하고자 하였다. 이때, 제어는 평균 전류를 대상으로 제어하게 되며, 평균 전류의 지령을 생성할 때 차동 전류 분을 고려하게 된다. 평균 전류 지령은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{q\Sigma}^* = \frac{\frac{T_\Sigma^*}{3n_p L'_m} + i_{m\Delta q} i_{\Delta d} - i_{m\Delta d} i_{\Delta q}}{i_{m\Sigma d}}. \quad (2.7)$$

d 축 전류 지령은 차동 토크와 평균 자속을 함께 제어해야하며, 이를 각각 나타내면 다음과 같다.

$$i_{d\Sigma,T}^* = \frac{\frac{-T_\Delta^*}{3n_p L_m} + i_{m\Delta d} i_{\Sigma q} + i_{m\Sigma d} i_{\Delta q}}{i_{m\Delta q}}, \quad (2.8)$$

$$i_{d\Sigma,F}^* = i_{m\Sigma d}^* + \frac{S_{r\Delta}}{S_{r\Sigma}} (i_{m\Delta d} - i_{\Delta d}) + \frac{\omega_{r\Delta}}{S_{r\Sigma}} i_{m\Delta q}. \quad (2.9)$$

여기서, $i_{m\Sigma d}^*$ 는 정격 자화 전류이고, ω_r 은 전동기의 속도이며, S_r 은 다음과 같다.

$$S_r = \frac{R_r}{L_r}. \quad (2.10)$$

이를 토대로 최종 d 축 전류 지령은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{d\Sigma}^* = (i_{d\Sigma,F}^* - i_{d\Sigma,T}^*) e^{-K|i_{m\Delta q}|} + i_{d\Sigma,T}^*. \quad (2.11)$$

여기서 K 는 두 지령 사이의 절환에 관여하는 계수이다. 두 전동기가 위치 차이 없이 안정적으로 동작할 때에는 $i_{m\Delta q}$ 가 발생하지 않지만 두 전동기의 동기 위치가 멀어질수록 $i_{m\Delta q}$ 의 크기가 커지는 사실을 이용하여 전동기 사이의 부하가 클수록 차동 토크 제어를 위한 d 축 전류 지령의 비중을 높인다. 이를 토대로 제어기를 설계하면 그림 2.18과 같다.

최근에는 평균/차동 전류 제어 방법에 가중치를 고려하는 방법이 제안되었다[50]. 참고 문헌 [50]에서는 높은 부하를 가지는 전동기에 가중치를 주어 평균 속도 및 자속 위치, 자속의 크기를 계산하는데 고려하였다. 이러한 방식은 낮은 자속을 가지는 고부하 전동기의 자속을 높이는 효과를 가져온다. 따라서 갑작스러운 부하 변동이나 부하 불균형 시의 기동 성능을 높이는 효과를 얻을 수 있다.

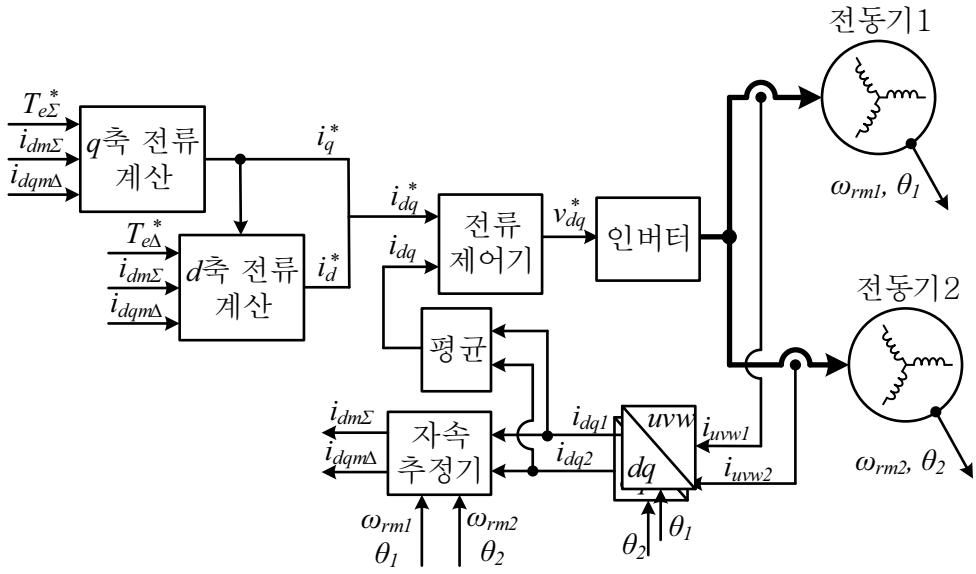


그림 2.18 평균/차동 전류 제어 방법의 제어

이 외에도 직접 토크 제어[51], 입자 무리 최적화(Particle swarm optimization) [40]를 통한 제어 방법들이 제안되었다. 특히, 최적 구동 효율을 얻을 수 있는 자속 값을 찾기 위한 방법이 입자 무리 최적화 기법에서는 고려되었는데, 이는 기존의 정격 자속을 형성하는 방법과는 달리 자속분 전류의 크기 조절을 통해 효율을 높이고자 한 시도라고 할 수 있다[40].

2.2.3 동기전동기의 특징과 병렬 전동기 구동 시스템

본 항에서는 동기전동기의 특징 및 장단점에 대해서 간략하게 살펴보고 단일 인버터를 이용한 동기전동기 구동 시스템과의 연관성을 살펴보도록 한다. 동기전동기는 크게 두 가지로 나누어 볼 수 있는데, 회전자에 자속을 사용

하는 경우와 사용하지 않는 경우이다. 브러시리스 전동기나, 영구자석 동기전동기, 회전자에 계자 권선을 이용하여 자속을 생성하는 경우가 전자이고, 자기저항 토크만을 이용하는 자기저항 동기전동기(Synchronous reluctance motor)가 후자의 예가 되겠다.

이러한 동기전동기는 전력전자 기술의 발전으로 널리 사용되게 되었는데, 유도기에 비해 구성이 복잡하고 보수가 어려우며, 가격이 높다는 특징을 가지나 효율이 높고, 전력 밀도가 높다는 장점을 가지고 있다. 때문에 동기전동기는 크게는 대용량 발전기부터 작게는 초소형 서보 모터에 이르기까지 넓은 분야에서 사용되고 있다. 대용량 발전기에는 전통적으로 계자 권선형 동기전동기를 사용해왔으나, 최근에 이르러서는 수 MW에 이르는 풍력 발전기에도 영구자석 동기전동기가 사용되는 등 영구자석 동기전동기의 활용이 두드러지고 있는 추세이다.

최근에는 대용량 영역을 제외하면 대부분의 경우, 영구자석을 이용한 동기전동기를 사용하는 경우가 많다. 특히 영구자석 동기전동기는 높은 효율, 높은 전력 밀도, 높은 내구성, 낮은 코킹 토크 등 긍정적인 특징들을 많이 가지고 있다. 희토류를 사용한다는 점에서 원자재의 공급이 불안정하고 환경 파괴를 야기한다는 문제점을 안고 있으나 최근에는 공급이 안정된 추세이다.

영구자석 동기전동기는 회전자의 형태에 따라 크게 돌극성을 가지지 않는 표면부착형 영구자석 동기전동기와 돌극성을 가지는 매입형 영구자석 동기전동기로 분류할 수 있다. 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우 구조가 간단하고, 구조적으로 튼튼하며, 제어가 용이하기 때문에 가전, 서보 모터 등의 영역에서 널리 사용되고 있다. 하지만, 표면에 부착한 자석의 비산을 막기 위해

파이프 등의 구조가 포함되어 공극 길이가 길어지고, 와전류손이 발생한다는 단점들도 가지고 있다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우, 보다 제어가 복잡하고 구조도 복잡하지만, 공극을 줄일 수 있어 표면부착형 영구자석 동기전동기보다 효율이 높고, 고속 회전이 용이하며, 약자속 제어에 유리하다는 특징을 가지고 있다[7].

최근에는 마이크로프로세서의 발전으로 복잡한 제어를 수행하는 것이 점점 용이해지면서 매입형 영구자석 동기전동기의 사용률이 증가하고 있는 추세이며, 특히 전기 자동차의 경우 높은 효율과 약자속 제어 성능 때문에 매입형 영구자석 동기전동기가 널리 사용되고 있다[10].

자기저항 동기전동기의 경우, 영구자석을 사용하지 않기 때문에 구조가 간단하고, 원자재 공급에 크게 영향을 받지 않는다는 장점이 있으나 낮은 전력 밀도와 효율 때문에 많은 영역에서 사용되고 있지는 않다. 하지만 2010년대 초반에 발생한 희토류 공급문제로부터 촉발된 탈희토류 전동기에 대한 연구 수요에 따라 스위치드 자기저항 전동기(Switched reluctance motor), 자기저항 동기전동기 및 영구자석을 보조 용도로 활용하는 영구자석 보조형 스위치드 자기저항 전동기(Permanent magnet assisted switched reluctance motor), 영구자석 보조형 자기저항 동기전동기(Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor) 등에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

동기발전기는 앞에서 살펴본 많은 장점들을 바탕으로 점점 더 많은 영역에서 사용되고 있다. 특히 병렬 전동기 구동 시스템이 주로 사용되는 팬, 견인 영역의 경우 영구자석 동기전동기를 사용하는 경우가 많아졌고, 때문에 영구자석 동기전동기의 병렬 운전에 대한 관심도 높아졌다.

2.2.4 기존의 단일 인버터 병렬 동기전동기 구동 방법

이와 같은 수요에 따라 동기전동기를 병렬로 하는 것에 대한 연구가 진행되어왔으며, 동기전동기를 병렬로 구동함에 있어서 몇 가지 제어 문제들이 발생하게 되었다. 본 항에서는 이러한 제어 이슈들을 정리한 뒤 기존에 제안된 대표적인 제어 방법들에 대해서 간단히 소개한다.

가장 먼저 생각해볼 수 있는 문제는 유도기의 경우와 마찬가지로 인버터 출력 자유도가 부족하다는 점이다. 때문에 각 전동기에 대한 독립적인 제어가 불가능하게 된다. 이러한 자유도의 부족은 기존과는 다른 문제들을 발생시키게 되었고, 새로운 제어 방법을 필요로 하게 되었다.

출력 자유도의 부족은 전동기의 특성과도 크게 연결되어 있는데, 유도기의 경우 제어가 정확히 이루어지지 않더라도, 정상상태에서 안정적인 특징을 나타내는 반면, 동기기의 경우 불안정성의 문제가 발생하게 된다. 때문에 유도기 와는 별도로 시스템을 안정시키기 위한 제어 방법이 필요하게 된다. 이 문제는 3장에서 보다 자세히 다루도록 한다.

마지막으로 유도기의 경우 자속의 크기와 관련하여 발생했던 문제가 동기전동기의 경우에도 발생한다. 두 전동기의 부하가 다를 경우 회전자 자속분 전류의 크기를 결정하는 문제가 마찬가지로 발생하게 되는 것이다.

위에서 말한 단일 인버터를 이용하여 영구자석 동기전동기를 병렬로 구동하는데 존재하는 문제점들은 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 출력 자유도의 부족
- 전반적인 제어 방법의 부재

- 동기전동기의 제어 불안정성
- 효율적인 운전 방법의 부재

다음은 이러한 문제를 해결하기 위해 개발된 대표적인 제어 방법들을 보여준다.

(가) 평균 전류 제어 방법

평균 전류를 이용하여 병렬 동기전동기 구동 시스템을 제어하는 방법은 그림 2.19와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 ω_{rm} 은 전동기 회전자의 기계 회전속도, θ 는 전동기의 위치를 나타낸다. 아래첨자 1, 2는 각각의 전동기를 의미한다. 참고 문헌 [52]-[53]에서 제안된 이 방법은 각 전동기의 토크를 두 개의 속도 제어기를 이용하여 제어한다. 각 속도 제어기에서 출력된 전류 지령을 각 전동기의 위치를 이용하여 정지좌표계로 변환한 뒤 그 평균값을 정지좌표계에서 전류 제어를 수행하게 된다. 이 방법은 두 전동기의 전류를 각각 제어할 수는 없지만 두 전동기의 합 토크를 제어할 수 있으며, 두 속도 제어기의 피드백 루프에 의해 각 전동기의 q 축 전류가 제어 될 수 있다는 점에서 기본적인 제어 성능을 얻을 수 있다.

또 다른 방법은 그림 2.20과 같이 두 전동기의 평균 속도를 제어하는 방법이다[54]. 이 방법은 참고 문헌 [52]-[53]와는 다르게 두 전동기의 평균 속도만을 제어한다. 이를 토대로 얻은 전류 지령을 두 전동기의 평균 위치를 토대로 동기 좌표계를 설정하고 시스템을 제어하는 방식을 선택했다. 이 방법 역시 두 전동기의 평균 토크만을 제어하게 되며, 따라서 두 전동기의 토크 차이가 크지 않은 경우 시스템을 구동할 수 있게 된다.

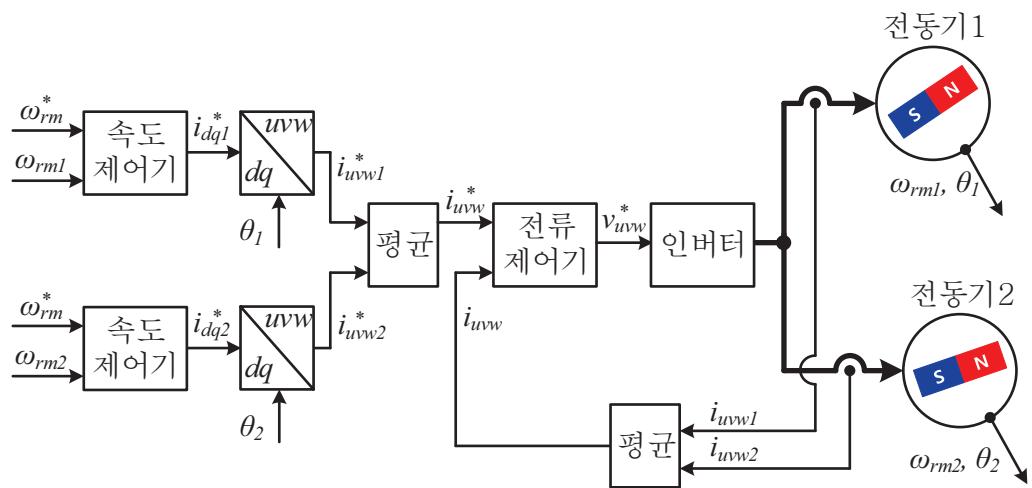


그림 2.19 평균 전류 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법 1

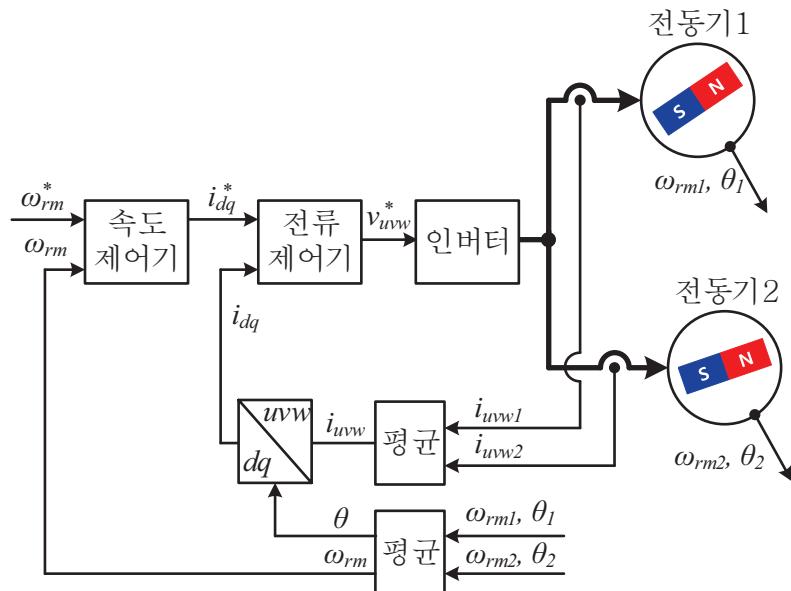


그림 2.20 평균 전류 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법 2

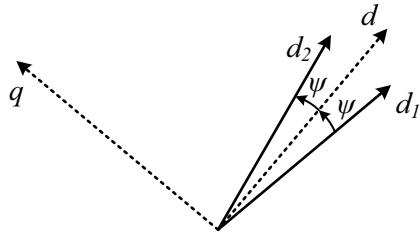


그림 2.21 평균/차동 전류 제어 방법의 좌표계

(나) 평균/차동 전류 제어 방법

평균 전류와 차동 전류를 모두 제어하는 방법은 본래 유도기를 대상으로 연구된 방법을 동기전동기에 적용한 방법이라고 할 수 있다. 기본적인 제어 전략은 평균 전류를 통해 두 전동기의 평균 토크를 제어하고, 차동 전류를 통해 두 전동기의 토크 차이를 발생시켜 전동기를 제어하는 방법이다[54]-[56]. 여기서 평균 성분과 차동 성분은 (2.1), (2.2)와 같이 정의된다.

그러면 그림 2.21과 같이 정의된 좌표 시스템에서 돌극성이 없는 표면부착 형 영구자석 동기전동기의 평균 토크와 차동 토크는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$T_{\Sigma} = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} \lambda_f (i_{\Sigma q} \cos \psi + i_{\Delta d} \sin \psi), \quad (2.12)$$

$$T_{\Delta} = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} \lambda_f (i_{\Delta q} \cos \psi + i_{\Sigma d} \sin \psi), \quad (2.13)$$

여기서 n_p 는 전동기의극 수, λ 는 영구자석의 쇄교 자속이며, ψ 는 두 전동기 회전자 사이의 각 차이의 절반 값이다. 그러면 전동기 사이의 각도 차 ψ 가 존재할 때, $i_{\Sigma d}$ 를 통해 두 전동기 사이의 차동 토크를 제어하는 것이 가능하다.

또한, 참고 문헌 [54]에서는 전동기의 전류를 최소화할 수 있는 방법도 제안

하였다. 참고 문헌 [54]에 따르면 전압식으로부터 단위 전류당 토크를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\rho = \frac{A \sin \psi \cos \psi}{\sqrt{(B \cos \psi + C \sin \psi \cos^2 \psi)^2 + (D \sin \psi + E \sin^3 \psi)^2}}. \quad (2.14)$$

여기서 (2.14)의 계수들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A &= T_{\Sigma} \frac{3}{2} n_p \lambda_f Z^2; & B &= 2T_{\Delta} Z^2; & C &= -\frac{3}{2} n_p \omega_r^2 \lambda_f^2 L_s; \\ D &= 2T_{\Sigma} Z^2; & E &= \frac{3}{2} n_p \omega_r \lambda_f^2 R_s; & Z &= \sqrt{R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

(2.14)로부터 단위 전류당 토크가 최대가 되는 지점을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\max \left\{ \frac{T_{\Sigma}}{i_{\Sigma}} \right\} : \frac{\partial}{\partial \psi} \left(\frac{T_{\Sigma}}{i_{\Sigma}} \right) = \frac{\partial \rho}{\partial \psi} = 0. \quad (2.16)$$

하지만 이는 굉장히 계산이 어려우며, 따라서 ψ 가 크지 않다는 가정을 가지 고 다음과 같은 근사를 사용한다.

$$\sin \psi \cong \psi; \quad \cos \psi \cong 1. \quad (2.17)$$

(2.17)과 같은 근사를 적용하면 다음과 같은 최적의 전동기 각 차이를 얻을 수 있다.

$$\psi_{opt} \cong \frac{4T_{\Delta}(R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2)}{3n_p \omega_r \lambda_f^2 L_s}. \quad (2.18)$$

참고 문헌 [54]에서 제안된 평균/차동 전류 제어법과 최적 전류 제어를 포함 한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 제어 블록도는 그림 2.22와 같다. 속도 제 어기를 각 전동기에 대하여 각각 사용하고, 속도 제어기로부터 얻은 토크 지령을 이용하여 평균/차동 토크를 계산한다. 전동기 속도와 차동 토크 지령으로

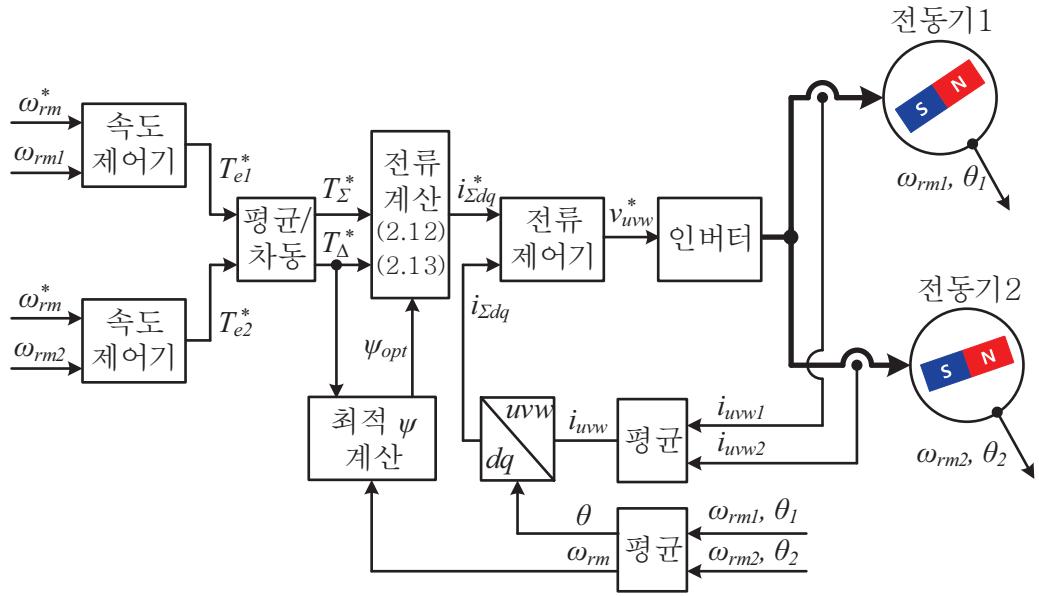


그림 2.22 평균/차동 전류 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법

부터 얻은 최적 전동기 각 차이를 이용하여 평균 전류 지령을 계산하고, 이를 제어함으로써 병렬 동기전동기 구동 시스템을 제어한다.

이 방법은 두 전동기의 토크를 보다 독립적으로 제어하고, 최적 운전을 위한 시도를 보였다는 점에서 진보된 제어 방법이라고 할 수 있다. 하지만 유도 기에서 이루어지던 제어 방법을 그대로 이용하다보니 최적 운전을 수행하는데 있어서 문제점이 발생하게 되었다. 특히 두 전동기의 토크 차이가 크게 발생할수록 충분히 작다고 가정했던 ψ 가 점점 커져 실제 최적 운전점과 차이가 크게 발생하는 것을 알 수 있다.

(다) 마스터/슬레이브 제어 방법

마스터/슬레이브 제어는 병렬 유도기 구동 방법의 마스터/슬레이브 제어와

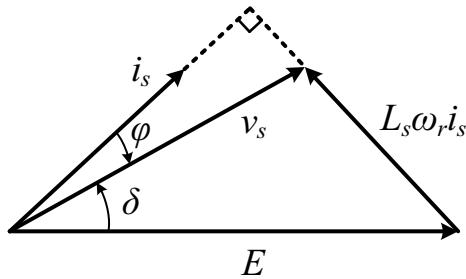


그림 2.23 마스터/슬레이브 제어의 전류 및 전압 벡터도

마찬가지로 다수의 전동기 중에서 하나의 전동기만을 선택하여 제어하는 방법이다[57]. 차이가 있다면 유도기의 경우 자속의 포화를 막기 위해 경부하의 전동기를 마스터 전동기로 선택해 제어했던 것과 반대로, 동기전동기의 경우 부하가 큰 전동기를 마스터 전동기로 선택해 제어한다는 점이다.

표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우 전동기에서 발생하는 토크는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{n_p}{2} \lambda_f i_q . \quad (2.19)$$

여기서 i_q 는 동기좌표계에서의 고정자 q 축 전류이다. 그러면 고정자에서 저항에 의한 전압 강하가 역기전력이나 인덕턴스에 의한 전압 강하에 비해 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하고 벡터도로 표시하면 그림 2.23과 같으며, 이때, (2.19)를 전압을 이용하여 나타내면 (2.20)과 같다.

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{n_p}{2} \frac{\lambda_f}{L_s} \frac{v_s}{\omega_r} \sin \delta . \quad (2.20)$$

여기서 L_s 는 고정자의 인덕턴스, v_s 는 인버터의 출력 전압, δ 는 역기전력과 인버터 출력 전압사이의 각이다. 그러면 출력 토크의 크기는 δ 가 $\pi/2$ 일 때 최대가

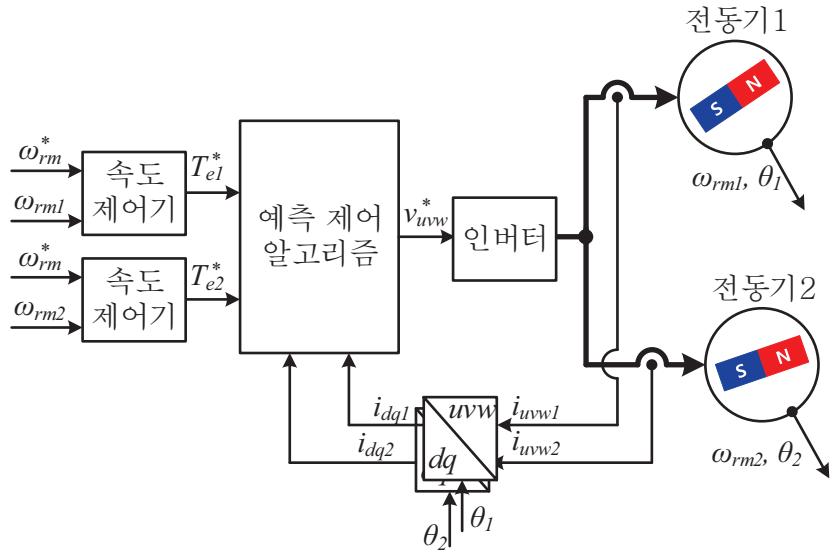


그림 2.24 예측 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법

되며, $\pi/2$ 보다 커지는 경우 불안정한 특성을 띠게 된다. 따라서 부하가 작은 전동기를 마스터 전동기로 선택하여 제어하는 경우, 슬레이브 전동기의 δ 가 마스터 전동기의 δ 보다 커질 수 있으며, 슬레이브 전동기가 탈조할 수 있다. 하지만 부하가 큰 전동기를 마스터 전동기로 선택하는 경우, 슬레이브 전동기의 δ 가 마스터 전동기의 δ 보다 작아지기 때문에 안정적인 특성을 얻을 수 있다.

때문에 이 방법은 전동기의 부하에 따라 마스터 전동기를 바꾸어 안정적인 특성을 얻고자 했다. 실질적인 구현에 있어서는 토크 대신 토크와 밀접한 관계를 가지고 있는 δ 를 통해 마스터 전동기를 판별하였다. 하지만 이 방법은 부하에 따라 제어 전동기를 바꾸다보니 유도기의 경우와 마찬가지로 마스터 전동기의 변경 시마다 제어기에 계단적인 과도 상태가 발생한다는 문제점을

안고 있다.

(라) 예측 제어

참고 문헌 [58]-[60]에서는 예측 제어를 통해 두 개의 영구자석 동기전동기를 병렬로 구동하고자 하였다. 참고 문헌 [58]-[60]에서 제안된 제어 블록도는 그림 2.24와 같다. 각 전동기를 대상으로 속도 제어기를 사용하고, 각 속도 제어기로부터 얻은 토크 지령과 전동기부터 얻은 전류를 통해 예측 제어를 수행하여 전압 지령을 계산하였다.

예측 제어의 핵심이 되는 비용 함수(Cost function)는 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$g = (T_{e1}^* - T_{e1}^{k+1})^2 + (T_{e2}^* - T_{e2}^{k+1})^2 + q_1(i_{d1}^{k+1})^2 + q_2(i_{d2}^{k+1})^2. \quad (2.21)$$

여기서, i_d 는 동기좌표계에서의 d 축 전류이고, q_1 과 q_2 는 각 전동기의 d 축 전류에 적용되는 가중치이다. 인버터로부터 출력할 수 있는 전압을 잘게 쪼개면서 예측되는 비용 함수를 전동기 제정수를 바탕으로 계산하여 비용 함수 값을 최소화하는 전압 벡터를 찾은 뒤 출력하게 된다.

이 방법의 장점 중 하나는 최적 전류 벡터를 쉽게 고려할 수 있다는 것이다. 즉, d 축 전류를 비용 함수에 포함시킴으로써 전동기에 흐르는 전류의 크기를 최소화할 수 있다.

하지만 전압 벡터를 정밀하게 계산하기 위해서는 많은 연산량을 필요로하게 되고, 이는 시스템 구성 가격을 줄이고자하는 병렬 전동기 구동 시스템의 의 도와는 달리 고가의 제어기를 필요로 하게 된다.

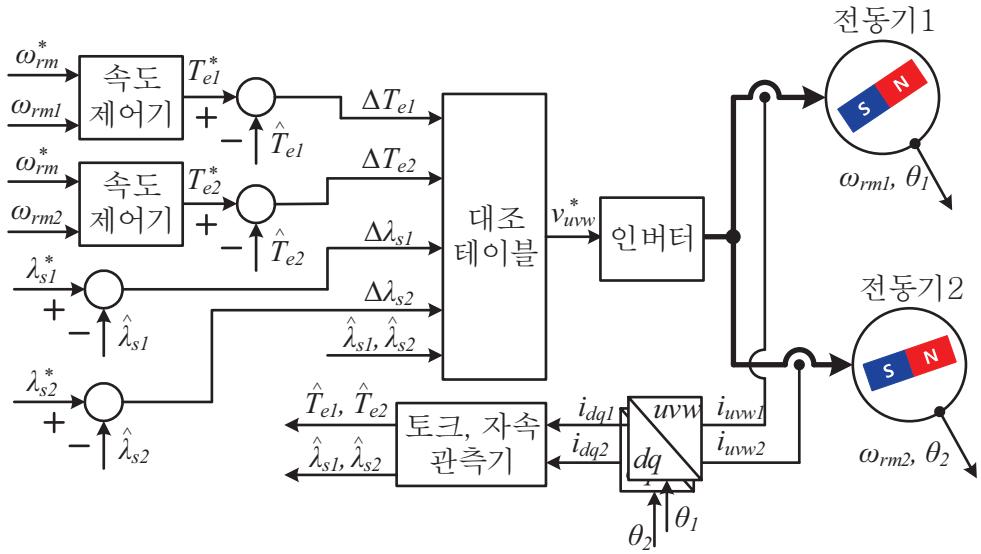


그림 2.25 직접 토크 제어를 통한 병렬 동기전동기 구동 방법

(마) 직접 토크 제어

참고 문헌 [61]에서는 직접 토크 제어를 통해 표면부착형 영구자석 동기전동기를 구동하고자 하였다. 이를 그림으로 표현하면 그림 2.25와 같다. 기존의 직접 토크 제어는 자속의 위치와 자속, 토크 오차를 토대로 전압 벡터를 출력했다. 하지만 이 경우, 제어 목표가 각 전동기의 자속과 토크가 되므로 4개가 되어 제어 변수가 모자라게 된다. 때문에 이 방법에서는 두 전동기의 참조표 (Look-up table) 결과가 일치할 경우에는 그대로 참조표의 결과를 사용하고, 일치하지 않을 경우, 평균 벡터, 혹은 0벡터를 출력하는 등의 방법을 통해 두 전동기를 제어하고자 하였다.

이 방법은 참조표를 사용하기 때문에, 많은 연산량을 필요로 하지는 않지만 자속 및 속도 추정에 있어 제정수 변동에 취약한 직접 토크 제어의 문제점을

그대로 가지고 있으며, 아직은 실험을 통해 안정성이 검증되지 못했다. 또한 예측 제어와 마찬가지로 높은 제어 성능을 얻기 위해서는 많은 연산량을 필요로하게되어 가격 절감이 어려워진다.

2.2.5 기존 제어 방법의 한계

본 항에서는 기존에 제안된 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템 제어 방법들의 특징을 정리해보고 그 한계를 살펴본다. 앞에서 소개한 기존의 병렬 동기전동기 구동 방법은 표 2.2와 같이 정리가 가능하다. 각 방법은 각기 다른 방법으로 하나의 인버터를 이용하여 둘 혹은 다수의 전동기를 구동하고자 하였다. 하지만 대부분의 방법은 유도기에서 사용되었던 방법과 유사한 시스템 해석 방법을 사용하였으며, 제어기 구성의 면에서도 유사한 특징을 보이고 있다. 때문에 동기기에 대한 세밀한 고려와 해석이 부족하다고 할 수 있다.

하지만 영구자석을 이용한 전동기의 특징인 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하려는 시도들이 몇몇 논문에서 이루어졌다는 점은 고무적이라고 할 수 있다[54], [59]. 하지만 전동기 부하차이가 큰 경우 성능이 저하된다거나[54], 비용 함수를 통해 많은 연산을 거쳐 최적점을 찾아내야 한다는 등의 한계를 보였다[59].

특히 기존의 모든 연구는 돌극성이 없는 표면부착형 영구자석 동기전동기를 대상으로 이루어졌는데, 이는 영구자석 동기전동기를 활용하는 분야와 병렬 전동기 구동 시스템이 효과적인 응용분야가 적합하다는 이유도 있지만 돌극성이 없는 전동기의 해석적인 편리함이 크게 작용했다고 볼 수 있다. 때문에 돌

표 2.2 기준의 단일 인버터 병렬 동기전동기 구동 방법 비교

제어 방법	특징	한계	참고문헌
평균 전류 제어	<ul style="list-style-type: none"> 간단한 채어기 구성 	<ul style="list-style-type: none"> 개별 토크 제어에 대한 고려 부족 단위 전류당 최대 토크 운전에 대한 고려 부족 시스템 안정성에 대한 고려 부족 돌극성이 있는 전동기에 대한 고려 부족 	[52] – [54]
평균/차동 전류 제어	<ul style="list-style-type: none"> 개별 토크 제어 단위 전류당 최대 토크 운전 구현 	<ul style="list-style-type: none"> 큰 부하 차이에서의 단위 전류당 최대 토크 운전의 성능 저하 돌극성이 있는 전동기에 대한 고려 부족 	[54] – [56]
마스터/슬레이브 제어	<ul style="list-style-type: none"> 다수의 전동기 구동 가능 시스템 안정성에 대한 고려 	<ul style="list-style-type: none"> 개별 토크 제어에 대한 고려 부족 시스템 안정성에 대한 고려 부족 단위 전류당 최대 토크 운전에 대한 고려 부족 돌극성이 있는 전동기에 대한 고려 부족 	[57]
예측 제어	<ul style="list-style-type: none"> 개별 토크 제어 단위 전류당 최대 토크 운전 구현 	<ul style="list-style-type: none"> 많은 연산량이 필요 가중치에 따라 단위 전류당 최대 토크 운전 성능 변화 돌극성이 있는 전동기에 대한 고려 부족 	[58] – [60]
직접 토크 제어	<ul style="list-style-type: none"> 개별 토크 제어 	<ul style="list-style-type: none"> 단위 전류당 최대 토크 운전에 대한 고려 부족 돌극성이 있는 전동기에 대한 고려 부족 	[61]

극성을 가지는 전동기의 병렬 구동에 대한 분석 및 구동 방법도 제안될 필요가 있다. 계자 권선형 동기전동기를 주로 사용하는 대용량 전동기의 경우는 가격 절감보다 안정성이나 효율이 더 큰 이슈이기 때문에 병렬 전동기 구동 시스템이 적합하다고 할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 중, 소용량에서 널리 쓰이는 영구자석 동기전동기의 병렬 운전에 대해서 중점적으로 다루며, 나아가 영구자석을 사용하지 않는 자기저항 동기전동기의 병렬 운전에 대해서도 다루도록 한다.

기존 연구의 한계를 바탕으로 본 논문에서 다루고자하는 바를 정리하면 다음과 같다.

- 병렬 동기전동기 구동 시스템의 전반적인 특성 분석
- 병렬 동기전동기 구동 시스템의 안정성 확보를 위한 제어 기법 개발
- 병렬 동기전동기 구동 시스템의 효율적인 운전을 위한 단위 전류당 최대 토크 운전 기법 개발
- 돌극성이 없는 전동기 외에 돌극성을 가지는 동기전동기를 위한 일반적인 병렬 운전 기법 개발
- 전동기의 토크 방향의 차이에 따른 운전 방법 및 응용 분야 고찰
- 전동기 간의 제정수 차이 등 실질적으로 발생하는 문제점들에 대한 고찰 및 해결 방안

제 3 장 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 제어

본 장에서는 앞에서 정리했던 제어 목표를 위한 시스템 분석 및 알고리즘 제안, 제어기 설계 등에 대해서 다루도록 한다. 3.1절에서는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 기본적인 특성에 대해서 살펴보고, 시스템의 안정도 및 운전 영역에 대해서 살펴보도록 한다. 3.2절에서는 이를 바탕으로 시스템 손실을 최소화하기 위한 최적 운전 기법을 제안한다. 3.3절에서는 역시 3.1절에서의 분석을 토대로 시스템을 안정화하기 위한 능동 댐핑 제어 기법을 제안한다. 3.4절에서는 두 알고리즘을 토대로 전체 제어기를 설계하고 고려할 점들을 살펴본다. 이어지는 3.5절에서는 두 전동기의 부하 방향이 일치하지 않고, 한 전동기가 발전을 하는 반대 부하 운전에 대해 분석한다. 마지막으로 3.6절에서는 실제적으로 발생할 수 있는 제정수 변동에 의한 문제점들과 그 영향에 대해 살펴본다.

3.1 병렬 동기전동기 구동 시스템 분석

본 절에서는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 기본적인 특성에 대해서 살펴보고, 시스템의 안정도 및 운전 영역에 대해서 살펴보도록 한다. 분석에 들어가기 앞서 본 논문에서 다루고자하는 세 전동기, 표면 부착형 영구자석 동기전동기, 매입형 영구자석 동기전동기, 자기저항 동기전동기의 전압 식과 토크 식을 살펴본다. 이어서 기본적인 제어 전략에 대해 간략히 설명하도록 한다. 전동기의 식으로부터 시스템 안정도와 불안정성에 대해

서 분석하고, 전동기의 출력 영역에 대해서도 분석해보도록 한다.

3.1.1 전동기 모델링

본 논문에서 다루고자하는 전동기는 표면부착형 영구자석 동기전동기, 매입형 영구자석 동기전동기, 자기저항 동기전동기의 세 가지이다. 본 항에서는 세 전동기의 전압 관계식 및 토크 식에 대해서 정리해본다.

(가) 표면부착형 영구자석 동기전동기

표면부착형 영구자석 동기전동기는 대표적인 돌극성이 없는 전동기이다. 따라서, 전동기의 d, q 축 인덕턴스는 같게 되고, 이를 L_s 로 표시하면 표면부착형 영구자석 동기전동기의 전압관계식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_d = R_s i_d + pL_s i_d - \omega_r L_s i_q, \quad (3.1)$$

$$v_q = R_s i_q + pL_s i_q + \omega_r \lambda_f + \omega_r L_s i_d. \quad (3.2)$$

여기서 v_d, v_q 는 동기좌표계에서의 d, q 축 전압이고, R_s 는 전동기 고정자의 상저항, p 는 미분 연산자이다.

표면부착형 영구자석 동기전동기는 돌극성을 가지고 있지 않은 관계로 영구자석에 의한 전자기 토크(Electromagnetic torque)만이 존재하게 된다. 전동기의 출력 토크 T_e 를 수식적으로 나타내면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} \lambda_f i_q. \quad (3.3)$$

(나) 매입형 영구자석 동기전동기

매입형 영구자석 동기전동기는 영구자석의 낮은 비투자율(Relative

permeability)에 의해 영구자석이 매입된 d 축의 자기저항이 q 축에 비해 상대적으로 커지게 되고, 때문에 q 축의 인덕턴스가 d 축에 비해 커지게 된다. d 축과 q 축의 인덕턴스를 L_d , L_q 로 분리하여 전동기의 전압관계식을 표현하면 다음과 같다.

$$v_d = R_s i_d + pL_d i_d - \omega_r L_q i_q, \quad (3.4)$$

$$v_q = R_s i_q + pL_q i_q + \omega_r \lambda_f + \omega_r L_d i_d. \quad (3.5)$$

이러한 매입형 영구자석 동기전동기의 인덕턴스 차이는 전자기 토크 외에 자기저항 토크(Reluctance torque)도 발생시키게 된다. 이를 수식적으로 나타내면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} [\lambda_f + (L_d - L_q) i_d] i_q. \quad (3.6)$$

(다) 자기저항 동기전동기

자기저항 동기전동기는 영구자석을 사용하지 않고, d 축과 q 축의 자기저항의 차이만을 이용하는 전동기이다. 때문에 자기저항 동기전동기의 전압식은 아래와 같이 매입형 영구자석 전동기의 경우에 비해 간단한 형태를 나타내게 된다.

$$v_d = R_s i_d + pL_d i_d - \omega_r L_q i_q, \quad (3.7)$$

$$v_q = R_s i_q + pL_q i_q + \omega_r L_d i_d. \quad (3.8)$$

자기저항 동기전동기의 출력 토크는 영구자석에 의한 전자기 토크 없이 자기저항 토크만을 가지게되고, 이를 수식적으로 나타내면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} (L_d - L_q) i_d i_q. \quad (3.9)$$

3.1.2 기본 제어 전략

본 항에서는 본 논문에서 하나의 인버터를 사용하여 두 개의 동기전동기를 병렬로 구동하는데 있어 사용하고자하는 제어 전략을 설명한다.

본 논문에서는 기본적으로 마스터/슬레이브 제어를 사용하여 시스템을 구동하고자 한다. 이는 하나의 전동기를 주 제어 전동기로 선택하고, 다른 하나의 전동기의 탈조를 막는 방식의 제어를 의미한다. 하지만 기존의 마스터/슬레이브 제어 방법이 부하의 크기에 따라 마스터 전동기를 바꾸어 제어했던 것[57]과는 달리 본 논문에서는 제어 전동기의 변경 없이 하나의 전동기만을 마스터 전동기로 설정하여 제어한다. 때문에 기존의 마스터/슬레이브 제어 방법에서 발생하던 마스터 전동기의 변경에 따른 과도 상태를 없앨 수 있다.

이러한 마스터/슬레이브 제어 방법의 장점은 다음과 같다. 첫째로 마스터/슬레이브 제어 방법은 기존의 단일 전동기에 대해서 연구되었던 제어 이론들을 그대로 사용할 수 있다. 앞선 평균 전류 제어나 평균/차동 전류 제어의 경우, 기존과는 다른 좌표계를 사용하기 때문에 제어에 있어 다른 양상이 나타나 기존의 제어 이론을 쉽게 적용하는 것이 어려웠다. 하지만 마스터/슬레이브 제어의 경우 한 전동기의 회전자 위치를 기준으로 얻어진 동기좌표계 변수를 이용하여 제어기를 설계하고 수행하기 때문에 제어기의 구조나 이득값 설계에 있어 편리하다. 또한 안티 와인드업(Anti-windup) 제어기나 전향 보상(Feed-forward compensation), 센서리스(Position sensorless) 제어 등에 있어 보다 직관적으로 접근할 수 있게 된다.

하지만 마스터 전동기를 바꾸지 않게 되면, 참고 문헌 [57]에서 분석되었던 바와 같이 전동기 부하 차이에 따른 불안정성의 가능성에 대한 문제가 발생할

수 있다. 때문에 시스템의 안정성에 대한 고려가 필요하고 때에 따라서는 능동적인 제어가 필요하게 된다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위한 시스템 분석을 이어지는 3.1.3항에서 다루도록 한다.

3.1.3 시스템 안정성 분석

본 항에서는 동기전동기를 병렬로 구동할 때 발생하는 시스템의 안정성에 대해서 분석해보도록 한다.

우선 본 논문에서 살펴보아야 할 안정도는 두 가지로 마스터 전동기의 안정성과 슬레이브 전동기의 안정성이다. 그 중에서 마스터 전동기는 기존과 동일한 형태의 폐루프 제어(Closed loop control)를 사용하기 때문에 단일 전동기 구동 시스템과 동일하게 안정적이라고 해석이 가능하다. 하지만 슬레이브 전동기가 안정적인지에 대한 여부는 확인이 필요하다. 따라서 본 항에서는 슬레이브 전동기의 안정성에 대해서 분석해보도록 한다.

마스터/슬레이브 제어 방법에서, 슬레이브 전동기는 마스터 전동기를 구동하는데 필요한 전압을 같이 받게 된다. 즉, 마스터 전동기만 제어하는 경우 슬레이브 전동기는 고려되지 않으며, 따라서 이는 개루프 제어와 같이 해석할 수 있다. 일반적으로 폐루프 제어가 아닌 개루프 제어로 영구자석 동기전동기를 구동하는 경우 불안정성을 가진다고 알려져있다[89]-[91]. 본 항에서는 이를 병렬 전동기 구동 시스템에서 차동 시스템(Differential system)에 대한 분석으로 수행하고자 한다.

안정성에 대한 수식적인 분석은 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 진행한다. 이는 매입형 영구자석 전동기의 모델에서 d, q 축 인덕턴스가 같은 경

우와 λ_f 가 0인 경우를 각각 표면부착형 영구자석 전동기와 자기저항 동기전동기의 경우로 해석할 수 있기 때문이다.

매입형 영구자석 동기전동기의 전압식 (3.4), (3.5)로부터 다음과 같은 각 전동기의 전압식을 가정할 수 있다. 이때, 전동기의 제정수는 모두 동일하다고 가정하였다.

$$v_{d1} = R_s i_{d1} + pL_d i_{d1} - \omega_{r1} L_q i_{q1}, \quad (3.10)$$

$$v_{q1} = R_s i_{q1} + pL_q i_{q1} + \omega_{r1} \lambda_f + \omega_{r1} L_d i_{d1}, \quad (3.11)$$

$$v_{d2} = R_s i_{d2} + pL_d i_{d2} - \omega_{r2} L_q i_{q2}, \quad (3.12)$$

$$v_{q2} = R_s i_{q2} + pL_q i_{q2} + \omega_{r2} \lambda_f + \omega_{r2} L_d i_{d2}. \quad (3.13)$$

여기서 아래첨자 1과 2는 각각 마스터 전동기와 슬레이브 전동기의 변수를 나타낸다. 이를 전류에 대한 식으로 다시 정리하면 다음과 같다.

$$pi_{d1} = -\frac{R_s}{L_d} i_{d1} + \frac{1}{L_d} v_{d1} + \frac{L_q}{L_d} \omega_{r1} i_{q1}, \quad (3.14)$$

$$pi_{q1} = -\frac{R_s}{L_q} i_{q1} + \frac{1}{L_q} v_{q1} - \frac{\lambda_f}{L_q} \omega_{r1} - \frac{L_d}{L_q} \omega_{r1} i_{d1}, \quad (3.15)$$

$$pi_{d2} = -\frac{R_s}{L_d} i_{d2} + \frac{1}{L_d} v_{d2} + \frac{L_q}{L_d} \omega_{r2} i_{q2}, \quad (3.16)$$

$$pi_{q2} = -\frac{R_s}{L_q} i_{q2} + \frac{1}{L_q} v_{q2} - \frac{\lambda_f}{L_q} \omega_{r2} - \frac{L_d}{L_q} \omega_{r2} i_{d2}. \quad (3.17)$$

전동기의 출력 토크는 각각 다음과 같이 모델링이 가능하다.

$$T_{e1} = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} [\lambda_f + (L_d - L_q) i_{d1}] i_{q1}, \quad (3.18)$$

$$T_{e2} = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} [\lambda_f + (L_d - L_q) i_{d2}] i_{q2}. \quad (3.19)$$

또한 전동기의 기계 시스템은 다음과 같이 모델링이 가능하다.

$$pJ\omega_{rm1} + B\omega_{rm1} = T_{e1} - T_{L1}, \quad (3.20)$$

$$pJ\omega_{rm2} + B\omega_{rm2} = T_{e2} - T_{L2}. \quad (3.21)$$

여기서, J 와 B 는 각각 관성 모멘트(Moment of inertia)와 마찰 계수(Friction coefficient)를 나타낸다. T_L 은 전동기에 가해지는 부하를 의미한다. 이를 속도에 대한 식으로 다시 정리하면 다음과 같다.

$$p\omega_{rm1} = -\frac{B}{J}\omega_{rm1} + \frac{1}{J}T_{e1} - \frac{1}{J}T_{L1}, \quad (3.22)$$

$$p\omega_{rm2} = -\frac{B}{J}\omega_{rm2} + \frac{1}{J}T_{e2} - \frac{1}{J}T_{L2}. \quad (3.23)$$

여기서 전동기의 기계회전 속도 ω_{rm} 과 전기적인 회전 주파수 ω_r 은 다음의 관계를 가진다.

$$\omega_r = \frac{n_p}{2}\omega_{rm}. \quad (3.24)$$

2장에서 언급한 바와 같이, 두 전동기에 인가되는 전압의 주파수는 같기 때문에 두 전동기의 정상상태 회전 속도는 동일하지만, 회전자의 위치는 부하에 따라 서로 차이를 가질 수 있다. 따라서, 다음과 같이 두 전동기의 자속축 위치 차이 θ_d 를 정의할 수 있다.

$$\theta_d = \theta_2 - \theta_1. \quad (3.25)$$

이를 벡터도로 표시하면 그림 3.1과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 인버터의 출력 전압은 일정하지만 두 전동기의 위치에 차이가 존재하기 때문에 두 전동기에 인가되는 동기좌표계에서의 전압은 차이를 가지게 된다. 이때, 두 전동기에 인가되는 전압은 다음과 같은 관계를 가진다.

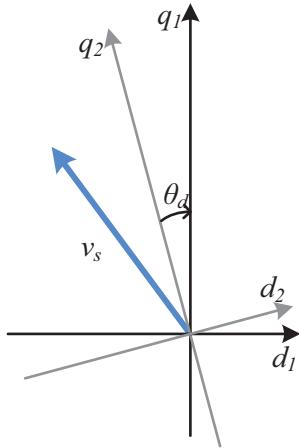


그림 3.1 인버터 출력 전압과 마스터/슬레이브 전동기의 좌표계

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_d & \sin\theta_d \\ -\sin\theta_d & \cos\theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

(3.20)과 (3.21)의 기계 시스템 모델로부터 차동 시스템의 관계식을 도출하면 다음과 같다.

$$Jp\omega_{rm,d} + B\omega_{rm,d} = T_{e2} - T_{e1} - T_{L2} + T_{L1}. \quad (3.27)$$

여기서 $\omega_{rm,d}$ 는 두 전동기의 기계 속도의 차이로 다음과 같이 정의된다.

$$\omega_{rm,d} = \omega_{rm2} - \omega_{rm1}. \quad (3.28)$$

슬레이브 전동기의 시스템의 안정도를 계산하기 위해서는 상태방정식을 이용하는 것이 가장 간단한데, 전압 식이나 토크 식에서 볼 수 있듯이 모델이 1 차의 형태를 갖지 않고, 상호 간의 곱셈 항을 가지는 것을 알 수 있다. 때문에 간단하게 전역적인 상태방정식을 구하는 것은 어렵고, 대신 구간 선형화를 통해 특정 운전지점에서의 소신호 분석을 수행할 수 있다.

상태 변수는 슬레이브 전동기의 전류와 두 전동기 사이의 속도 차이와 각 차이로 설정하고, 이를 동작점과 소신호로 나누어 표시하면 다음과 같다.

$$i_{q2} = i_{q20} + \Delta i_{q2}, \quad (3.28)$$

$$i_{d2} = i_{d20} + \Delta i_{d2}, \quad (3.29)$$

$$\omega_{r,d} = \omega_{r20} - \omega_{r10} + \Delta\omega_{r,d}, \quad (3.30)$$

$$\theta_d = \theta_{d0} + \Delta\theta_d. \quad (3.31)$$

이때, 속도 차이의 정상 성분은 대개의 경우 0으로 볼 수 있다. 위의 소신호 성분을 토대로 슬레이브 전동기의 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

$$p\Delta x = A(x_0)\Delta x + B(x_0)\Delta u. \quad (3.32)$$

여기서 $\Delta x, A(x_0), B(x_0), \Delta u$ 는 다음과 같다.

$$A(x_0) = \begin{bmatrix} \Delta i_{q2} & \Delta i_{d2} & \Delta\omega_{r,d} & \Delta\theta_d \end{bmatrix}^T, \quad (3.33)$$

$$B(x_0) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q}\omega_{r20} & -\frac{\lambda_f + L_d i_{d20}}{L_q} & -\frac{v_{d1} \cos\theta_{d0} + v_{q1} \sin\theta_{d0}}{L_d} \\ \frac{L_q}{L_d}\omega_{r20} & -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}i_{q20} & -\frac{v_{d1} \sin\theta_{d0} - v_{q1} \cos\theta_{d0}}{L_d} \\ \frac{3n_p^2}{8J}(\lambda_f + \Delta L i_{d20}) & \frac{3n_p^2}{8J}\Delta L i_{q20} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.34)$$

$$B(x_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-n_p}{2J} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (3.35)$$

$$\Delta u = \Delta T_{L2} - \Delta T_{L1}. \quad (3.36)$$

여기서 위 첨자 T는 전치(Transposition)를 의미하고, $\Delta L \stackrel{\circ}{=} L_d - L_q$ 이다. (3.32)에서 슬레이브 전동기의 안정도를 판별하기 위해 마스터 전동기는 안정된 상태로

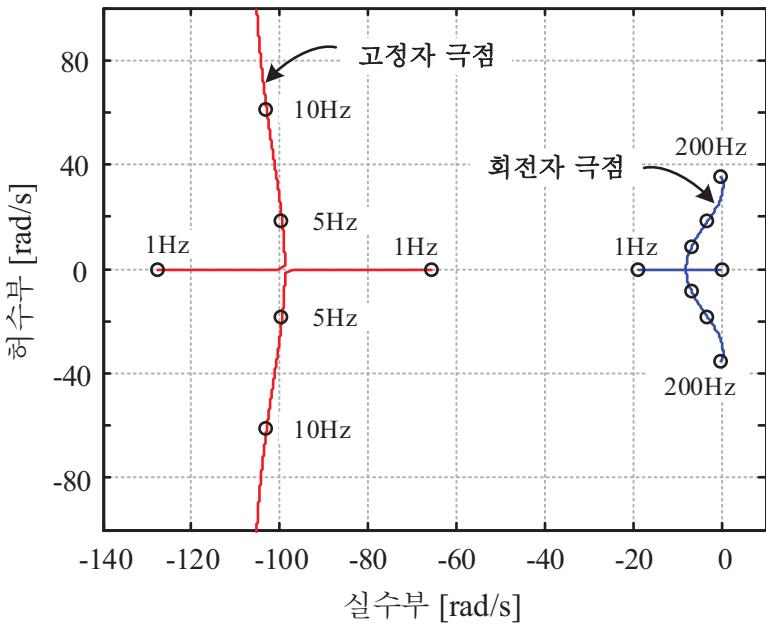


그림 3.2 차동 시스템의 근 궤적(매입형 영구자석 동기전동기)

제어되고 있다고 가정하였으며, 때문에 전압과 전류, 속도, 부하 등이 변하지 않는다고 생각하였다.

위의 상태방정식으로부터 슬레이브 전동기의 안정도를 어떤 특정 운전점을 대상으로 판별이 가능하며, 이를 전체 운전점에 대해 수행하게 되면 시스템의 전체적인 안정도를 판별할 수 있게 된다. 이때, 시스템의 안정도는 상태 천이 행렬(State transition matrix) $A(x_0)$ 의 고유값(Eigenvalue)을 계산함으로써 알아볼 수 있는데, 이는 상태 천이 행렬의 고유값이 시스템의 극점(Pole)의 위치를 나타내기 때문이다.

이를 컴퓨터를 이용하여 계산한 뒤, 고정자의 전기 주파수에 따라 근 궤적(Root locus)을 표시하면 그림 3.2와 같다. 이때, 사용한 전동기의 제정수는 부

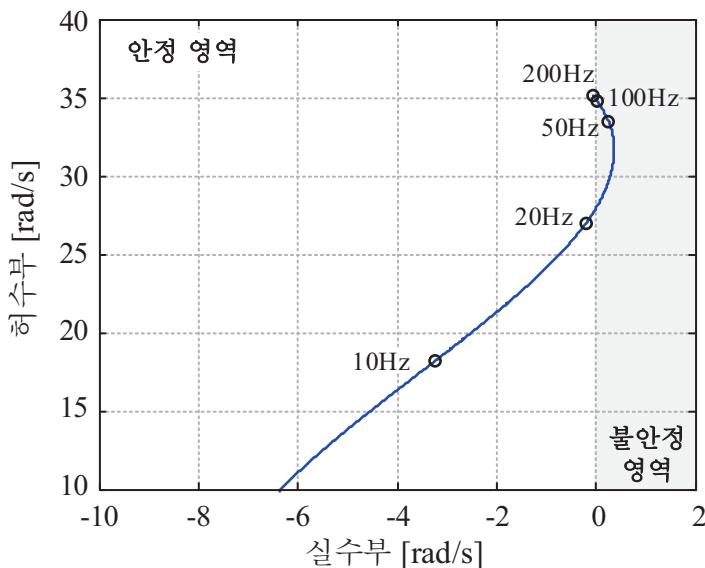


그림 3.3 차동 시스템의 주 극점 근 케적(매입형 영구자석 동기전동기)

록의 표 A.2와 같고, 사용한 전동기의 기계 제정수는 J 는 $0.01\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, B 는 $0.002\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$ 이다. 또한 전동기에 인가되는 토크는 각각 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 을 가정하였으며, 전동기의 제어는 마스터 전동기만 고려하여 제어하였다. 즉, 마스터 전동기의 단위전류당 최대 토크 운전이 수행되었다.

그림 3.2에서 볼 수 있듯이 근 케적은 크게 두 개의 케적을 그리게 된다. 왼쪽에 붉은 케적은 전동기의 고정자 인덕턴스와 저항에 의해 발생하는 극점이고, 오른쪽에 그려지는 푸른 케적은 전동기의 회전자에서 기계적인 공진을 나타내는 극점이다. 이 극점은 고정자의 전기적 극점에 비해 낮은 공진 주파수를 가지며, 따라서 시스템의 주 극점(Dominant pole)이 된다. 이때, 주 극점을 좀 더 확대해서 그려보면 그림 3.3과 같다. 그림 3.3에서 확인할 수 있듯이 시스템의 극점이 실수부가 양수인 불안정 영역으로 나아가는 것을 확인할 수 있

다. 모의 실험 상에서 이 주파수는 50Hz 근방으로 기계적으로 보면 1,500r/min 근방이 된다. 따라서 실제적인 구동 주파수 범위에 해당하게 되고, 따라서 이를 제어하지 않으면 차동 시스템이 발산하는 현상이 발생하게 된다. 이는 즉, 두 전동기에 속도 차가 발생하여 슬레이브 전동기가 탈조하는 것을 가리킨다. 따라서 시스템을 안정시키기 위한 제어가 필요함을 알 수 있다.

표면부착형 영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기를 대상으로 하는 모의 실험 결과는 그림 3.4부터 그림 3.7까지와 같다. 이때, 전동기 제정수는 부록의 표 A.3과 표 A.4와 같으며, 기계 제정수는 매입형 영구자석 동기전동기의 경우와 동일하게 설정하였다. 출력 토크의 경우 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우 두 전동기 모두 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 로 모의하였으나, 자기저항 동기전동기의 경우에는 두 전동기 모두 $3\text{N}\cdot\text{m}$ 를 가정하였다. 이는 자기저항 동기전동기의 경우 토크가 0이면 정상상태 출력 전압이 0이되어 안정도를 볼 수 없기 때문이다. 모의 실험 결과에서 확인할 수 있듯이 다른 동기전동기에 대해서도 불안정성이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

고정자의 극점과 회전자의 극점 사이의 영향이 미미할 정도로 멀리 떨어져 있으면, 주 극점만을 고려할 수 있게 되며, (3.32)의 복잡한 4차식을 주 극점만의 2차의 형태로 나타낼 수 있게 된다[91]. 이 때의 시스템은 그림 3.8과 같이 모델링이 가능하다. 여기서 $K_\theta(\theta_{d0})$ 는 어느 θ_{d0} 에서 θ_d 의 미소 변화에 대한 차동 토크의 변화량을 나타낸다. 즉, θ_d 에 대한 토크 출력 그래프에서의 기울기를 나타낸다. 또한, 모델에서 알 수 있듯이 $K_\theta(\theta_{d0})$ 는 전기 기계적인 용수철 상수 (Electromechanical spring constant)로 해석할 수 있다. T_c 는 커플링 토크로써 두 전동기 사이에 자연 댐핑에 의해 발생하는 토크를 의미한다. T_{in} 은 차동 시스템

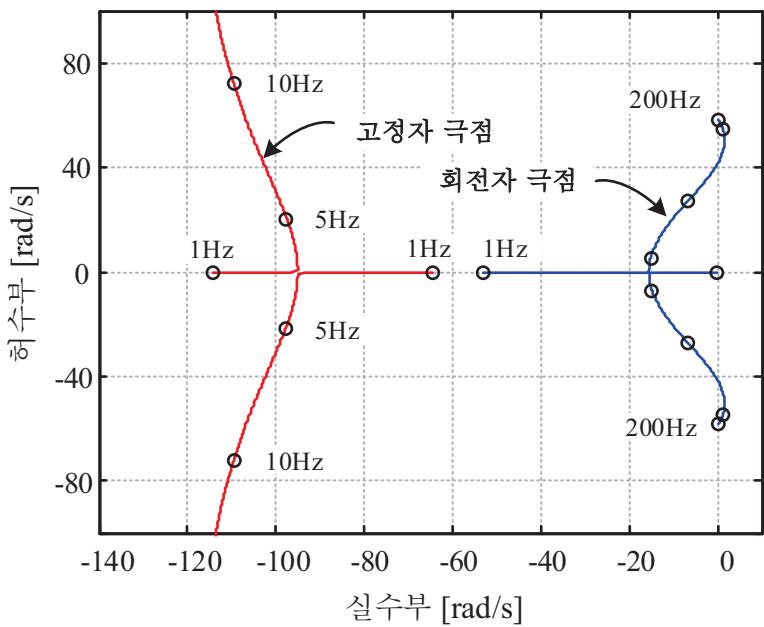


그림 3.4 차동 시스템의 근 켤작(표면부착형 영구자석 동기전동기)

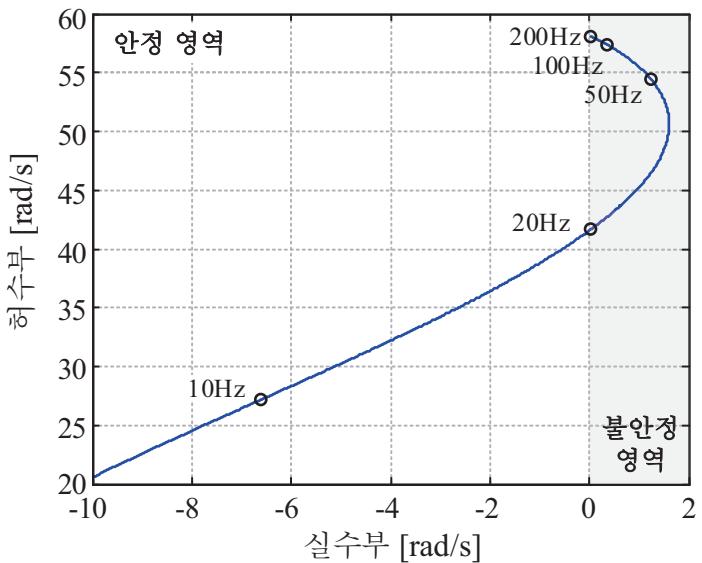


그림 3.5 차동 시스템의 주 극점 근 켤작(표면부착형 영구자석 동기전동기)

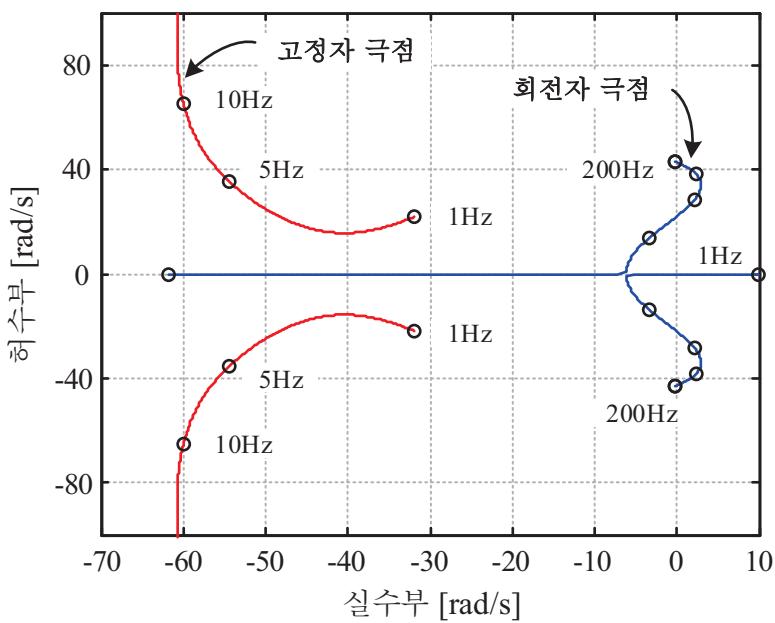


그림 3.6 차동 시스템의 근 궤적(자기저항 동기전동기)

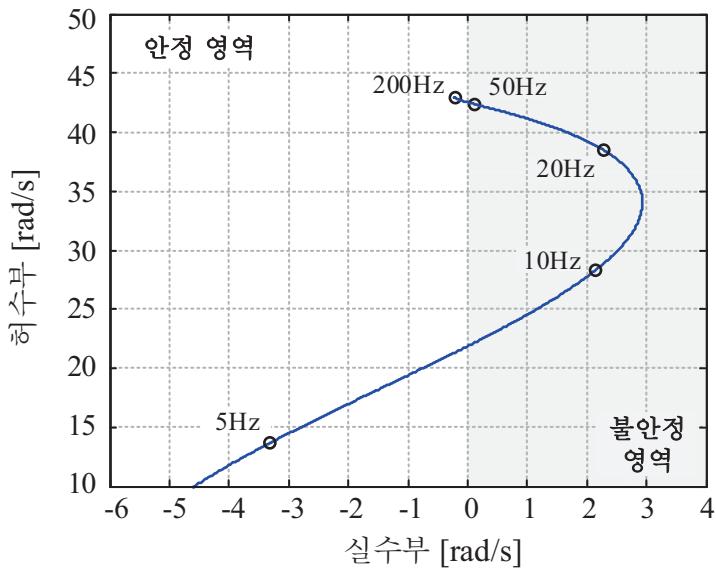


그림 3.7 차동 시스템의 주 극점 근 궤적(자기저항 동기전동기)

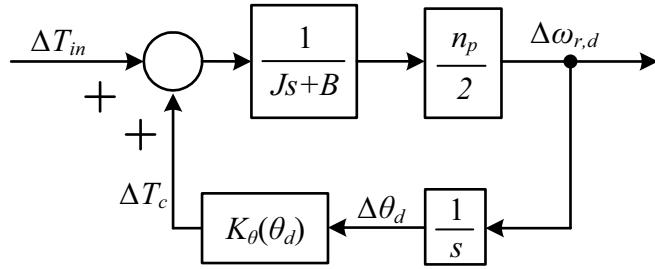


그림 3.8 차동 시스템의 간략화된 모델

에 입력되는 다양한 외란 토크를 의미하는데 각 전동기의 부하 토크와 마스터 전동기의 출력 토크 등에 해당된다.

그림 3.8의 외란 토크에 대한 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\Delta\omega_{r,d}}{\Delta T_{in}} = \frac{n_p s}{2J s^2 + 2Bs - n_p K_\theta(\theta_{d0})}. \quad (3.37)$$

따라서 시스템의 특성 방정식은 다음과 같다.

$$2J s^2 + 2Bs - n_p K_\theta(\theta_{d0}) = 0. \quad (3.38)$$

(3.38)로부터 간략화된 시스템의 극점은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s = -\frac{B}{2J} \pm \frac{\sqrt{B^2 + 2Jn_p K_\theta(\theta_{d0})}}{2J}. \quad (3.39)$$

또한, 간략화된 시스템의 고유 진동수(Natural frequency)와 감쇠비(Damping ratio)는 다음과 같다.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{-n_p K_\theta(\theta_{d0})}{2J}}, \quad (3.40)$$

$$\zeta = \frac{B}{\sqrt{-2Jn_p K_\theta(\theta_{d0})}}. \quad (3.41)$$

물론 간략화된 시스템의 극점이 좌반면에 위치하여 전기 시스템과 기계 시스템 사이에 발생하는 공진으로 인한 시스템의 불안정성을 보일 수는 없지만 간략화된 시스템의 고유 진동수 근처에서 불안정성을 가진다는 것을 확인할 수 있다.

또한, 간략화된 시스템으로부터 다음과 같이 시스템이 불안정해지는 조건을 추가로 얻을 수 있다.

$$-B + \sqrt{B^2 + 2Jn_p K_\theta(\theta_{d0})} < 0, \quad (3.42)$$

$$K_\theta(\theta_{d0}) < 0. \quad (3.43)$$

이 조건이 충족되지 않을 경우, (3.39)에 의해 극점이 우반면으로 이동하게 된다. 이는 전동기 각도 차에 대한 토크 그래프의 기울기가 음으로 유지되어야 한다는 점과 일치하는데, 이는 기존의 논문에서 영구자석 동기전동기의 안정 구간이 $-\pi/2$ 부터 $\pi/2$ 까지라는 결과와는 약간 다른 조건이 된다[62]. 또한 (3.43)의 조건은 일정점을 기준으로 소신호 분석을 통해 얻어진 결과이므로 실제 운전 가능 영역은 임계값에 어느 정도의 마진을 두고 설계해야 바람직하다.

이와 같은 동기 시스템의 안정성은 50Hz 혹은 60Hz의 동기 주파수로 운전 되는 계통과도 유사한 특징을 가지고 있다. 인버터가 정상상태에서 마스터 전동기를 위한 고정 전압, 주파수를 출력하고 있다고하면 이를 무한대 모선 (Infinite bus)으로 모델링할 수 있으며, 슬레이브 전동기의 고정자 임피던스를 모선과 발전기 사이의 임피던스로 볼 수 있다. 이를 그림으로 나타내면 그림 3.9와 같다. 즉, 이러한 계통은 인버터가 50/60Hz의 주파수로 특정 고정 전압을 출력하는 시스템과 유사하게 여겨질 수 있다. 그럼 3.9에서 무한대 모선은 E_B , 발전기는 E_G 의 전압을 가지며 둘 사이에는 위상차 δ 가 있다고 가정한다.

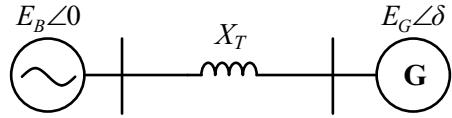


그림 3.9 발전기와 계통 모델

또한 둘 사이에 X_T 의 임피던스를 가지는 송전선이 있다고 모델링할 수 있다.

이 때, 송전선의 저항이 무시할 수 있을 만큼 작다고 가정하면 송전선을 통해서 발전기로부터 무한대 모션으로 전달되는 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다[92].

$$P = \frac{E_B E_G}{X_T} \sin \delta, \quad (3.44)$$

$$Q = \frac{E_G}{X_T} (E_G - E_B \cos \delta). \quad (3.45)$$

정상 상태에서 E_B 는 고정되어 있기 때문에 E_G 와 δ 를 조절하여 계통으로 공급하는 유효, 무효 전력을 조절할 수 있다. 이때, E_G 와 δ 는 각각 전동기의 자속과 원동기(Prime mover)의 출력 토크를 제어하여 조절할 수 있다.

발전기로부터 계통으로 전달되는 전력을 소신호분석을 통해 선형화하면 다음과 같은 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$p \begin{bmatrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_D}{2H} & -\frac{K_s}{2H} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta P_m. \quad (3.46)$$

이때, H 는 계통 시스템의 관성 계수를, K_D 는 시스템의 속도에 따른 댐핑 계수

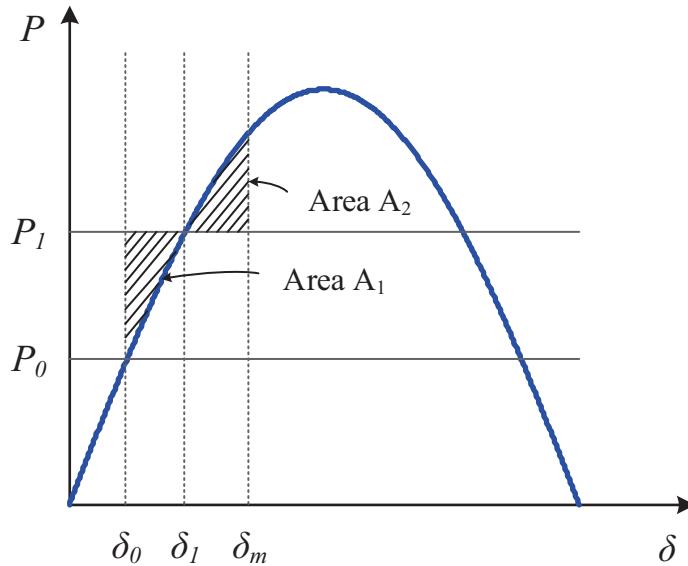


그림 3.10 발전기 계단 입력 변동에 대한 전동기의 반응

를, K_s 는 시스템의 위상차에 따른 댐핑 계수를 의미하며, K_s 는 다음과 같이 적을 수 있다.

$$K_s = \frac{E_B E_G}{X_T} \cos \delta_0. \quad (3.47)$$

(3.47)에서 볼 수 있듯이 K_s 는 (3.44)의 유효 전력, 즉, 출력 토크 식의 기울기와 일치하게 된다. 따라서 이는 위의 그림 3.8에 나타난 $K_\theta(\theta_{do})$ 와 유사한 성질을 가지고 있다고 할 수 있다. 따라서 시스템의 외란에 대해 발전기는 진동하면서 수렴하는 특징을 가지게 된다.

그림 3.10은 발전기의 기계 출력이 계단적으로 변하였을 때, 그에 따른 시스템의 반응을 나타낸다. 정상 상태에서 P_0 의 전력을 출력하면서 δ_0 에서 동작하던 발전기의 출력을 순간적으로 P_1 으로 증가시키는 경우, 시스템은 즉각적으

로 정상 상태 동작점인 δ_1 으로 이동하는 것이 아니라 δ_m 까지 진동하면서 서서히 δ_1 으로 수렴하게 된다. 이때, 수렴하는 속도는 앞에서 살펴본 댐핑에 따라 달라지게 되며, 이는 드롭 제어(Droop control)를 통한 이득값에 따라 달라지게 된다. 이때 발전기가 가지는 δ 의 최대값은 그림 3.10에서 볼 수 있듯이 계단 변동에 의해 발생한 에너지 차이 A_1 이 상쇄될 수 있을 만큼의 에너지 A_2 가 확보되는 위치가 된다. 에너지 차이 A_1 을 상쇄하는 A_2 를 확보할 수 없을 만큼 계단 변동이 크게 입력되는 경우, 발전기는 동기 상태에서 탈조하게 된다. 이는 계통의 사고나 부하의 갑작스러운 변동으로 인한 사고에도 동일하게 적용될 수 있다. 이러한 경우, 원동기의 출력을 빠르게 조절하여 댐핑을 공급하는 경우, 외란에 대해 입력을 조절하여 시스템의 탈조를 방지할 수 있다[92].

이처럼 제안된 병렬 전동기 구동 시스템과 계통 사이에는 시스템의 안정성과 관련하여 유사점을 가지고 있음을 알 수 있다. 두 시스템 사이에는 전력의 방향, 계자 전류를 통한 전압 제어 능력, 주파수, 전압이 변할 수 있다는 점 등의 차이점이 있지만 두 시스템은 공통적인 특성을 가진다는 것을 알 수 있다.

3.1.4 전동기 운전 영역 분석

고정자와 회전자가 정상상태라고 생각하면 전동기의 전압식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{dk} = R_s i_{dk} - \omega_r L_q i_{qk}, \quad (3.48)$$

$$v_{qk} = R_s i_{qk} + \omega_r \lambda_f + \omega_r L_d i_{dk}. \quad (3.49)$$

여기서 아래 첨자 k 는 마스터와 슬레이브 전동기를 가리키는 1, 2이다. 전동기

의 전압식을 전류에 대한 행렬 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{dk} \\ v_{qk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dk} \\ i_{qk} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix}, \quad (3.50)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dk} \\ i_{qk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} v_{dk} \\ v_{qk} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \right). \quad (3.51)$$

(3.50)의 슬레이브 전동기 식에서 전압 성분을 (3.26)을 사용하여 마스터 전동기 전압과 θ_d 를 사용하여 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} \cos \theta_d & \sin \theta_d \\ -\sin \theta_d & \cos \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \right). \quad (3.52)$$

여기서 마스터 전동기의 전압 항을 (3.50)을 이용하여 다시 대입하면, 정상 상태에서 전동기 사이의 전류 관계를 다음과 같이 도출할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{aligned} & \left(\begin{bmatrix} \cos \theta_d & \sin \theta_d \\ -\sin \theta_d & \cos \theta_d \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3.53)$$

이를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \cos \theta_d \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \frac{\sin \theta_d}{Z_s} \begin{bmatrix} \omega_r R_s \Delta L & Z_q \\ -Z_d & -\omega_r R_s \Delta L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} - \frac{\omega_r \lambda_f}{Z_s} \left\{ \left(1 - \cos \theta_d \right) \begin{bmatrix} L_q \omega_r \\ R_s \end{bmatrix} + \sin \theta_d \begin{bmatrix} -R_s \\ L_d \omega_r \end{bmatrix} \right\}. \quad (3.54)$$

여기서 Z_s, Z_d, Z_q 는 다음과 같이 정의된다.

$$Z_s = R_s^2 + \omega_r^2 L_d L_q, \quad (3.55)$$

$$Z_d = R_s^2 + \omega_r^2 L_d^2, \quad (3.56)$$

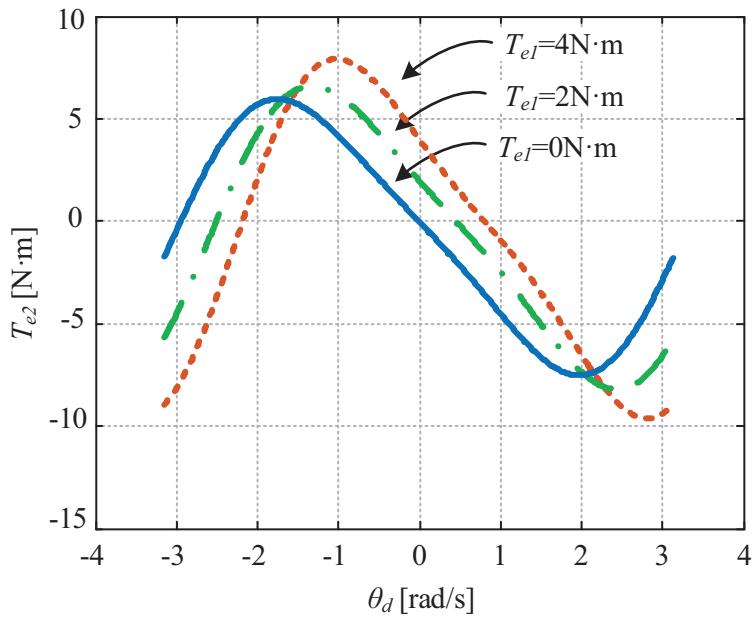


그림 3.11 슬레이브 전동기 토크 출력 (매입형 영구자석 동기전동기)

$$Z_q = R_s^2 + \omega_r^2 L_q^2. \quad (3.57)$$

(3.54)를 토대로 슬레이브 전동기의 토크를 (3.19)를 통해 계산하고 그려보면 그림 3.11와 같다. 이때, 전동기의 속도는 4,000r/min, 마스터 전동기의 전류는 마스터 전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 전류로 설정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 슬레이브 전동기의 출력 토크는 자기저항 토크 때문에 비선형적인 특징을 보이고 있다. 하지만 두 전동기의 토크가 같을 때, 두 전동기가 이루는 위치 차이가 0이 되며 안정적인 형태를 보인다. 또한 (3.43)의 조건에 의해 슬레이브 전동기에 정격 토크인 4N·m가 인가되어도 안정적으로 구동이 가능하다는 것을 알 수 있다. 정격 속도에서 마스터 전동기의 토크에 따른 슬레이브

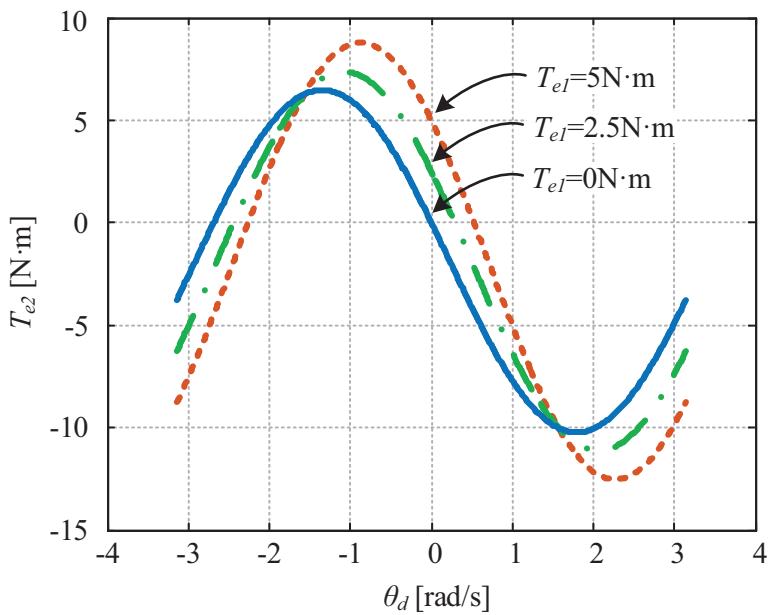


그림 3.12 슬레이브 전동기 토크 출력 (표면부착형 영구자석 동기전동기)

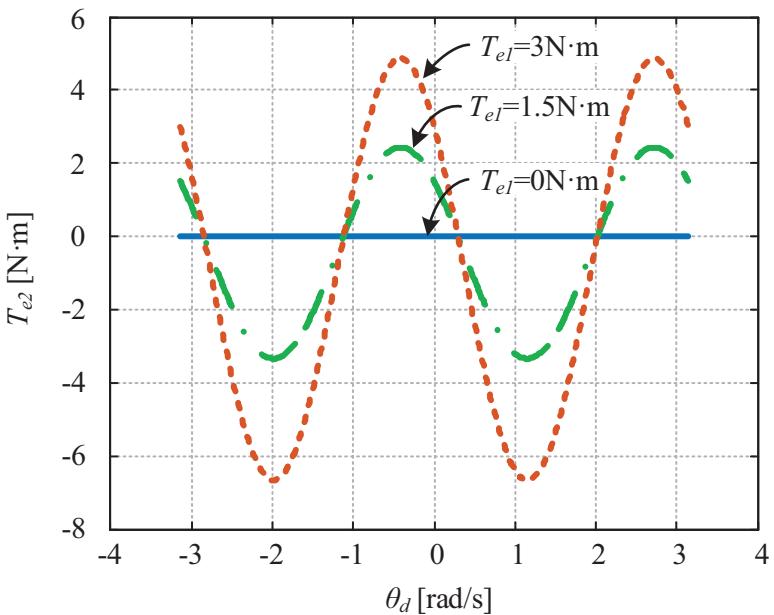
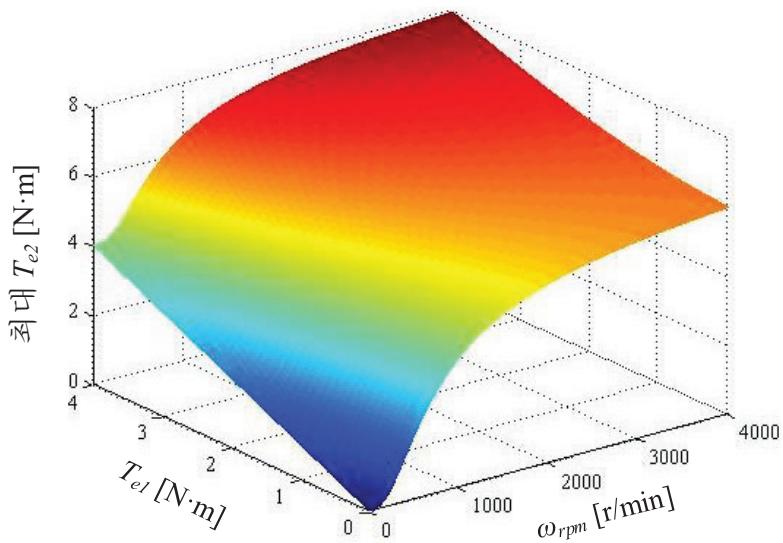


그림 3.13 슬레이브 전동기 토크 출력 (자기저항 동기전동기)

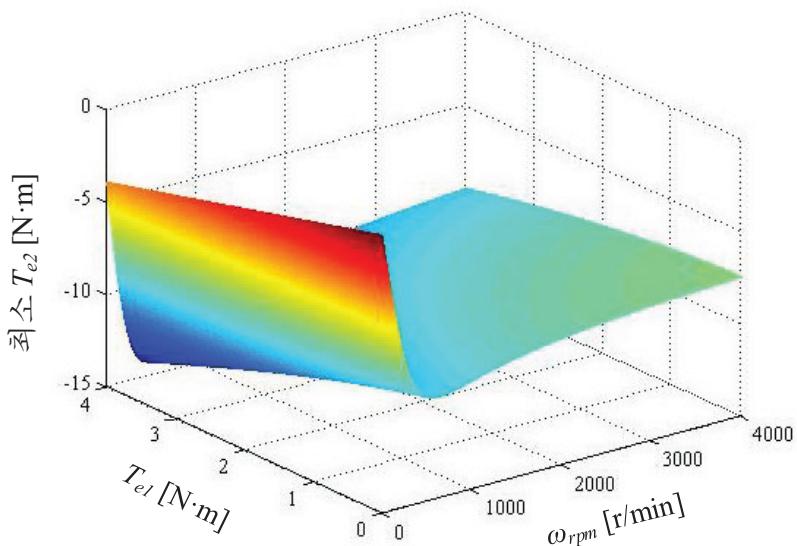
이브 전동기의 토크 출력을 나타내면 그림 3.12, 그림 3.13과 같다. 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우 매입형 영구자석 동기전동기와 비슷한 모습을 보이는데, 이는 출력 토크가 대부분 전자기토크에 의해 발생하기 때문이다.

영구자석을 사용하는 전동기의 경우, 고속에서 부하 없이도 영구자석에 의한 역기전력에 의해 슬레이브 전동기에 전류가 유기되고, 그에 따른 토크가 발생하게 된다. 하지만 자기저항 동기전동기의 경우, 마스터 전동기의 출력 토크가 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 인 경우, 슬레이브에 출력 토크가 발생하지 않는 것을 알 수 있다. 이는 자기저항 동기전동기의 경우, 영구자석에 의한 역기전력이 존재하지 않아 슬레이브 전동기에 전류를 유기할 수 없기 때문이다. 또 한 가지 자기저항 동기전동기의 특징은 출력 토크가 2배 주파수로 나타난다는 것인데 이는 자기저항 토크가 2배 주파수를 가지는 것과 일맥상통한다.

출력 토크는 속도에 따라서도 달라지게 된다. 속도와 마스터 전동기의 토크에 따라 변화하는 출력 토크의 최대치 및 최소치를 그림으로 표시하면 다음의 그림 3.14부터 그림 3.16까지와 같다. 속도가 낮아 상 임피던스에서 저항이 차지하는 비중이 커질수록 출력 토크의 최대치가 줄어드는 것을 확인할 수 있는데, 이는 동일 전압이 인가되어도 저항에 의해 소비되는 전압의 비중이 커지기 때문이다. 그림 3.14부터 그림 3.16까지의 운전 영역은 마스터 전동기만을 고려한 전류지령을 생성했을 때의 운전영역으로, 슬레이브 전동기까지 고려하여 전류 지령을 생성하게 되면 운전 가능 영역의 크기는 달라지게 된다. 하지만 영구자석 동기전동기의 저속에서의 낮아지는 토크 출력이나 자기저항 동기전동기의 출력 토크가 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 가 되는 등의 문제점 등은 확인할 수 있다.



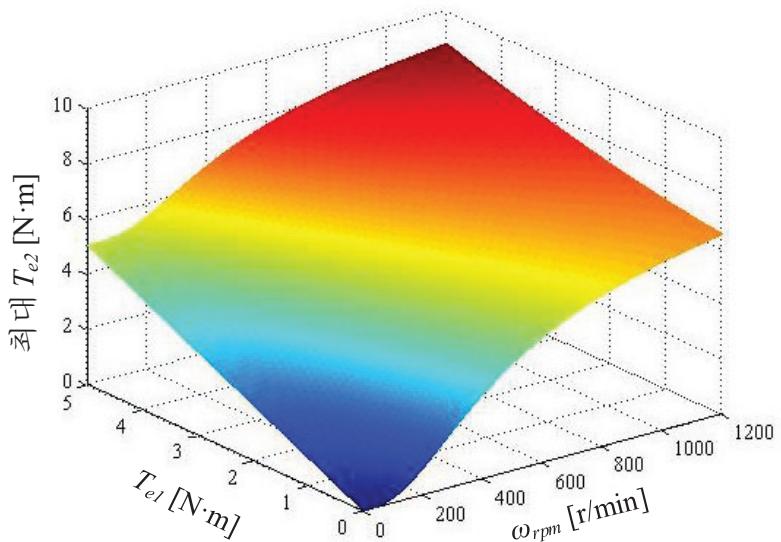
(가)



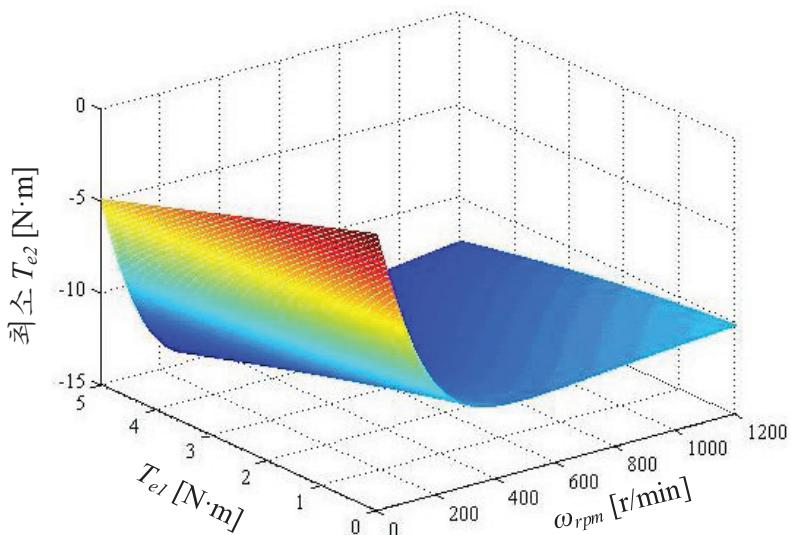
(나)

그림 3.14 슬레이브 전동기의 출력 가능한 토크 (매입형 영구자석 동기전동기)

(가) 최대치, (나) 최소치

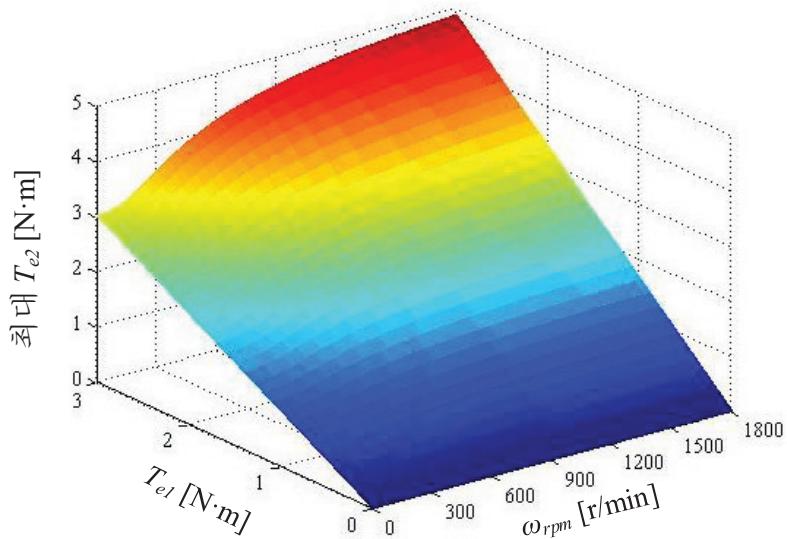


(가)

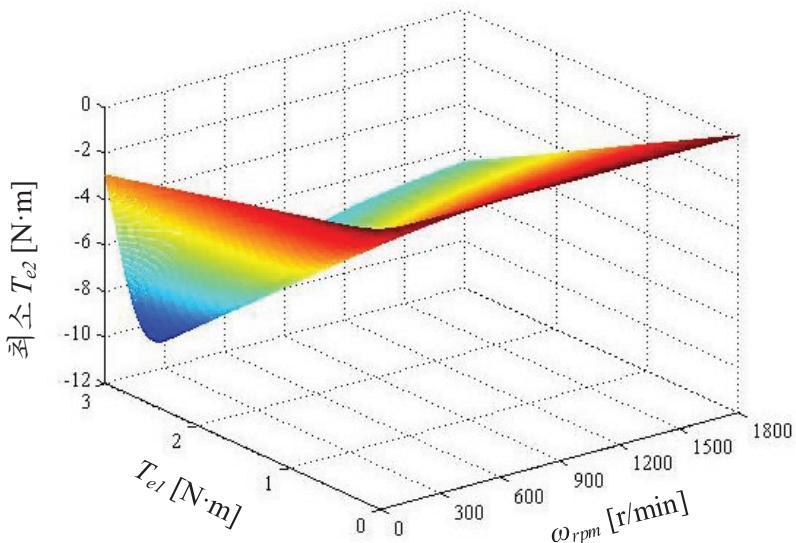


(나)

그림 3.15 슬레이브 전동기의 출력 가능 토크 (표면부착형 영구자석 동기전동기) (가) 최대치, (나) 최소치



(가)



(나)

그림 3.16 슬레이브 전동기의 출력 가능 토크 (자기저항 동기전동기)

(가) 최대치, (나) 최소치

3.2 단위 전류당 최대 토크 운전

본 절에서는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 단위 전류당 최대 토크 운전에 대해서 다루도록 한다. 이는 주어진 토크 조건 하에서 두 전동기의 전류를 최소화하여 손실을 최소화하는 데에 목적이 있다. 앞선 절과 마찬가지로 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 최적해를 계산하고, 각 전동기를 대상으로 단위 전류당 최대 토크 운전의 특성을 살펴보도록 한다.

3.2.1 단위 전류당 최대 토크 운전을 위한 전류 해

영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기의 경우 가장 특징이 되는 전동기 제어 방법 중 하나가 바로 단위 전류당 최대 토크 운전이다. 병렬 전동기 구동 시스템에서의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선을 살펴보기 앞서 단일전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선을 간략하게 살펴보도록 한다. 단일 전동기 구동의 경우, 세 전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선은 그림 3.17과 같이 나타낼 수 있다. 각각의 곡선은 3.1.1에서 소개한 전동기의 토크 식을 토대로 전류를 최소화하는 점들을 구해 얻을 수 있다. 표면부착형 영구 자석 동기전동기의 경우 전자기 토크만이 존재하기 때문에 d 축 전류 성분을 0 으로 하는 경우 최대의 토크를 얻을 수 있다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우, 전자기 토크에 더해 자기저항 토크가 존재하기 때문에 음의 d 축 전류를 함께 인가하면 더 높은 토크를 얻을 수 있다. 자기저항 전동기의 경우 d 축 전류와 같은 크기로 q 축 전류를 인가하면 최대 토크를 얻을 수 있는데, d 축 인덕턴스가 q 축 인덕턴스에 비해 크기 때문에 단위 전류당 최대 토크 곡선이 제 1

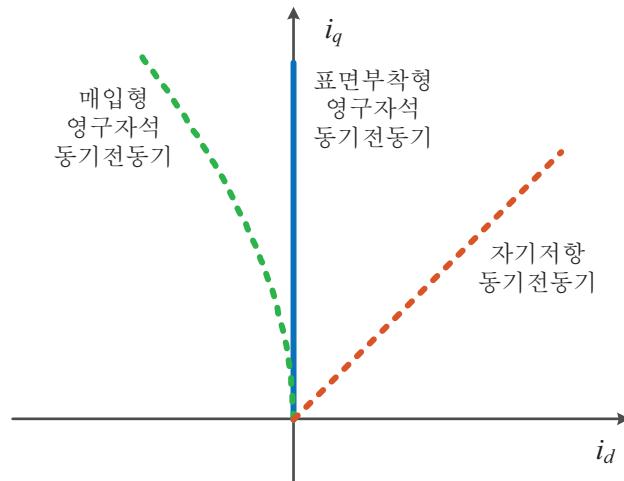


그림 3.17 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선

사분면에 위치하게 된다.

이처럼 단일 전동기를 대상으로 하는 시스템에서는 토크 식만을 가지고 단위 전류당 최대 토크 곡선을 얻는 것이 가능하다. 물론 운전 조건에 따른 전동기 제정수의 변화 등을 고려하면 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하는 것이 복잡해지지만 이를 무시한다면 쉽게 계산이 가능하다.

병렬 전동기 구동 시스템에서는 두 전동기의 토크, 속도, 전동기 제정수 등이 단위 전류당 최대 토크 운전을 결정하는 요소들이 된다. 따라서 조금 더 복잡한 방식이 필요하게 된다. 이러한 경우 최적의 해를 찾아내는 방법에는 여러가지가 있지만 본 논문에서는 라그랑주(Lagrange) 방법을 사용하여 최적해를 계산하였다. 라그랑주 방법은 주어진 조건에서 극대점이나 극소점을 찾아내는 방법으로 각종 최적해를 찾는데 많이 이용된다[93].

단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템에서의 제한 조건은 두

전동기의 토크 조건과 두 전동기의 전압 조건의 세 가지가 된다. 이 중에서 토크 조건은 (3.18), (3.19)와 같고, 이를 간략화하여 다시 적으면 (3.58)과 같다.

$$\begin{cases} T_{e1} = K_t K_{c1} i_{q1} \\ T_{e2} = K_t K_{c2} i_{q2} \end{cases}. \quad (3.58)$$

여기서 $K_t = 0.75n_p$, $K_{c1} = \lambda_f + \Delta L i_{d1}$, $K_{c2} = \lambda_f + \Delta L i_{d2}$ 다.

단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템에서의 전압 조건은 다음과 같다.

$$v_s^2 = v_{d1}^2 + v_{q1}^2 = v_{d2}^2 + v_{q2}^2. \quad (3.59)$$

이는 두 전동기에 인가되는 전압의 크기가 인버터에서 출력되는 전압의 크기로 동일하기 때문이다. 단위 전류당 최대 토크 운전은 정상상태를 기준으로 계산하므로 정상상태의 전압식인 (3.48)과 (3.49)를 토대로 (3.59)를 다시 정리하면 다음과 같은 조건을 얻을 수 있다.

$$g(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}) = Z_d (i_{d1}^2 - i_{d2}^2) + Z_q (i_{q1}^2 - i_{q2}^2) + 2\omega_r R_s \Delta L (i_{d1} i_{q1} - i_{d2} i_{q2}) + 2\omega_r \lambda_f [\omega_r L_d (i_{d1} - i_{d2}) + R_s (i_{q1} - i_{q2})] = 0. \quad (3.60)$$

위의 제한 조건을 바탕으로 제어 목표와 제한 조건을 수식적으로 정리하면 다음과 같다.

$$\text{최소 제어 목표: } i_{s1}^2 + i_{s2}^2 = i_{d1}^2 + i_{q1}^2 + i_{d2}^2 + i_{q2}^2. \quad (3.61)$$

$$\text{제한 조건: } \begin{cases} T_{e1} = K_t K_{c1} i_{q1} \\ T_{e2} = K_t K_{c2} i_{q2} \\ g(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}) = 0 \end{cases}. \quad (3.62)$$

라그랑주 함수는 설정된 제어 목표와 제어조건, (3.61)과 (3.62)를 바탕으로 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$f(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = i_{d1}^2 + i_{q1}^2 + i_{d2}^2 + i_{q2}^2 + \lambda_1 g(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}) + \lambda_2 (T_{e1} - K_t K_{c1} i_{q1}) + \lambda_3 (T_{e2} - K_t K_{c2} i_{q2}) = 0. \quad (3.63)$$

여기서 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 는 라그랑주 계수(Lagrange coefficients)이다.

단위 전류당 최대 토크 운전은 (3.63)의 라그랑주 함수의 모든 편미분 값이 0이 될 때 만족된다. 즉, 7개의 모든 편미분을 계산할 필요가 있다. 하지만 이 7개의 편미분 중에서 라그랑주 계수에 대한 편미분 결과는 (3.62)와 일치한다. 따라서 각 전류에 대한 4개의 편미분 결과만 살펴보면 다음과 같다.

$$\frac{\partial f}{\partial i_{d1}} = 2i_{d1} + 2\lambda_1 [Z_d i_{d1} + R_s \Delta L \omega_r i_{q1} + L_d \lambda_f \omega_r^2] - \lambda_2 K_t \Delta L i_{q1}, \quad (3.64)$$

$$\frac{\partial f}{\partial i_{q1}} = 2i_{q1} + 2\lambda_1 [Z_q i_{q1} + R_s \Delta L \omega_r i_{d1} + R_s \lambda_f \omega_r] - \lambda_2 K_t K_{c1}, \quad (3.65)$$

$$\frac{\partial f}{\partial i_{d2}} = 2i_{d2} - 2\lambda_1 [Z_d i_{d2} + R_s \Delta L \omega_r i_{q2} + \lambda_f L_d \omega_r^2] - \lambda_3 K_t \Delta L i_{q2}, \quad (3.66)$$

$$\frac{\partial f}{\partial i_{q2}} = 2i_{q2} - 2\lambda_1 [Z_q i_{q2} + R_s \Delta L \omega_r i_{d2} + R_s \lambda_f \omega_r] - \lambda_3 K_t K_{c2}. \quad (3.67)$$

위 결과를 0으로 하는 전류 해는 위 식들을 연립하여 구할 수 있다. 이때, 주 전동기를 제어하는 것을 감안하여 주 전동기의 d 축 전류에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$A i_{d1}^2 + B i_{d1} + C = 0. \quad (3.68)$$

이때, 사용된 변수 A, B, C 는 다음과 같다.

$$A = -\Delta L (L_d \lambda_f^2 \omega_r^2 - \lambda_f Z_s i_{d2} + 3\lambda_f Z_d i_{d2} + 2\Delta L Z_d i_{d2}^2 - \Delta L Z_d i_{q2}^2 - \Delta L Z_q i_{q2}^2), \quad (3.69)$$

$$B = -\lambda_f \{L_d \lambda_f^2 \omega_r^2 - 2\lambda_f Z_s i_{d2} + 4\lambda_f Z_d i_{d2} + \Delta L [(3Z_d - Z_s) i_{d2}^2 + (Z_s - 2Z_d - Z_q) i_{q2}^2]\}, \quad (3.70)$$

$$C = \Delta L \left[\Delta L (Z_d + Z_q) i_{q1}^2 - L_d \lambda_f^2 \omega_r^2 \right] i_{d2}^2 + \left[\Delta L \lambda_f (2Z_d - Z_s + Z_q) i_{q1}^2 - L_d \lambda_f^3 \omega_r^2 \right] i_{d2} \\ - 2\Delta L^2 Z_q i_{q1}^2 i_{q2}^2 + L_d \Delta L \lambda_f^2 \omega_r^2 i_{q1}^2 + L_d \Delta L \lambda_f^2 \omega_r^2 i_{q2}^2. \quad (3.71)$$

(3.68)의 식의 계수는 굉장히 복잡한 형태를 보이고 있으나, 정리된 식은 2차의 형태로 간단한 구조이다. 따라서 2차 함수의 근의 공식을 이용하여 쉽게 단위 전류당 최대 토크 운전을 만족하는 해를 구할 수 있다. 2차 함수의 두 근 중 합리적인 해를 선택하면 (3.72)와 같이 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행 할 수 있는 전류 해를 얻을 수 있다.

$$i_{d1,MTPA,IPMSM} = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}. \quad (3.72)$$

이때, 마스터 전동기의 q 축 전류 해는 (3.18)을 통하여 계산할 수 있다. (3.68)이 슬레이브 전동기의 전류 및 마스터 전동기의 전류의 함수이므로 두 전동기의 부하 상황에 부합하는 최적 전류해를 구할 수 있다.

3.2.2 전동기별 단위 전류당 최대 토크 운전

본 항에서는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 시스템에서 단위 전류당 최대 토크 운전점이 부하와 속도에 따라 전동기 별로 어떻게 달라지는지 살펴본다.

(가) 매입형 영구자석 동기전동기

단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 시스템에서 매입형 영구자석 동기전동기의 최적해는 (3.68)을 통해 (3.72)와 같이 구할 수 있다. 정격속도에서 마스터 전동기에 $4N\cdot m$ 과 $0N\cdot m$ 가 인가되었을 때 슬레이브 전동기의 부하에 따

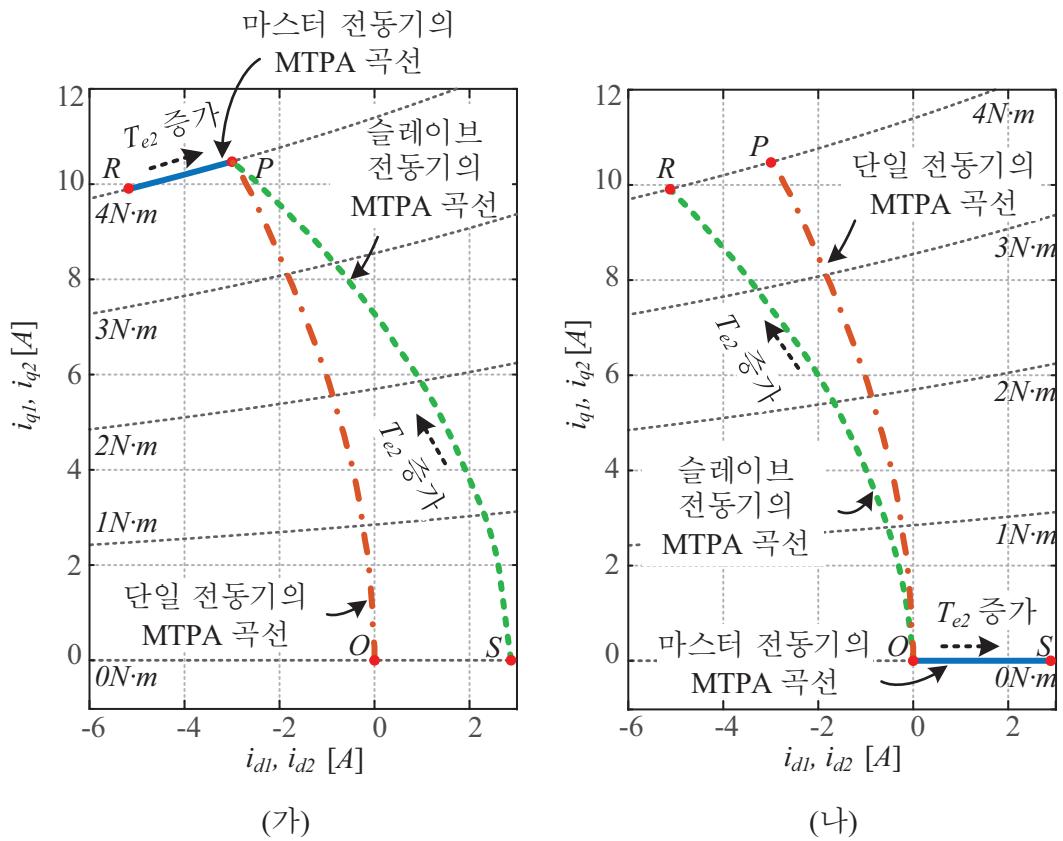
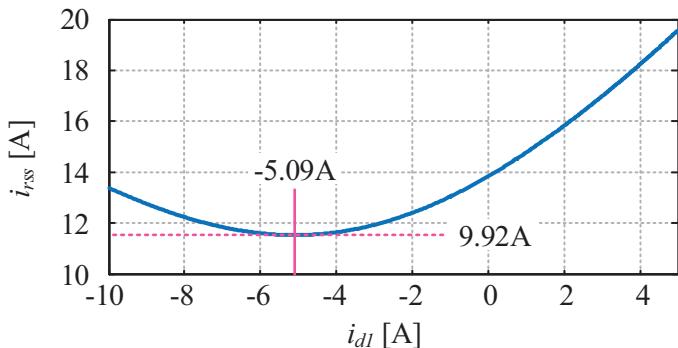
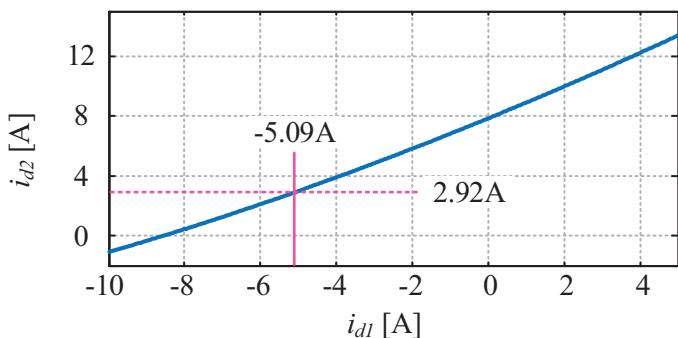


그림 3.18 병렬 연결된 매입형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선 (가) $T_{el}=4 \text{ N}\cdot\text{m}$. (나) $T_{el}=0 \text{ N}\cdot\text{m}$.

는 최적 운전점은 그림 3.18과 같다. 그림 3.18 (가)에서 볼 수 있듯이 두 전동기의 토크가 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 로 동일한 경우에는 두 전동기 모두 기존의 단일 전동기의 MTPA곡선 위에서 동작하는 것을 볼 수 있다. 이는 두 전동기가 요구하는 전류가 같아지기 때문에 요구하는 전압도 같기 때문이다. 하지만 두 전동기의 토크에 차이가 발생하면 추가적인 전류가 발생하게 된다. 이때 추가적인 전류는 전동기의 전압을 동일하게 만드는 동시에 토크 조건을 만족시키면서 인가



(가)



(나)

그림 3.19 마스터 전동기 d 축 전류 변화에 전동기 전류 변화 (가) i_{rss} . (나) i_{d2} .

된다. 즉, 동일 토크 곡선 위에서 움직이게 된다. 마스터 전동기의 토크가 슬레이브 전동기의 토크보다 큰 경우, 마스터 전동기의 요구 전압이 커지게 되고, 이를 줄이기 위해 마스터 전동기에는 음의 d 축 전류가 주입된다. 반대로 슬레이브 전동기에는 전압을 늘리기 위해 양의 d 축 전류가 주입되게 된다. 이 때, 두 전동기에 주입되는 전류의 크기에 따라 운전의 효율성이 결정되게 되는데, 제안된 방법을 통해 추가 주입 전류의 크기를 최소화할 수 있다. 이러한 추가 주입 전류의 크기는 슬레이브 전동기의 토크가 증가하여 두 전동기의 토

크 차이가 줄어듦에 따라 줄어들게 된다.

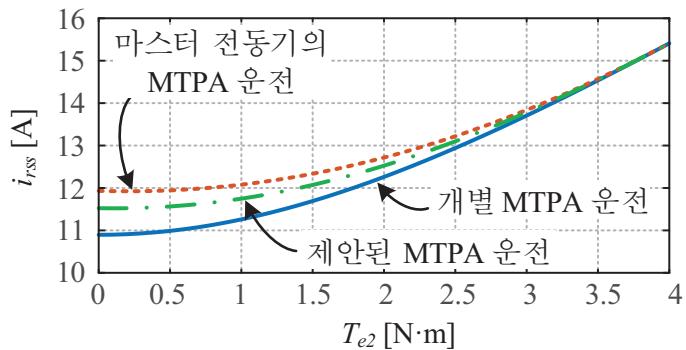
마스터 전동기의 토크가 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 인 (나)의 경우, 마스터 전동기에는 추가적인 전압을 위해 d 축 전류가 양으로 주입되게 되고, 슬레이브 전동기에는 음의 d 축 전류가 주입되게 된다.

그림 3.19는 마스터 전동기와 슬레이브 전동기의 출력토크가 각각 $4\text{N}\cdot\text{m}$, $0\text{N}\cdot\text{m}$ 일 때, 마스터 전동기 d 축 전류 변화에 따른 전동기 전류 제곱합의 제곱근(Root sum square)값과 슬레이브 전동기의 d 축 전류 값을 나타낸다. 이때, 전동기 전류 제곱합의 제곱근 값 i_{rss} 는 다음과 같이 정의된다.

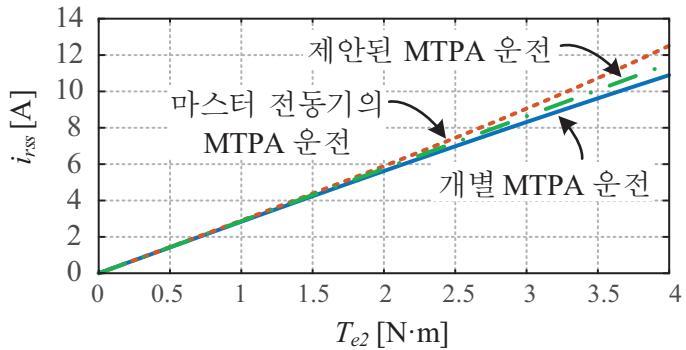
$$i_{rss} = \sqrt{i_{d1}^2 + i_{q1}^2 + i_{d2}^2 + i_{q2}^2}. \quad (3.73)$$

i_{rss} 는 쉽게 전동기의 동순을 추정하는데 사용될 수 있으므로 본 논문에서 단위 전류당 최대 토크 운전을 평가하는 척도로 사용하였다. 그림 3.19에서 볼 수 있듯이 그림 3.18에서 얻은 최적 운전점 ‘ R ’에서 i_{rss} 가 최소가 되는 것을 확인 할 수 있다. 또한 이때 슬레이브 전동기의 운전점이 ‘ S ’가 되는 것 또한 볼 수 있다. 이때 얻은 i_{rss} 는 11.53A 로 병렬 전동기 구동 시스템의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘을 사용하지 않고 마스터 전동기만을 고려한 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘을 사용하였을 때의 i_{rss} 인 11.95A 에 비해 약 3.5% 의 전류를 절약할 수 있음을 확인하였다.

그림 3.20은 구동 방법 별 i_{rss} 의 크기를 슬레이브 전동기의 토크 변화에 따라 도시한 것이다. 마스터 전동기의 MTPA 운전은 슬레이브 전동기를 전혀 고려하지 않고 마스터 전동기의 토크만 고려하여 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행한 경우이다. 개별 MTPA 운전은 각각의 전동기를 개별 인버터를 이용하여 개별적으로 제어한 경우이다. 그림 3.20에서 볼 수 있듯이 두 전동기의 토크



(가)



(나)

그림 3.20 전동기 구동 방법에 따른 i_{rss} 비교 (매입형 영구자석 동기전동기)

(가) $T_{el}=4\text{N}\cdot\text{m}$. (나) $T_{el}=0\text{N}\cdot\text{m}$.

크가 같을 때에는 세 방법의 i_{rss} 가 모두 일치하게 되나 토크 차이가 발생하면 i_{rss} 에도 차이가 발생하게 된다. 이때, 제안된 방법을 사용하면 사용하지 않는 경우보다 전류의 크기를 줄일 수 있음을 확인할 수 있다. 물론 두 전동기를 개별적으로 구동하는 경우에 비해서는 전류의 크기가 증가하지만 전동기 사이의 토크 차이가 크지 않은 경우에는 그 차이가 작으므로 무시할 수 있다. 또 i_{rss} 는 두 전동기의 토크가 모두 최대가 될 때 최대가 된다. 따라서, 하나의 전

동기를 구동할 때에 비해 두 배의 전류 용량을 가지는 인버터를 설계하면 시스템의 모든 부하 조건에 대해 구동이 가능해진다.

(나) 표면부착형 영구자석 동기전동기

표면부착형 영구자석 동기전동기는 돌극성이 존재하지 않아 d 축과 q 축의 인덕턴스를 L_s 로 동일하게 설정할 수 있다. 그러면 (3.68)을 다음과 같이 간략화하여 나타낼 수 있다.

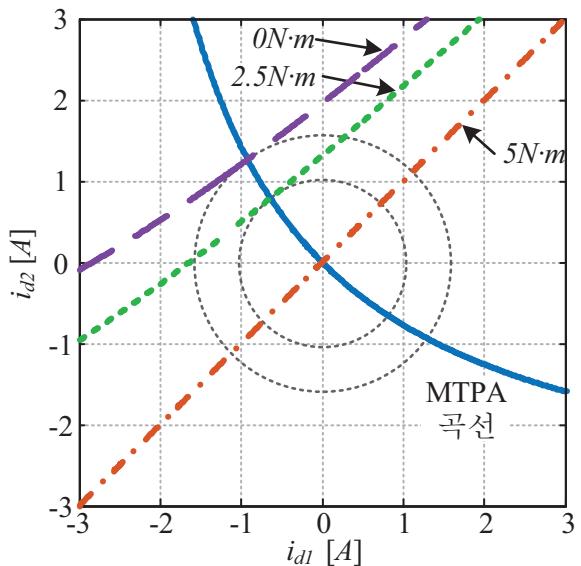
$$\frac{1}{i_{d1}} + \frac{1}{i_{d2}} = -\frac{2Z_s}{\omega_r^2 \lambda_f L_s}. \quad (3.74)$$

이는 1차의 형태로 매입형 영구자석 동기전동기의 경우보다 훨씬 간단한 형태임을 알 수 있다. 특히, q 축 전류 정보 없이 d 축 전류 정보만으로 식이 구성되어 있음을 알 수 있다. 따라서 실제 구현에 있어 간편한 계산이 가능해진다. 이를 (3.72)와 같이 i_{dl} 에 대하여 정리하면 다음과 같다.

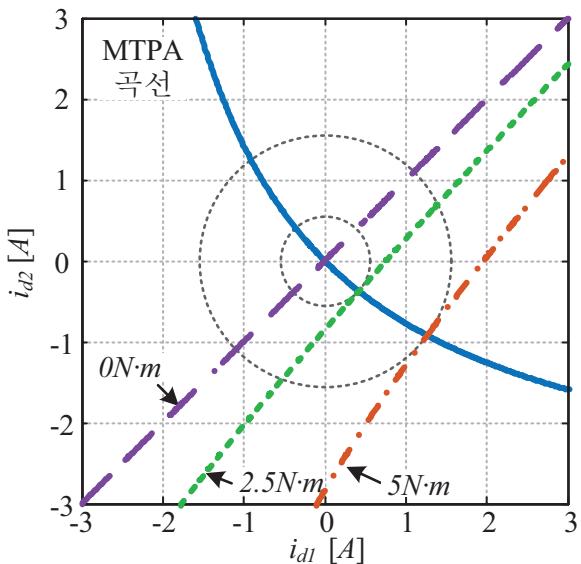
$$i_{d1,MTPA,SPMSM} = -\frac{\omega_r^2 \lambda_f L_s i_{d2}}{\omega_r^2 \lambda_f L_s + 2Z_s i_{d2}}. \quad (3.75)$$

돌극성이 없는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우, 출력 토크가 q 축 전류에 의해서 결정되기 때문에 단위 전류당 최대 토크 운전의 성능은 d 축 전류만 이용하여 평가가 가능하다.

그림 3.21은 마스터 전동기의 출력 토크가 각각 5N·m, 0N·m일 때 병렬 연결된 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선과 슬레이브 전동기의 출력 토크 별 운전 곡선을 나타낸다. 일정한 토크 조건에서 전동기는 운전 곡선 위의 한 d 축 전류 쌍에서 동작하게 되며, 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선은 그 점들 중에서 전류 크기가 최소가 되는 점에 해당한다.



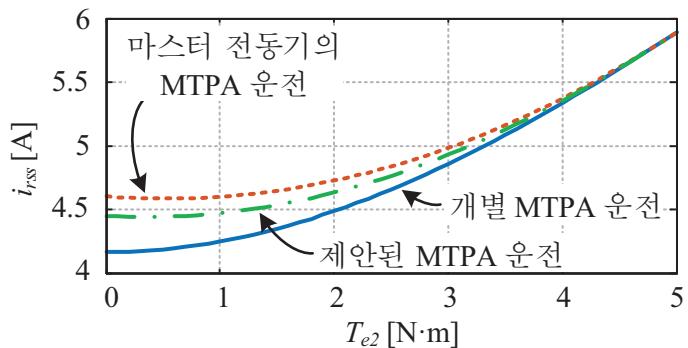
(가)



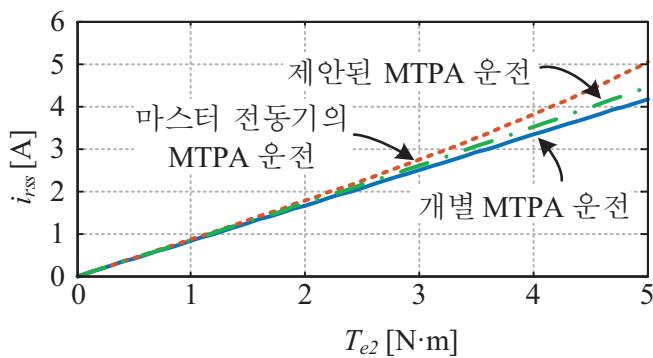
(나)

그림 3.21 병렬 연결된 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대

토크 운전 곡선과 T_{e2} 에 따른 운전 곡선 (가) $T_{el}=5\text{N}\cdot\text{m}$. (나) $T_{el}=0\text{N}\cdot\text{m}$.



(가)



(나)

그림 3.22 전동기 구동 방법에 따른 i_{rss} 비교 (표면부착형 영구자석 동기전동기)
기) (가) $T_{el}=5 \text{ N}\cdot\text{m}$. (나) $T_{el}=0 \text{ N}\cdot\text{m}$.

그림 3.21에서 볼 수 있듯이, 단위 전류당 최대 토크 곡선 위에서 각 운전 조건 곡선과 원점 사이의 거리가 최소가 되는 것을 확인할 수 있다. 즉, 전동기에 흐르는 전류가 최소가 된다. 이 경우에도 매입형 영구자석 동기전동기의 경우와 마찬가지로 토크 차이가 존재할 경우, 출력 토크가 큰 전동기에 음의 d 축 전류가 인가되는 것을 볼 수 있다.

그림 3.22는 구동 방법 별 i_{rss} 의 크기를 슬레이브 전동기의 토크 변화에 따

라 도시한 것이다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우와 마찬가지로 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전을 통해 기존의 방법에 비해 전류를 줄여 동손을 줄일 수 있음을 볼 수 있다.

(다) 자기저항 동기전동기

자기저항 동기전동기는 영구자석을 포함하지 않기 때문에 (3.68)에서 λ_f 를 0 으로 두고 수식을 정리한 결과와 같다. 이를 간략화하여 나타내면 다음과 같다.

$$Z_d i_{d1}^2 i_{d2}^2 + Z_q i_{q1}^2 i_{q2}^2 = Z_{avg} (i_{d2}^2 i_{q1}^2 + i_{q2}^2 i_{d1}^2). \quad (3.76)$$

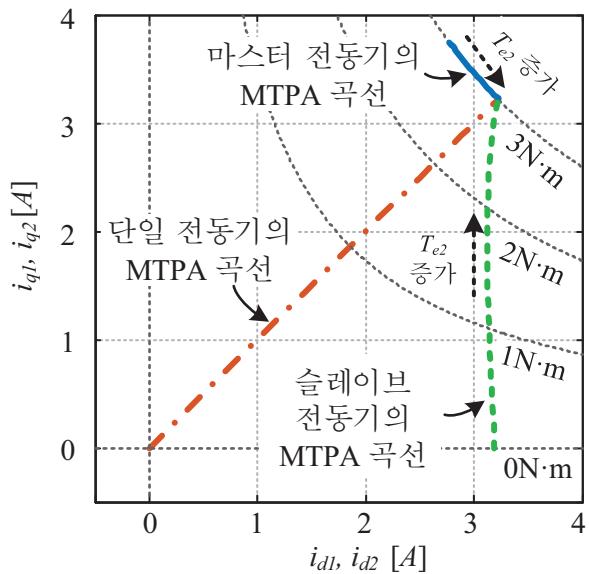
여기서 $Z_{avg} = 0.5(Z_d + Z_q)$ 이다.

앞선 경우와 마찬가지로 (3.76)을 i_{d1} 에 대하여 정리하면 (3.77)과 같다.

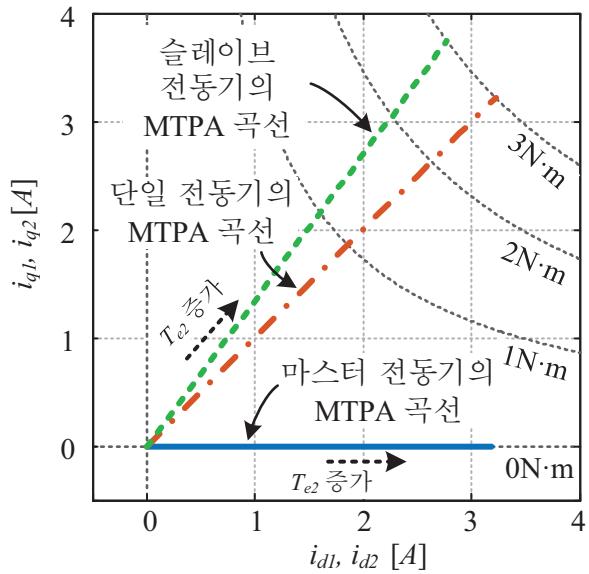
$$i_{d1,MTPA,SynRM} = i_{q1} \sqrt{-\frac{Z_q i_{q2}^2 - Z_{avg} i_{d2}^2}{Z_d i_{d2}^2 - Z_{avg} i_{q2}^2}}. \quad (3.77)$$

(3.77)의 결과도 (3.72)와 마찬가지로 음과 양의 두 근호 값 중 합리적인 값이 선택되었다.

분석 결과를 토대로 자기저항 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 특성을 살펴보면 그림 3.23과 같다. 자기저항 동기전동기에서도 마찬가지로 출력 토크가 큰 전동기에 음의 d 축 전류가 추가적으로 인가되는 것을 확인할 수 있으며, 다른 전동기에는 양의 d 축 전류가 인가되는 것을 볼 수 있다. 특징적인 부분이라면 출력 토크가 작은 전동기에 타 전동기에 비해 꽤 많은 양의 d 축 전류가 인가된다는 점인데, 이는 타 전동기의 경우 역기전력이 출력 전압의 대부분을 차지하여 부하의 변동에 따른 전압 변동이 작은 반면, 자기저항 동



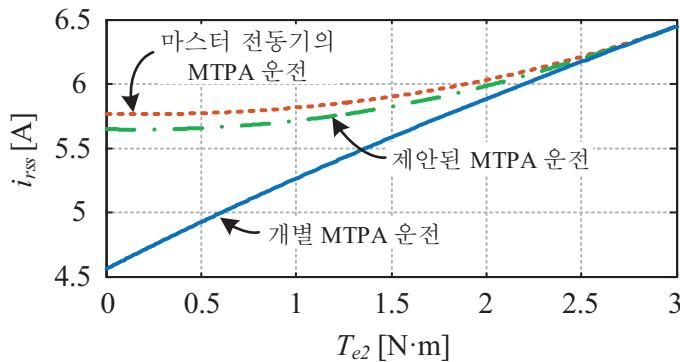
(가)



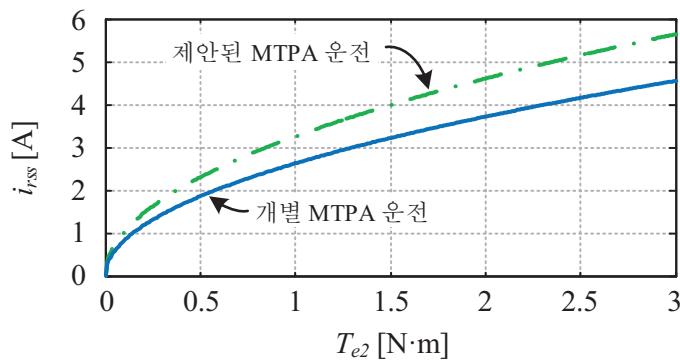
(나)

그림 3.23 병렬 연결된 자기저항 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전

곡선 (가) $T_{el}=3N\cdot m$. (나) $T_{el}=0N\cdot m$.



(가)



(나)

그림 3.24 전동기 구동 방법에 따른 i_{ss} 비교 (자기저항 동기전동기)(가) $T_{e1}=3\text{N}\cdot\text{m}$. (나) $T_{e1}=0\text{N}\cdot\text{m}$.

기전동기의 경우 역기전력이 존재하지 않아 부하 차이에 의한 전압 변동을 전류에 의한 무효전압으로 상쇄해야하기 때문이다.

그림 3.24는 마스터 전동기의 출력 토크가 각각 $3\text{N}\cdot\text{m}$, $0\text{N}\cdot\text{m}$ 일 때, 슬레이브 전동기의 출력 토크에 따른 i_{ss} 의 변화를 방법 별로 살펴본 것이다. 앞서 살펴본 바와 같이 역기전력의 부재로 인해 필요한 무효 전압을 보상하기 위해 많

은 전류가 필요하기 때문에 두 전동기의 토크 출력의 차이가 큰 경우 개별 구동에 비해 병렬 구동시의 전류가 크게 증가하는 것을 볼 수 있다. 하지만 제안된 방법을 통해 병렬 운전시의 전류 크기를 줄일 수 있음을 볼 수 있다.

그림 3.24 (나)에서는 마스터 전동기의 전류를 0A으로 제어했을 경우의 그래프를 볼 수 있는데, 이는 그림 3.16에서 볼 수 있듯이, 마스터 전동기의 전류의 크기가 0A인 경우, 인버터 전압 출력이 없게되어 슬레이브 전동기에 전류를 유도할 수 없기 때문이다. 즉, 기존의 방법으로는 슬레이브 전동기의 출력 토크가 큰 경우, 병렬 자기저항 동기전동기 구동 시스템을 구동하는 것이 불가능하다.

3.3 시스템 안정화 기법

본 절에서는 3.1절에서 살펴본 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 불안정성을 해소하기 위한 시스템 안정화 기법인 능동 댐핑 제어 (Active damping control)를 제안한다. 이를 통해 특정 주파수 대역에서 우반면으로 이동하던 시스템의 회전자 극점을 좌반면으로 이동시켜 시스템을 안정하게 유지할 수 있다. 본 절에서는 제안된 능동 댐핑 제어의 방법과 특징을 살펴보고, 각 전동기 별로 능동 댐핑 제어를 통한 시스템 극점의 이동 및 토크 관계를 살펴본다.

3.3.1 제안된 능동 댐핑 제어 기법

능동 댐핑 제어 기법은 제어적으로 시스템의 특성을 바꿀 수 있는 제어 기법으로 기존에도 전류 제어나, 전압 제어, 속도 제어 등에 사용되어왔다. 이는

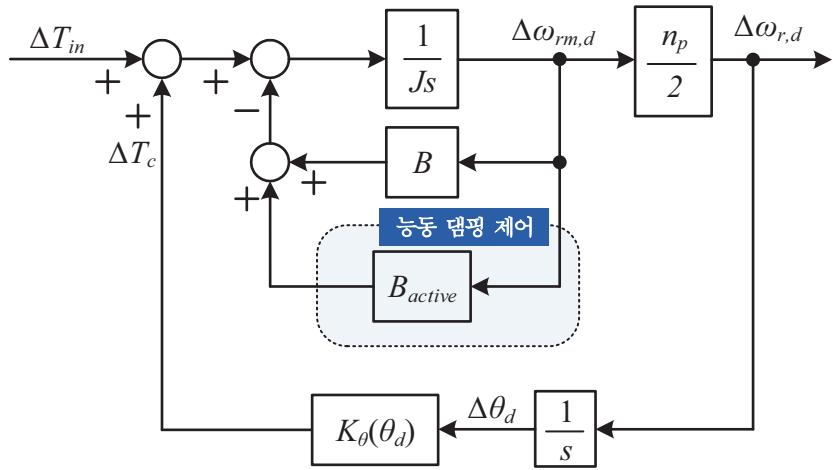


그림 3.25 능동 댐핑 제어를 포함하는 차동 시스템의 간략화된 모델

전기계의 저항, 기계계의 마찰이 클수록 시스템의 댐핑이 커져 시스템 응답이 보다 안정적이되는 특징을 이용하는 것이다[94]. 그림 3.25는 능동 댐핑 제어를 포함하는 차동 시스템의 간략화된 모델을 나타낸다. 그림 3.8과 같은 기존의 차동 시스템 모델에 능동 댐핑 제어 이득값인 B_{act} 가 추가된 구조로 외란 토크에 대한 차동 속도의 전달 함수는 다음과 같다.

$$\frac{\Delta\omega_{r,d}}{\Delta T_{in}} = \frac{n_p s}{2Js^2 + 2(B + B_{act})s - n_p K_\theta(\theta_{d0})}. \quad (3.78)$$

이는 기존의 (3.37)에 비해 높은 댐핑을 가지게 되고, 특히, B_{act} 가 B 에 비해 충분히 큰 경우, B 의 변화에 시스템에 강인해 진다는 특성 또한 가지게 된다. 특히, 기존의 능동 댐핑 제어가 없던 차동 시스템에서 진동적인(Underdamped) 응답을 가지던 시스템을 비진동적인(Critical or Over-damped) 응답을 가지도록 할 수 있다. 능동 댐핑 제어를 포함하는 차동 시스템의 감쇠비는 다음과 같이

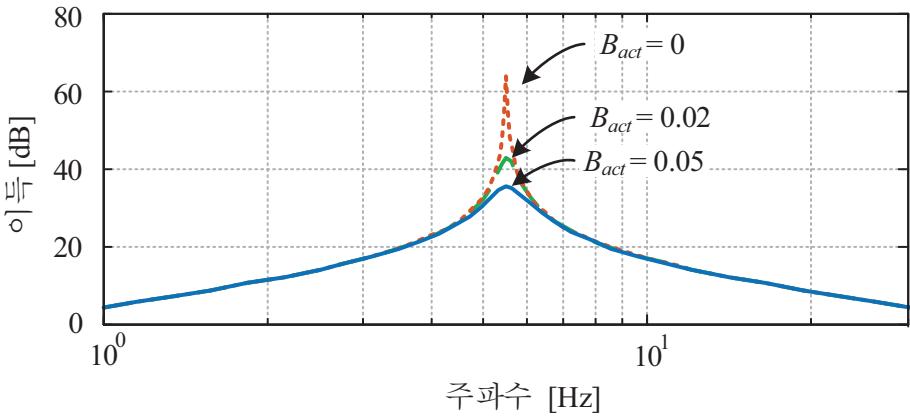


그림 3.26 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 전달 함수의 보드선도

나타낼 수 있다.

$$\zeta = \frac{B + B_{act}}{\sqrt{-2Jn_p K_\theta(\theta_{d0})}}. \quad (3.79)$$

능동 댐핑 제어 이득값 B_{act} 를 추가하는 경우, 외란 토크에 대한 속도 차이의 전달 함수 (3.37)과 (3.78)의 보드 선도(Bode plot)를 그림 3.26과 같이 나타낼 수 있다. 이때, J 는 $0.01\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, B 는 $0.002\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$, $K_\theta(\theta_{d0})$ 는 -4 를 사용하였다. 가로축은 입력 주파수이기 때문에, 출력 주파수는 이에 자극쌍을 곱한 주파수가 된다. 그림에서 볼 수 있듯이 B_{act} 가 커질수록 공진점에서의 이득값이 줄어들게되며 좀 더 안정적이 되는 것을 볼 수 있다.

이를 간략화된 모델이 아닌 전체 모델에서 살펴보면 (3.32)의 상태 천이 행렬 $A(x_0)$ 에서 전동기 마찰 계수 B 대신 $B+B_{act}$ 를 사용한 것과 같이 나타낼 수 있다. 이를 $A'(x_0)$ 으로 표기하고, 수식적으로 나타내면 (3.80)과 같다. 이 때, (3.32)의 다른 행렬 및 값에는 변화가 없다.

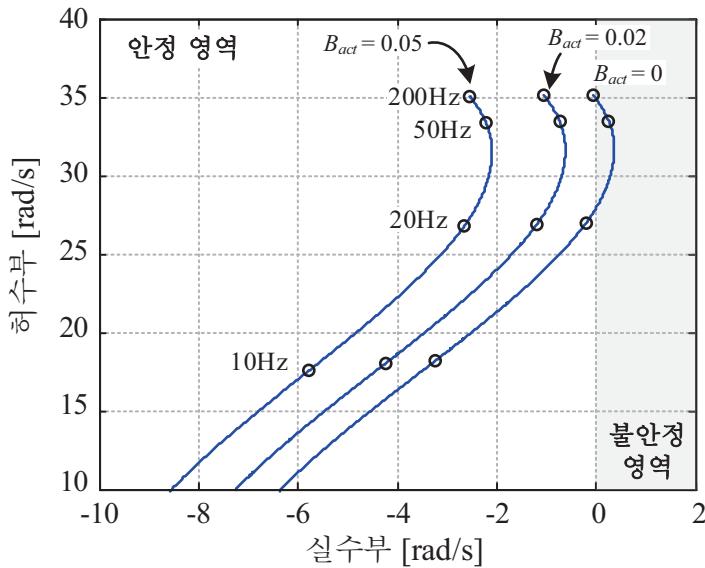


그림 3.27 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 차동 시스템의 주 극점 근 궤적(매입형 영구자석 동기전동기)

$$A'(x_0) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q}\omega_{r20} & -\frac{\lambda_f + L_d i_{d20}}{L_q} & -\frac{v_{d1} \cos \theta_{d0} + v_{q1} \sin \theta_{d0}}{L_d} \\ \frac{L_q}{L_d}\omega_{r20} & -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} i_{q20} & -\frac{v_{d1} \sin \theta_{d0} - v_{q1} \cos \theta_{d0}}{L_d} \\ \frac{3n_p^2}{8J}(\lambda_f + \Delta L i_{d20}) & \frac{3n_p^2}{8J} \Delta L i_{q20} & -\frac{B + B_{act}}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.80)$$

3.1.3항의 조건과 동일한 조건 하에서 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 차동 시스템의 주 극점 근 궤적의 변화를 살펴보면 그림 3.27부터 그림 3.29까지와 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 능동 댐핑 제어 이득값이 증가함에 따라 근 궤적이 좌측으로 이동하게 되며, 일정 이득값 이상에서는 근궤적이 불안정 영역인 우반면을 통과하지 않는 것을 볼 수 있다. 능동 댐핑 제어의 이득값이 클

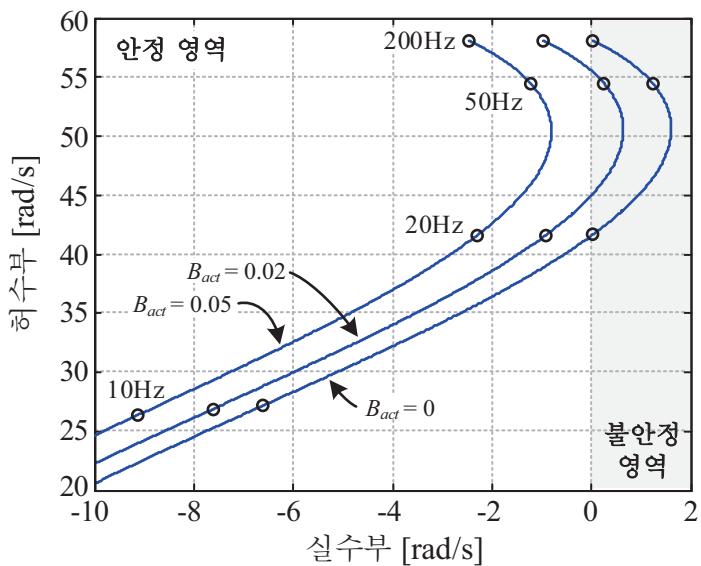


그림 3.28 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 차동 시스템의 주 극점 근 궤적(표면부 좌형 영구자석 동기전동기)

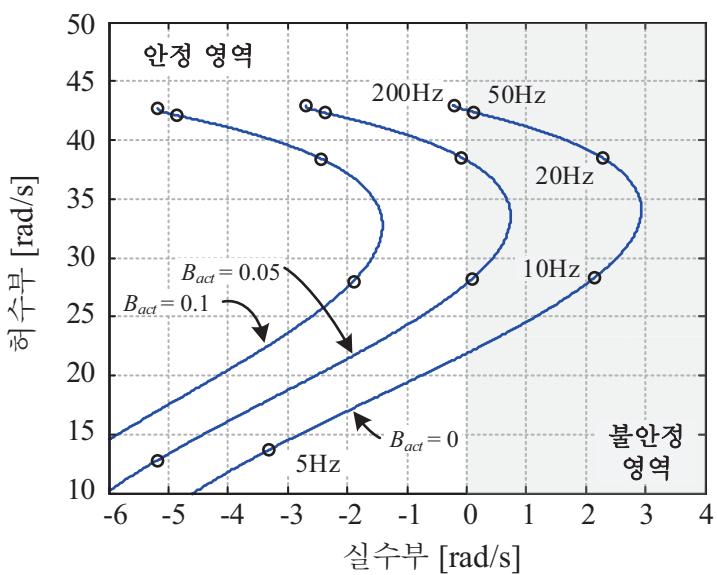


그림 3.29 능동 댐핑 제어 이득값에 따른 차동 시스템의 주 극점 근 궤적(자기저항형 동기전동기)

수록 차동 시스템의 극점은 좌측으로 이동하게 되고, 큰 댐핑을 얻게되어 빠르게 외란을 억제할 수 있게 된다.

앞선 절에서 소개된 단위 전류당 최대 토크 운전의 경우와 마찬가지로 단일 전동기 병렬 동기전동기 구동 시스템은 구동의 자유도가 부족하기 때문에 차동 토크를 조절하는 것이 쉽지는 않다. 하지만 두 전동기의 각도 차에 따라 두 전동기에 인가되는 동기 좌표계에서의 전압이 다르다는 점을 이용하면 차동 토크를 발생시킬 수 있다. 즉, 두 전동기 사이에 각도 차이가 존재하게 되면 마스터 전동기의 전류를 변화시켜 슬레이브 전동기에 흐르는 전류를 변화시킬 수 있고, 이를 통해 슬레이브 전동기의 토크를 변화시킬 수 있는 것이다. 이를 수식적으로 해석하면 다음과 같다.

전동기의 전류가 잘 제어된다고 생각하고 정상 상태라고 가정하면, 두 전동기 사이의 전류 관계는 (3.54)와 같이 나타낼 수 있다. 그러면 정상 상태에서 소신호 분석을 통해 마스터 전동기의 미소 전류 변화에 대한 슬레이브 전동기의 전류 변화량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d2} \\ \Delta i_{q2} \end{bmatrix} = \cos\theta_d \begin{bmatrix} \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q1} \end{bmatrix} + \frac{\sin\theta_d}{Z_s} \begin{bmatrix} \omega_r R_s \Delta L & Z_q \\ -Z_d & -\omega_r R_s \Delta L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q1} \end{bmatrix}. \quad (3.81)$$

슬레이브 전동기의 미소 토크 변화량은 슬레이브 전동기 전류의 미소 변화량을 이용하여 (3.82)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta T_{e2} = K_t [\Delta L \Delta i_{d2} i_{q20} + (\lambda_f + \Delta L i_{d20}) \Delta i_{q2}]. \quad (3.82)$$

(3.54)의 정상 상태 전류 관계식을 이용하여 i_{d20} 와 i_{q20} 를 i_{d10} 와 i_{q10} 의 식으로 대체하고, (3.81)을 (3.82)에 대입하면 마스터 전동기의 미소 전류 변화에 대한 슬레이브 전동기의 토크 변화를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Delta T_{e2} = \alpha \sin \theta_d + \beta \sin 2\theta_d + \gamma \sin^2 \theta_d + \varepsilon(1 - \cos \theta_d) + \eta. \quad (3.83)$$

이때, 계수 $\alpha, \beta, \gamma, \varepsilon, \eta$ 는 다음과 같다.

$$\alpha = -K_t \lambda_f \left[\left(1 + \frac{2R_s^2 \Delta L^2 \omega_r^2}{Z_s^2} \right) \Delta i_{d1} + \frac{2\Delta L R_s Z_q \omega_r}{Z_s^2} \Delta i_{q1} \right], \quad (3.84)$$

$$\beta = -\frac{\Delta L K_t}{Z_s} \left[\left(Z_d i_{d10} + \frac{L_q \lambda_f Z_d \omega_r^2}{Z_s} \right) \Delta i_{d1} - \left(Z_q i_{q10} + \frac{R_s \lambda_f Z_q \omega_r}{Z_s} \right) \Delta i_{q1} \right], \quad (3.85)$$

$$\gamma = -\frac{2\Delta L K_t}{Z_s^2} \left\{ Z_d [Z_q i_{q10} + \omega_r R_s (\lambda_f + \Delta L i_{d10})] \Delta i_{d1} + Z_q (Z_d i_{d10} + \lambda_f L_d \omega_r^2 + \omega_r R_s \Delta L i_{q10}) \Delta i_{q1} \right\}, \quad (3.86)$$

$$\varepsilon = -\frac{\lambda_f K_t}{Z_s} (Z_q \Delta i_{q1} - R_s \omega_r \Delta L \Delta i_{d1}), \quad (3.87)$$

$$\eta = K_t [\Delta L i_{q10} \Delta i_{d1} + (\lambda_f + \Delta L i_{d10}) \Delta i_{q1}]. \quad (3.88)$$

위의 식에서 볼 수 있듯이 슬레이브의 출력 토크는 Δi_{d1} 과 Δi_{q1} 에 의해 달라지게 된다. 이 중에서 η 는 미소 전류 변화에 의해 마스터 전동기에 발생하는 미소 토크 변화이기 때문에 이를 빼고 난 4개의 항이 차동 토크의 변화량이 된다.

$$\Delta T_{e,d} = \alpha \sin \theta_d + \beta \sin 2\theta_d + \gamma \sin^2 \theta_d + \varepsilon(1 - \cos \theta_d). \quad (3.89)$$

위 식에서 볼 수 있듯이 θ_d 가 0일 때에는 전류를 주입하여도 차동 토크가 발생하지 않음을 알 수 있다. 따라서 θ_d 가 0일 때에는 능동 댐핑 제어를 수행할 수 없다. 하지만 시스템이 발산하면서 θ_d 가 0을 벗어나면 다시 능동 댐핑을 수행할 수 있게되어 안정성을 되찾게 된다. 하지만 θ_d 가 0인 영역 근처에서는 이와 같은 불안정성이 존재하게 되어 시스템이 맥동하게 된다.

이때, Δi_{d1} 과 Δi_{q1} 을 어떻게 주입하는가가 중요한 문제가 된다. 본 논문에서는

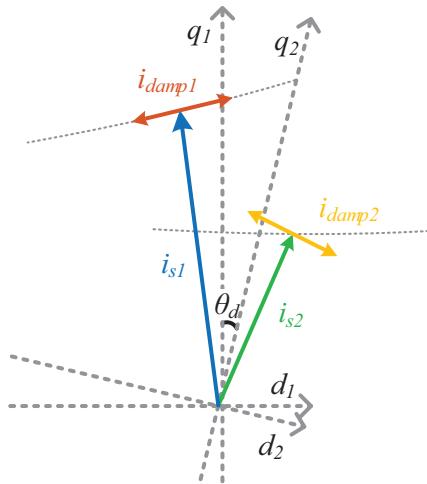


그림 3.30 능동 댐핑 전류에 따른 슬레이브 전동기 전류 변화

3.1.2항에서 밝힌 기본 제어 전략에 따라 마스터 전동기에 토크 맥동을 발생시키지 않기 위해 (3.90)과 같이 동일 토크 곡선을 따라 마스터 전동기에 전류를 주입하는 방식을 채택하였다.

$$\frac{\Delta i_{q1}}{\Delta i_{d1}} = \frac{-\Delta L i_{q10}}{\lambda_f + \Delta L i_{d10}}. \quad (3.90)$$

이는 능동 댐핑이 마스터 전동기의 속도 제어기에 미치는 영향을 최소화하기 위함이다. 만약 동일 토크 곡선을 따라 전류 주입을 하지 않아 능동 댐핑 제어에 의해 마스터 전동기에 토크 맥동이 발생하게 되면 이로 인해 마스터 전동기의 속도 제어기가 영향을 받게 된다. 때문에 이를 억제하려면 속도 제어기 대역폭을 맥동 대역 이하로 설정하거나, 대역 저지 필터(Notch filter) 등의 사용을 통해 맥동 대역 성분의 피드백을 억제해야 한다. 이는 복잡할 뿐만 아니라 속도 제어 성능의 저하를 불러일으킬 수 있다. 마스터 전동기의 동일 토

크 곡선을 따라 능동 댐핑 전류를 주입하게 되면 마스터 전동기에 능동 댐핑으로 인해 발생하는 주파수 대역의 토크 맥동이 나타나지 않게 되고, 마스터 전동기의 속도 제어기를 보다 간단하게 설계할 수 있게된다.

이를 그림으로 나타내면 그림 3.30과 같다. 이때, i_{damp1} 은 마스터 전동기에 인가한 능동 댐핑 전류이고, i_{damp2} 는 능동 댐핑 전류에 의해 슬레이브 전동기에 유도된 전류이다. 그림에서 볼 수 있듯이, 마스터 전동기에는 동일 토크 곡선과 평행하게 전류를 주입하는 전략을 취한다. 때문에 마스터 전동기의 토크 출력은 능동 댐핑 전류의 영향을 받지 않게 된다. 하지만 슬레이브 전동기에 유도되는 전류는 동일 토크 곡선과 평행하지 않게 되고, 따라서 슬레이브 전동기에는 능동 댐핑 전류로 인한 토크가 발생하게 된다.

3.3.2 전동기별 능동 댐핑 제어

본 항에서는 전동기 별로 능동 댐핑 제어의 특성을 확인해본다. 특히, 전동기별로 능동 댐핑 제어에 있어 가장 큰 영향을 가지는 (3.89)의 그래프를 살펴보도록 한다.

(가) 매입형 영구자석 동기전동기

매입형 영구자석 동기전동기는 영구자석에 의한 자속과 돌극성을 동시에 가지므로 (3.89)의 형태를 그대로 사용할 수 있으며, (3.90)의 전류 주입 방향을 가지게 된다. 그러면 단위 전류 당 차동 토크 발생량($\Delta T_{e,d}/\Delta i_d$)은 θ_d 에 따라 그림 3.31과 같이 나타낼 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 단위 전류당 발생하는 차동 토크는 θ_d 에 따라 달라지며 대략적인 형태에서 음의 사인 함수의 모양을

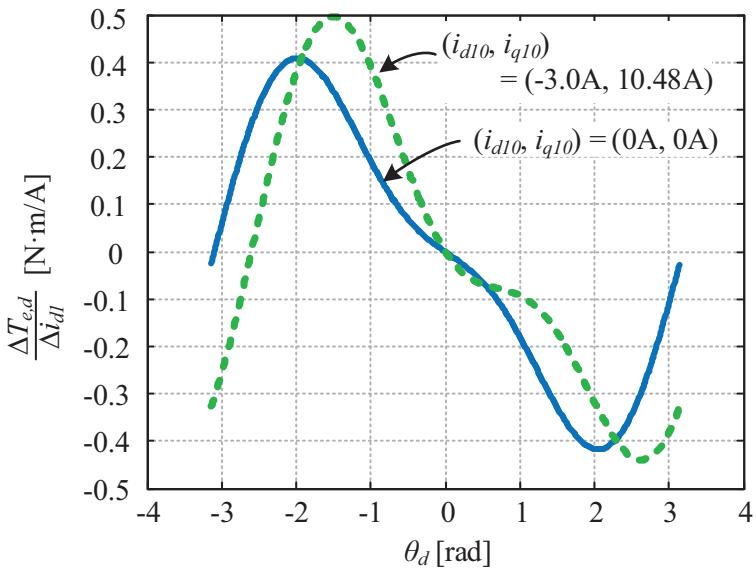


그림 3.31 댐핑 전류에 따른 차동 토크 발생(매입형 영구자석 동기전동기)

보이는 것을 확인할 수 있다. 이는 즉, (3.89)에서 α 가 가장 큰 값을 가진다는 것을 의미한다. 특히, 매입형 영구자석 동기전동기는 돌극성을 가지기 때문에 정상 상태 전류에 따라 마스터 전동기의 미소 전류 변화에 의해 발생하는 차동 토크량이 달라지게 된다. 특히 이러한 정상 상태 전류는 지배적인 사인 함수 성분이 아닌 두 배 주파수, 혹은 절반 주파수 성분으로 나타나게된다. 하지만 그림에서 볼 수 있듯이 항상 그래프가 0을 기준으로 대칭적인 부호를 가지고 있기 때문에 이를 이용한 제어가 가능하다. θ_d 가 0으로부터 멀어지는 경우, 부하에 따라 부호가 바뀌기도 하지만 이 영역은 그림 3.11에서 살펴볼 수 있듯이 기울기가 음수가 되어 이미 불안정한 영역이 된다. 즉, 시스템이 안정한 영역에서는 차동 토크 발생량의 부호가 0을 기준으로 좌우에서 일정하다는 것을 확인할 수 있다.

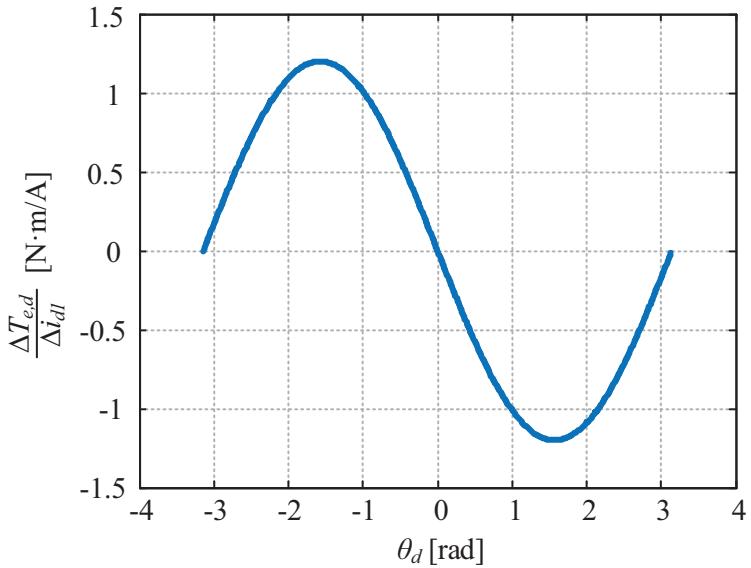


그림 3.32 댐핑 전류에 따른 차동 토크 발생(표면부착형 영구자석 동기전동기)

(나) 표면부착형 영구자석 동기전동기

표면부착형 영구자석 동기전동기는 돌극성을 가지지 않기 때문에 $\Delta L^o \mid 0$ 이 된다. 또한, 전자기 토크만이 존재하기 때문에 동일 토크 곡선을 따라 주입하는 마스터 전동기의 전류 기울기는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta i_{q1} = 0. \quad (3.91)$$

따라서 (3.89)는 다음과 같이 간략화될 수 있다.

$$\frac{\Delta T_{e,d}}{\Delta i_{d1}} = -K_t \lambda_f \sin \theta_d. \quad (3.92)$$

(3.92)에서 볼 수 있듯이, 표면부착형 영구자석 동기전동기의 차동 토크 이득은 매입형 영구자석 동기전동기의 경우와는 달리 정상 상태 전류에 따라 달라지지 않으며, 또한 속도에도 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 무엇보다 사인 성분 외에 다른 성분을 포함하고 있지 않아 굉장히 간단한 형태를 보이게 된

다. 이를 그림으로 나타내면 그림 3.32와 같다. 함수의 크기가 그림 3.31에 비하여 크게 나타나는 것은 λ_f 가 보다 크기 때문이다. 그림에서도 볼 수 있듯이 표면부착형 영구자석 동기전동기 역시 θ_d 가 0일 때를 기준으로 그 부호가 바뀌고 유지되므로, 이를 제어에 쉽게 활용할 수 있다.

(다) 자기저항 동기전동기

자기저항 동기전동기는 영구자석에 의한 자속을 가지지 않기 때문에 λ_f 가 0이 된다. 따라서 동일 토크 곡선을 따라 주입하는 마스터 전동기의 전류 기울기는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\Delta i_{q1}}{\Delta i_{d1}} = -\frac{i_{q10}}{i_{d10}}. \quad (3.93)$$

이를 토대로 능동 댐핑 전류에 의한 차동 토크는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\frac{\Delta T_{e,d}}{\Delta i_{d1}} = -\frac{\Delta LK_t i_{d10}}{Z_s} \left[\left(Z_d + Z_q \frac{i_{q10}^2}{i_{d10}^2} \right) \sin 2\theta_d + \frac{2\Delta L\omega_r R_s}{Z_s} \left(Z_d - Z_q \frac{i_{q10}^2}{i_{d10}^2} \right) \sin^2 \theta_d \right]. \quad (3.94)$$

위의 식에서 볼 수 있듯이 자기저항 동기전동기의 능동 댐핑 전류에 의한 출력 토크 변화는 사인 함수의 모양을 보이지 않고, 그 두 배 주파수의 특성을 보이게 되는데, 이는 자기저항 동기전동기가 가지는 자기저항 토크의 특징이라고 할 수 있다. 이를 그림으로 도시하면 그림 3.33과 같다. 이 역시 θ_d 가 0일 때를 기준으로 그 부호가 변하며, 그림 3.13에서 살펴본 안정 영역 내에서 그 부호가 양 혹은 음으로 유지되기 때문에 θ_d 가 0일 때를 기준으로 쉽게 제어가 가능하다.

자기저항 동기전동기의 능동 댐핑 전류에 의한 차동 토크가 가지는 한 가지

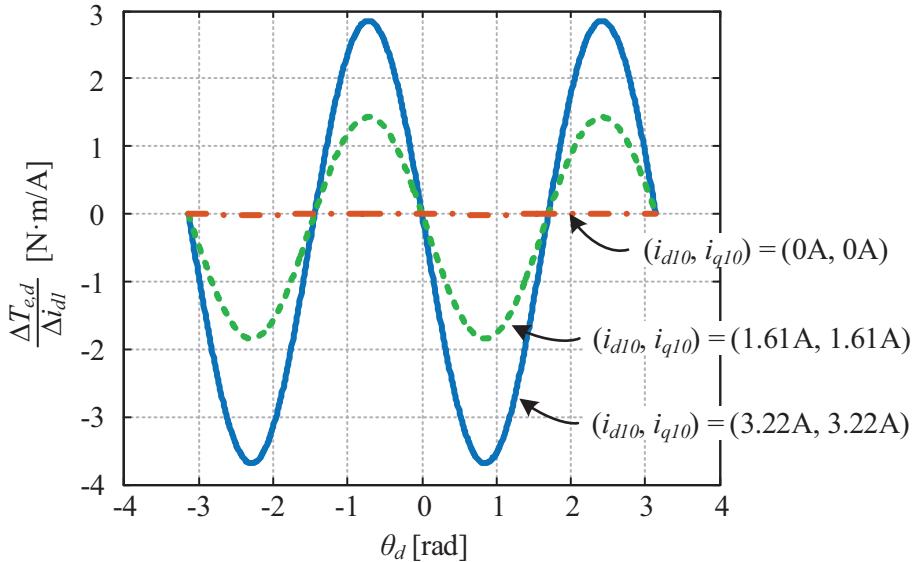


그림 3.33 뎁핑 전류에 따른 차동 토크 발생(자기저항 동기전동기)

특징은 정상 상태 전류의 크기가 클수록 능동 뎁핑 전류에 의하여 발생하는 토크의 크기가 커진다는 것인데 이는 (3.94)의 식 앞부분과 그림 3.33에서 확인할 수 있다. 이는 곧 두 전동기의 부하가 동시에 작은 경우에는 시스템의 안정성을 확보하기 어려워진다는 것을 의미한다. 즉, 같은 양의 뎁핑(B_{act})을 얻기 위해 보다 많은 전류가 투입되어야 한다. 따라서 자기저항 동기전동기의 경우 두 전동기의 토크가 모두 작을 때, 의도적으로 d 축 전류 혹은 q 축 전류를 주입하여 높은 정상상태 전류를 확보하는 제어가 필요할 수 있다.

3.4 제어기 설계

본 절에서는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템을 구동하기 위해 본 논문에서 제안된 제어기의 구조를 설명하도록 한다. 먼저 전체적

인 제어기 구조를 설명하고 난 뒤, 단위 전류당 최대 토크 운전 제어기와 능동 댐핑 제어기를 각각 설명하도록 한다.

3.4.1 전체 제어기의 구조

본 논문에서 제안하는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 제어 블록도는 그림 3.34와 같이 나타낼 수 있다. 그림 3.34에서 볼 수 있듯이 제어기는 크게 마스터 전동기 제어부와 슬레이브 전동기 제어부로 나눌 수 있다. 마스터 전동기 제어부는 마스터 전동기의 속도를 제어하며, 하위 제어기로 전류제어기를 포함하게 된다. 마스터 전동기 제어부는 마스터 전동기의 위치를 기반으로하는 동기좌표계 상에서 제어되게 되며, 전류 역시 마스터 전동기의 전류만을 제어한다. 이는 기존의 논문에서 평균 전류, 가중치를 가지는 전류 등을 평균 위치 등으로 제어하는 것과는 차이를 가진다. 특히, 슬레이브 전동기 제어부 없이 마스터 전동기 제어부만 고려하는 경우 기존의 단일 전동기 구동 시스템의 구조와 동일하기 때문에 기존의 제어 방법이나 알고리즘을 적용하는 것이 매우 용이하다. 일례로 그림 3.34에는 가장 일반적인 비례-적분(Proportional-Integral) 제어기를 이용하여 속도제어기와 전류제어기를 설계하였지만 실제 적용에는 다른 종류의 제어기를 사용하여도 무관하다.

기존의 단일 전동기 구동 시스템과 다른 점은 속도 제어기로부터 출력된 토크 지령을 전류 지령으로 환산하는 것이다. 기존의 단일 전동기 제어 시스템에서는 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하기 위해 d 축 전류 지령과 q 축 전류 지령을 모두 속도 제어기로부터의 토크 지령을 토대로 계산했던 반면, 제안된 병렬 전동기 구동 시스템에서는 슬레이브 전동기 제어부로부터 계산된 d

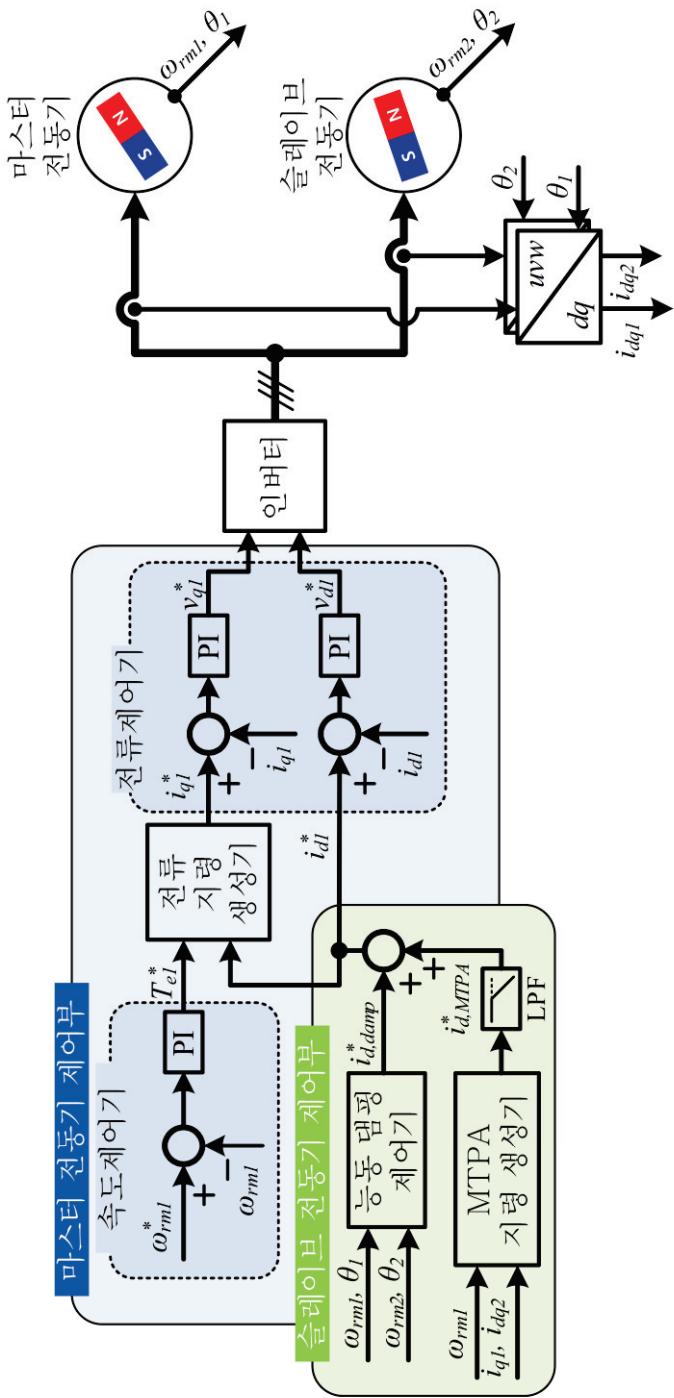


그림 3.34 전차의 제어 블록 다이어그램

축 전류 지령을 사용한다. 따라서 동일 토크 지령을 출력하는 것에 있어 전류 쌍에 대한 선택의 자유 없이 q 축 전류 지령이 결정되게 된다.

슬레이브 전동기 제어부는 크게 능동 댐핑 제어기와 MTPA 지령 생성기로 나누어 볼 수 있다. 각각의 제어기는 앞선 절에서 설명한 내용을 제어기로 꾸민 부분으로, 이어지는 항에서 두 제어기의 구조와 원리를 설명하도록 한다. 각 제어기는 모두 d 축 전류 지령을 생성하게 되는데, 능동 댐핑 제어기로부터는 능동 댐핑 전류 지령 $i_{d,damp}^*$ 가, MTPA 지령 생성기로부터는 단위 전류당 최대 토크 출력 전류 지령 $i_{d,MTPA}^*$ 가 출력되게 된다. 이때, 두 제어기로부터의 출력 전류 지령이 모두 d 축 전류를 대상으로 이루어지므로 두 제어기 사이에 간섭이 발생할 수 있게된다. 능동 댐핑 제어기는 빠른 반응과 높은 주파수 대역의 제어를 요구하고, 단위 전류당 최대 토크 운전은 정상 상태를 대상으로 빠른 반응 속도를 필요로 하지 않기 때문에 MTPA 지령 생성기의 출력에 저역 통과 필터(Low-pass filter)를 사용하여 제어기 사이의 간섭을 없앨 수 있다.

두 전류 지령의 합으로 d 축 전류 지령을 생성하고, 3.1.1항의 전동기별 토크 식을 이용하여 q 축 전류 지령을 생성한다. 이렇게 생성된 전류 지령을 전류 제어기를 통하여 제어한 뒤 생성되는 전압 지령을 인버터를 통해 출력하게 된다. 전류 지령을 만드는 데에는 크게 두 가지 방법이 사용될 수 있다. 첫번째는 그림 3.34에 표시된 바와 같이 $i_{d,damp}^*$ 와 $i_{d,MTPA}^*$ 를 더한 값을 바탕으로 q 축 전류 지령을 계산하는 방법이다. 두번째는 $i_{d,MTPA}^*$ 만을 토대로 q 축의 단위 전류당 최대 토크 전류 지령 $i_{q,MTPA}^*$ 을 계산 한 뒤, 3.3.2에서 다룬 동일 토크 곡선의 기울기를 통해 계산된 $i_{d,damp}^*$ 와 $i_{q,damp}^*$ 을 각 단위 전류당 최대 토크 전류 지령에 더해주는 방법이다. 능동 댐핑 전류의 크기가 작은 경우에는 두 방법 사

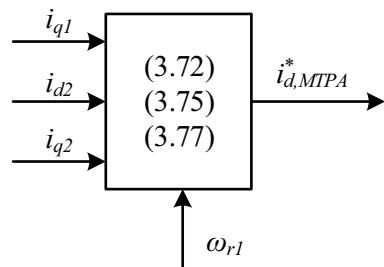


그림 3.35 MTPA 지령 생성기의 구조

이의 지령차이가 크지 않으나, 갑작스러운 부하 변화나 속도 변화에 의해 많은 양의 댐핑 전류가 필요하게 되는 경우, 두 방법에 의해 결정되는 전류 지령은 차이를 보이게 된다. 3.3절에서 전개한 분석을 바탕으로 할 때, 두 번째 방법이 조금 더 분석에 가깝지만, 위와 같은 경우에 있어 마스터 전동기의 토크가 제대로 출력되지 않을 수도 있다. 또한 첫 번째 방법을 사용하는 편이 연산량에 있어서도 유리하게 된다. 따라서 본 논문에서는 첫 번째 방법을 사용하여 전류 지령을 생성하였다.

3.4.2 MTPA 지령 생성기

그림 3.35는 본 논문에서 제안된 단위 전류당 최대 토크 전류 지령 생성기의 블록 다이어그램을 보여준다. 이는 앞서 계산된 단위 전류당 최대 토크 전류 지령 (3.72), (3.75), (3.77)을 마스터 전동기의 속도를 이용하여 계산한 결과이다. 위 수식들에서는 두 전동기의 속도를 동일하다고 가정하고 사용하였지만 실제적으로는 두 전동기의 속도가 항상 같을 수는 없기 때문에 마스터 전동기의 속도를 사용하였다. 물론 두 전동기의 평균 속도를 사용할 수도, 슬래

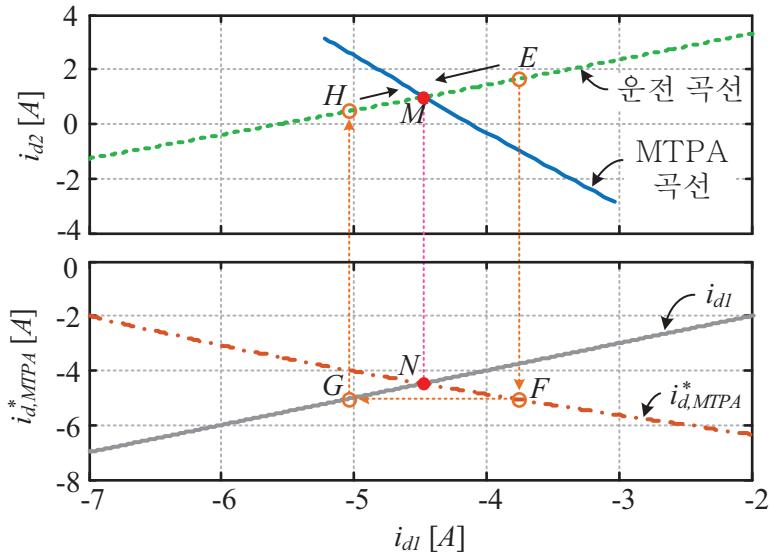


그림 3.36 MTPA 제어의 수렴 곡선

이브 전동기의 속도를 사용할 수도 있으나 마스터 전동기의 속도는 속도제어기를 통해서 비교적 안정적으로 제어되고 있기 때문에 마스터 전동기의 속도를 사용하여 안정적인 전류 지령 출력을 얻고자 하였다.

이처럼 얻어진 단위 전류당 최대 토크 지령 전류는 반복적 수렴(Iterative convergence)의 원리를 통해 수렴하게 되는데[95], 이는 그림 3.36을 통해 확인 할 수 있다. 그림 3.36은 본 논문에서 다루는 매입형 영구자석 동기전동기의 운전 곡선과 그에 따른 단위 전류당 최대 토크 운전 전류 지령, 그리고 MTPA 곡선을 나타낸다. 이때, 전동기의 속도는 4,000r/min, 마스터 전동기의 출력 토크는 4N·m, 슬레이브 전동기의 출력 토크는 2N·m이며, MTPA 곡선은 슬레이브 전동기의 출력 토크가 0N·m부터 4N·m까지 변할 때 마스터, 슬레이브 전동기의 최적 d 축 전류를 나타낸다. 먼저 그림 3.36의 운전 곡선은 두 전동기의 출

력 토크가 $4N\cdot m$, $2N\cdot m$ 일 때 시스템이 동작하는 전류 쌍을, q 축 전류를 제외하고 d 축 전류만 표시한 것이다. 그러면 이 때의 전류값을 바탕으로 그림 3.35의 MTPA 지령 생성기를 통해 얻은 단위 전류당 최대 토크 전류 지령이 $i_{d,MTPA}^*$ 가 된다.

예를 들어 전동기가 그림 3.36의 E 점에서 운전하고 있었다고 가정하자. 그러면 그 운전 상태의 전류를 통해 F 에 해당하는 단위 전류당 최대 토크 전류 지령을 얻을 수 있고, 이를 마스터 전동기의 전류 지령으로 사용하는 경우, 시스템의 동작점은 E 점에서 H 점을 향하여 움직이게 된다. 시스템의 동작점이 H 점을 향하여 움직임과 동시에 단위 전류당 최대 토크 전류 지령도 N 점을 향하여 변화하게 된다. 시스템의 동작점이 M 점에 도달하게 되면 단위 전류당 최대 토크 전류 지령도 N 점에 도달하게 되고, 시스템의 동작점과 단위 전류당 최대 토크 지령이 일치하게 되면 시스템이 안정화되게 된다.

이처럼 그림 3.35의 MTPA 지령 생성기는 반복적 수렴의 원리에 의해 안정된 형태를 띄게 된다. 더욱이 MTPA 지령 생성기에 추가된 저역 통과 필터에 의해 단위 전류당 최대 토크 알고리즘이 빠르지 않은 속도로 동작하게 되기 때문에 보다 높은 안정성을 얻을 수 있게 된다.

3.4.3 능동 댐핑 제어기

본 논문에서 제안하는 능동 댐핑 제어기의 구조는 그림 3.37과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 능동 댐핑 제어기는 $K_{p,damp}$ 라는 이득 값을 가지는 비례 제어기로 구성되어 있다. 비례 제어기는 두 전동기의 회전 속도 차이를 0으로 만들기 위한 제어를 수행하고, 출력 값으로 댐핑 토크 지령을 출력한다. 이처럼

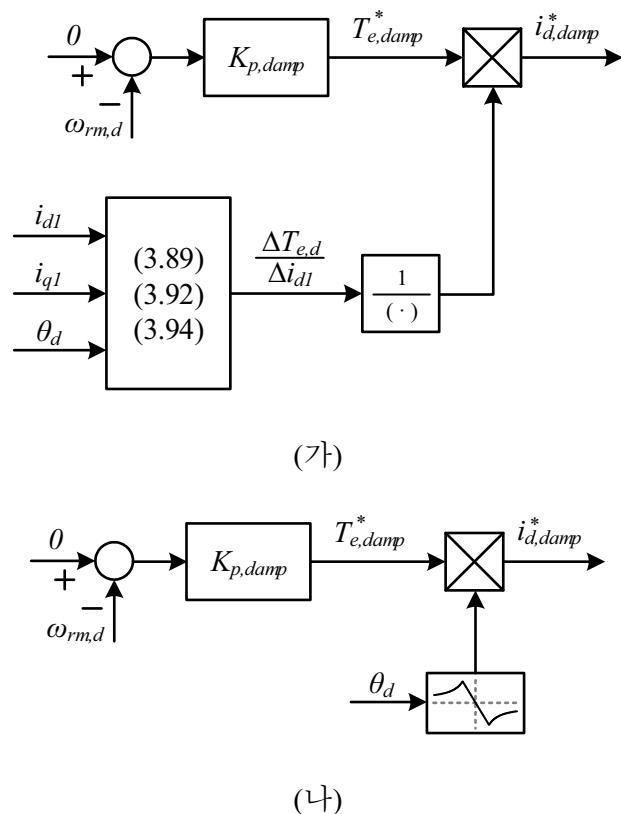


그림 3.37 능동 댐핑 제어기의 구조 (가) 이상적인 구조, (나) 간략화된 구조.

능동 댐핑 제어기가 적분 이득값 없이 비례 제어기만으로 구성되어있기 때문에 정상 상태에서 댐핑 토크 지령은 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 가 되고, 따라서 마스터 전동기의 d 축 전류 지령은 단위 전류당 최대 토크 지령만으로 구성되어 손실을 최소화하는 운전을 수행하게 된다.

3.3절에서 살펴본 바와 같이 능동 댐핑 제어는 마스터 전동기의 전류를 통해 수행하게 되고, 따라서 댐핑 토크 지령 $T_{e,damp}^*$ 을 전류 지령으로 바꾸는 과정이 필요하게 된다. 이는 마찬가지로 3.3절에서 전동기 별로 계산한 마스터

전동기의 미소 전류 변화에 대한 차동 토크의 변화 관계식을 이용하여 이루어 질 수 있다. (가)와 같이 제어기를 구성하는 경우, 마스터 전동기의 전류와 두 전동기의 위치 차이를 이용하면 정확하게 이득값을 계산할 수 있으며, 이의 역을 댐핑 토크 지령에 곱하여 d 축 댐핑 전류 지령을 얻을 수 있다. 하지만 θ_d 가 0 근처일 때 미소 전류 변화에 대한 차동 토크 이득값, $\Delta T_{e,d}/\Delta i_{dl} \approx 3.3$ 절에서 살펴본 바와 같이 0에 가까워지기 때문에 역을 계산하는 것이 불가능해진다. 또한 θ_d 의 부호가 바뀌는 경우, 미소 전류 변화에 대한 차동 토크 이득값, $\Delta T_{e,d}/\Delta i_{dl}$ 의 부호도 따라 바뀌게되어 댐핑 전류 지령의 부호가 갑자기 변화하게 된다. 이는 급격한 전류 제어기 오차를 발생시켜, 출력 전압이 크게 변하게 되어 제어에 큰 영향을 미치게 된다.

따라서, 그림 3.37의 (나)와 같은 수정된 제어기를 필요로 하게 된다. 그림 3.37의 (나)는 능동 댐핑 이득의 역을 간략화하는 함수와 이득을 제한하는 기능을 모두 포함하는 블록을 사용하여 제어기를 구성하였다. 이 때, 간략화된 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\Delta T_{e,d}}{\Delta i_{dl}} \cong -K_t \lambda_f \sin \theta_d, \quad (3.95)$$

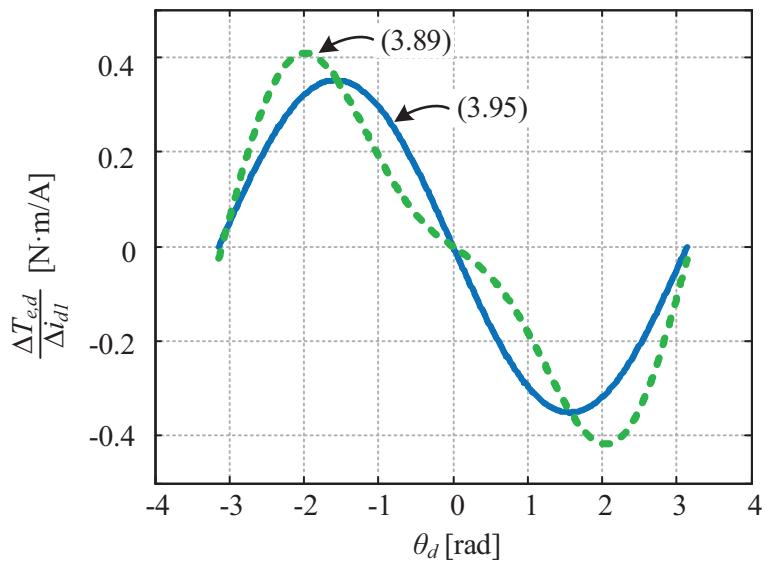
$$\frac{\Delta T_{e,d}}{\Delta i_{dl}} \cong -\frac{\Delta L K_t i_{d10} L_d}{L_q} \sin 2\theta_d. \quad (3.96)$$

이는 (3.89)와 (3.94)의 가장 지배적인 항들만을 고려한 것이며, 전동기의 회전속도가 충분히 높아서 저항에 의한 전압 강하가 무시할 수 있을 만큼 작다고 가정했을 때의 결과이다.

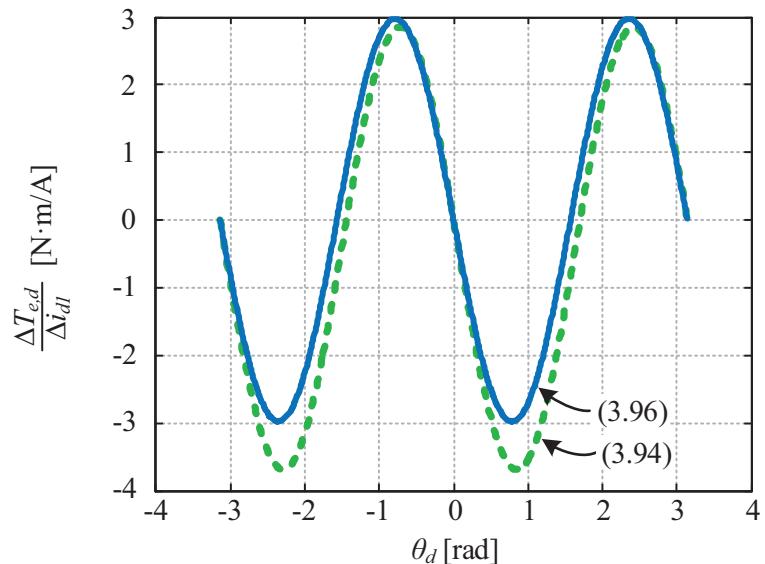
θ_d 가 0 근처일 때 제한하는 함수는 θ_d 에 대하여 선형적인 특성을 가지도록 설계하였는데, 이는 θ_d 가 0에 가까울 때 이득을 제한할 뿐만 아니라, θ_d 의 부호

가 바뀌더라도 전류 이득을 부드럽게 바꿀 수 있다는 특징을 가지고 있다. 이와 같이 능동 댐핑 이득을 구현하였을 때, 설계 상에서 고려하여야 할 부분은 이득을 선형적으로 제한하는 구간의 넓이이다. 이는 전동기의 제정수 변동이나 원하는 제어 성능에 따라 결정할 수 있다. 구간을 좁게 설정하는 경우, 능동 댐핑을 빠르게 수행하여 정상 상태 속도 차이의 맥동을 줄일 수 있으나, 많은 양의 능동 댐핑 전류가 주입되어 그로 인한 토크 맥동이 발생할 수 있다. 반대로 구간을 넓게 설정하는 경우, 전동기의 제정수 변동이나, 센서리스 제어를 수행하는 경우 발생하는 위치, 속도 등의 오차에 둔감해지지만 능동 댐핑 제어 성능이 저하되어 속도의 맥동이 커지게 된다.

마스터 전동기의 정상 상태 전류가 모두 0A일 때 본래 식과 간략화된 식을 사용했을 때의 미소 전류 변화에 따른 차동 토크 변화값은 그림 3.38과 같은 차이를 보인다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우 비교적 큰 차이를 보이지만 자기저항 전동기의 경우, 비교적 정확히 근사됨을 알 수 있다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우, (3.89)에서 자기저항 토크에 관한 부분을 모두 생략하였기 때문에 상당한 차이를 보이게 된다. 따라서 조금 더 정확한 이득 값을 사용하고 싶은 경우, (3.89)에서 두 배 주파수 성분과 사인 제곱 성분의 Δi_{dl} 에 대한 성분을 포함하면 좀 더 정확한 근사치를 얻을 수 있다. 하지만 $K_{p,damp}$ 를 충분히 크게 사용하면 정확한 이득 값을 사용하지 않더라도 시스템을 안정화 시킬 수 있기 때문에 연산량을 줄이는 것이 필요한 경우 간략화된 식을 사용하여도 무방하다.



(가)



(나)

그림 3.38 간략화된 미소 전류 변화에 따른 차동 토크 변화 (가) 매입형 영구 자석 동기전동기 (나) 자기저항 동기전동기

3.5 반대 부하 운전 분석

본 절에서는 단일 인버터를 이용하여 병렬 동기전동기를 구동함에 있어서 두 전동기의 전력 방향이 반대인 경우를 다루도록 한다. 이는 즉, 한 전동기는 부하 구동을, 다른 전동기는 발전을 하는 경우를 의미한다. 본 절에서는 이처럼 반대 부하 운전을 하는 경우 이를 응용할 수 있는 시스템에 대해서 살펴보고, 반대 부하 운전 시의 특성 및 제어상의 특징 등에 대해 살펴보도록 한다. 본 절에서는 편의상 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 해석을 진행한다.

3.5.1 반대 부하 운전의 응용 분야

본 논문에서 다루는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템에서 부하 토크의 방향이 꼭 같을 필요는 없다. 다시 말해 하나의 전동기는 발전을, 다른 하나의 전동기는 토크를 출력해도 무관하다. 즉, 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템은 전력을 전달하는 형식으로도 사용될 수 있다.

하이브리드 시스템은 이처럼 기계에너지를 전기에너지로 전환하여 다시 기계에너지로 전환하는 시스템의 대표적인 예이다. 하이브리드 시스템의 가장 큰 장점은 차량의 구동 효율을 상승시킬 수 있다는 것이다. 하이브리드 시스템이 높은 효율을 가지는데에는 크게 두 가지 정도의 이유가 있는데, 가장 큰 이유는 내연 기관을 효율이 높은 점에서 구동할 수 있다는 것이다. 이는 가솔린을 사용하는 내연 기관의 효율이 그림 3.39와 같이 속도와 출력 토크에 따라 다르기 때문이다. 그림 3.39의 가로축은 피스톤의 속도, 즉 엔진 속도와 비

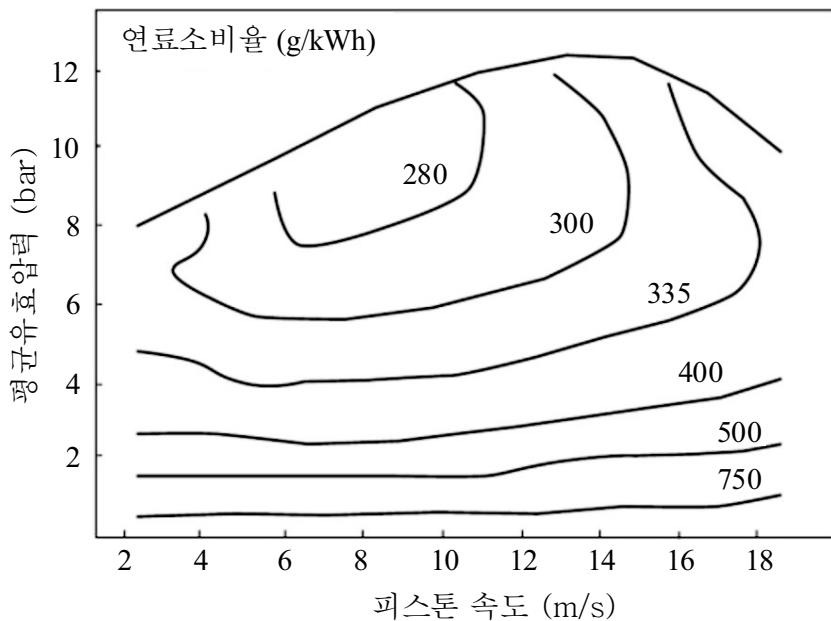


그림 3.39 능동 댐핑 제어기의 구조

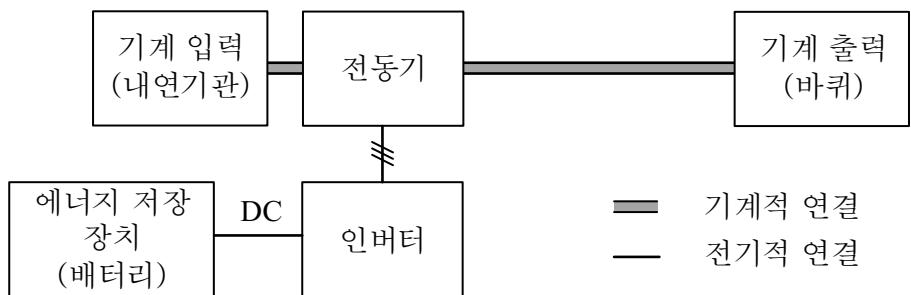
례하고, 세로축은 평균유효압력으로 출력 토크에 비례한다. 이때, 평면상에 표시된 값은 연료소비율(Brake specific fuel consumption)로 1kWh의 에너지를 만드는데 소비되는 연료량을 뜻한다. 그림에서 볼 수 있듯이 내연 기관의 출력 토크가 클수록 효율이 높은 것을 알 수 있으며, 토크가 낮은 부분에 비해 효율이 2배 이상 높은 것을 확인할 수 있다. 따라서 요구되는 토크 값이 낮을 때, 전동기를 이용해 동력을 에너지로 저장하면 엔진을 보다 높은 효율로 구동할 수 있게 된다. 다른 이유 중에 하나는 차량의 제동 시 가지고 있던 운동에너지를 전기에너지로 회수한다는 점이다. 브레이크를 통해 마찰로 사라지던 에너지를 회수하여 배터리에 저장하기 때문에 효율이 상승하게 된다.

하이브리드 시스템은 크게 직렬 하이브리드, 병렬 하이브리드, 그리고 직·병

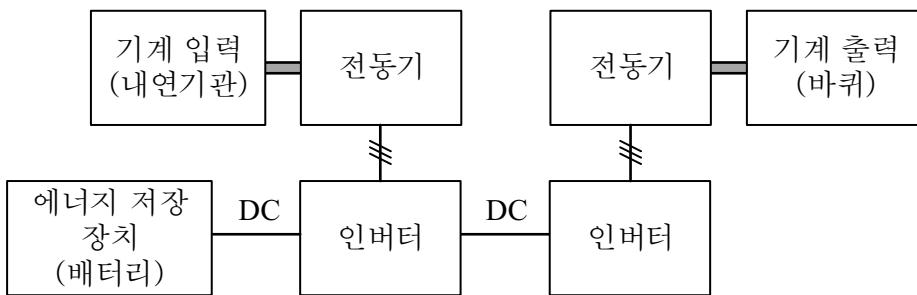
렬 하이브리드로 구분되며, 이는 그림 3.40과 같이 나타낼 수 있다. 변속기나 클러치, 발전기, 충전기 등의 요소는 생략하였다.

병렬 하이브리드는 가장 기본적인 하이브리드의 형태 중 하나로, 주된 동력을 기계적인 축을 통해서 전달하게 된다. 이때, 전동기는 축에 연결되어 토크를 보조하거나 토크를 회생하는 등의 역할을 수행하게된다. 인버터에 연결된 배터리는 전동기로부터 에너지를 전달받아 충전하게 되며 전동기가 전력을 공급 또는 전달받을 수 있도록 해준다. 이와 같은 병렬 하이브리드 시스템은 기계 입력부와 출력부, 전동기가 같은 기계 시스템에 연결되어 있으므로, 변속기나 클러치 등의 장치가 없는 경우 같은 속도로 회전하게 된다. 때문에 내연기관은 토크에의 자유도만을 가지게 된다. 하지만 그림 3.39에 나타난 바와 같이 내연기관의 효율이 회전 속도 보다는 출력 토크에 크게 관련이 있기 때문에 병렬 하이브리드 시스템을 통해 효율을 높이는 것이 가능하다.

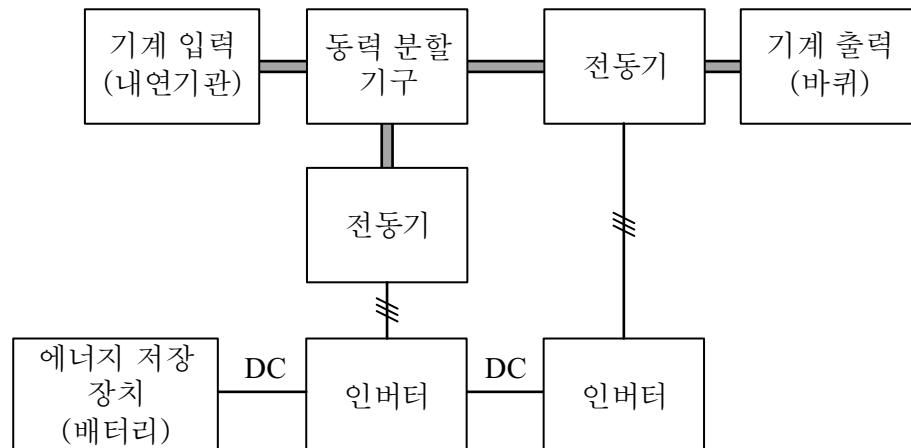
직렬 하이브리드는 내연기관의 출력을 모두 전기에너지로 전환하고, 필요한 동력을 다른 전동기를 통해 만들어낸다. 이와 같은 구조는 내연기관의 운전 지점을 선택하는 데에 있어서 속도와 토크 모두에 자유도를 줄 수 있기 때문에 내연기관을 최대의 효율로 구동하는 것이 가능해진다. 또한 기계 축과 같은 강체를 통해 전달되던 동력이 전기에너지로 전달되기 때문에 시스템을 구성하는데 있어서 편리함을 얻을 수 있다. 하지만 두 개의 전동기를 사용해야하기 때문에 무게가 크게 증가하게되고, 그에 따라 가격도 증가하게 된다는 단점을 가지고 있다. 더군다나 이때 사용해야하는 전동기와 인버터는 내연기관의 출력과 차량의 출력을 모두 감당할 수 있어야하므로 그 크기가 매우 커지게 된다.



(가)



(나)



(다)

그림 3.40 하이브리드 자동차의 동력부 구조 (가) 병렬 하이브리드 (나) 직렬 하이브리드 (다) 직·병렬 하이브리드

직·병렬 하이브리드 시스템은 동력 분할 기구(Power split unit)를 이용하여 내연 기관과 출력부의 속도를 달리한다. 때문에 내연 기관을 효율적으로 구동하는 동시에 출력도 자유롭게 조절이 가능하다. 이때, 동력 분할 기구로는 유성 기어(Planetary gear)가 주로 사용된다. 또한 직·병렬 하이브리드 시스템의 전동기와 인버터는 내연 기관과 출력 사이의 동력만을 다루기 때문에 그 크기가 보다 작게 된다. 하지만 동력 분할 기구가 복잡하여 가격이 비싸고, 내구성이 떨어진다는 단점을 가지게 된다.

본 논문에서 제안하는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템을 이용하면 그림 3.41과 같은 직렬 하이브리드 구조를 구성하는 것이 가능하다. 그림 3.41과 같은 구조는 직렬 하이브리드 구조에서 두 개의 인버터를 이용하여 구동하던 전동기들을 하나의 인버터로 구동하는 구조이다. 기계적으로 두 개의 전동기를 사용하며, 기계 축으로 전달하던 동력을 전기에너지를 이용하여 전달한다는 면에서 직렬 하이브리드 구조와 공통점을 가진다. 하지만 두 전동기의 속도가 동일해야하기 때문에 내연 기관에 토크의 자유도만 주어지고, 사용되는 하나의 인버터는 토크 보조만 수행한다는 점은 병렬 하이브리드 구조와 유사한 특성을 가지게 된다.

단일 인버터를 이용한 직렬 하이브리드 구조의 또 다른 특징 중 하나는 인버터의 전류 용량을 절감할 수 있다는 것이다. 두 전동기의 토크 출력의 방향이 일치하는 경우, 인버터는 두 전동기의 출력 전력을 모두 감당해야하기 때문에 하나의 전동기를 구동할 때에 비해 두 배의 전류 용량을 가져야했다. 하지만 두 전동기의 토크 방향이 다른 경우, 대부분의 전류는 전동기에서 전동기로 흐르게되며, 따라서 인버터에 흐르는 전류의 크기는 기존에 하나의 전동

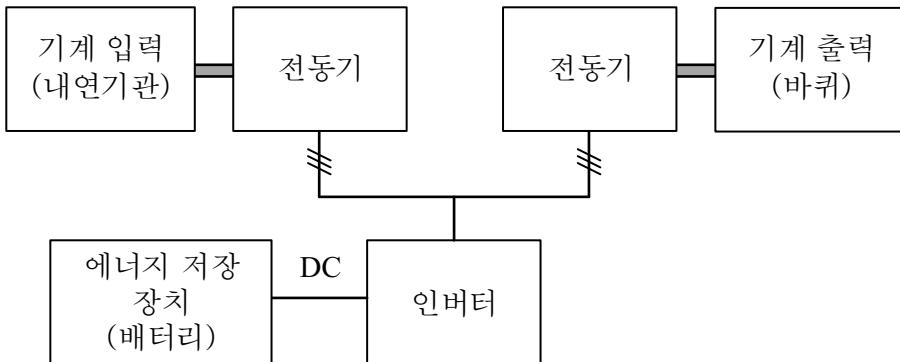


그림 3.41 단일 인버터를 이용한 직렬 하이브리드 구조

기를 구동하는 경우보다 작아지게 된다. 이에 대한 자세한 분석은 이어지는 항에서 다루도록 한다.

이와 같은 구조에서 인버터의 역할은 입출력 토크 조절, 전동기가 효율적인 운전점에서 구동되도록 전류를 조절하는 것, 그리고 시스템이 안정적으로 구동하도록 능동 댐핑을 수행하는 것이다. 인버터가 사용되지 않고 두 전동기가 바로 연결되는 경우, 출력 전동기는 내연 기관 쪽 전동기의 회전에 의해 발생되는 전압에 의해 오픈 루프의 형태로 동작하게 되며, 전동기가 동기전동기인 경우, 3.1절에서 분석한 바와 같이 불안정성을 가지게 된다. 또한 두 전동기 모두 효율적인 점에서 운전할 수 없게 되고, 내연 기관이 출력 자유도를 가지지 못하기 때문에 하이브리드 시스템으로서의 유용성이 사라진다고 할 수 있다.

3.5.2 반대 부하 운전의 제어

그림 3.41과 같은 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 반대 부하 운전 시의 제어는 그림 3.34와 같이 수행할 수 있다.

그림 3.34는 속도 제어기를 최상위 제어기로 설정하고 있지만 속도 제어기 를 사용하지 않고 속도 제어 대신 토크 지령을 받아 제어를 수행하면 토크 제어를 수행할 수 있다. 이를 블록다이어그램으로 표시하면 그림 3.42와 같다. 이때, 동력을 생산하는 전동기를 마스터 전동기로 설정하고, 내연 기관에 연결 된 전동기를 슬레이브 전동기로 설정하였다. 이는 3.1.4항에서 살펴본 바와 같이 슬레이브 전동기가 음의 방향의 토크 출력 능력이 양의 방향보다 더 높으 며, 3.1.3항에서 살펴본 바와 같이 슬레이브 전동기의 토크가 마스터 전동기의 토크보다 작을 때 $K_t(\theta_{d0}) < 0$ 보다 작은 구간이 보다 넓어져 시스템의 안정성이 좀 더 높아지기 때문이다.

내연 기관에 연결된 전동기의 토크는 내연 기관에 의해 결정되게 되는데 내연 기관 및 전동기 시스템의 효율을 최대로 할 수 있는 지점을 선택하여 운전 효율을 높이는 제어를 수행하여야 한다. 이는 배터리의 충전 상태(State of Charge, SOC), 내연 기관의 속도, 토크 출력, 그리고 내연 기관의 효율 맵을 토대로 수행되게 된다. 기존의 직렬 하이브리드 시스템에서는 두 전동기가 독립 적으로 구동되기 때문에 토크 출력과 내연 기관의 운전이 큰 상관 관계를 가지지 않지만 제안된 단일 인버터를 이용한 직렬 하이브리드 시스템에서는 두 전동기의 토크 출력에 따라 전동기 구동 효율도 달라지기 때문에 이를 고려할 필요가 있다. 이는 이어지는 절에서 좀 더 자세히 다루기로 한다.

제안된 시스템과 같이 두 전동기의 출력 토크 방향이 반대인 경우, 두 전동기는 큰 위치 차이를 가지고 동작하게 된다. 즉, θ_d 가 상당히 큰 값을 가지게 된다. 때문에 3.3절에서 분석한 바와 같이 능동 댐핑에서 θ_d 가 0근처일 때 발생하던 제어 불능 영역에 대한 문제가 발생하지 않게 된다. 때문에 항상 안정

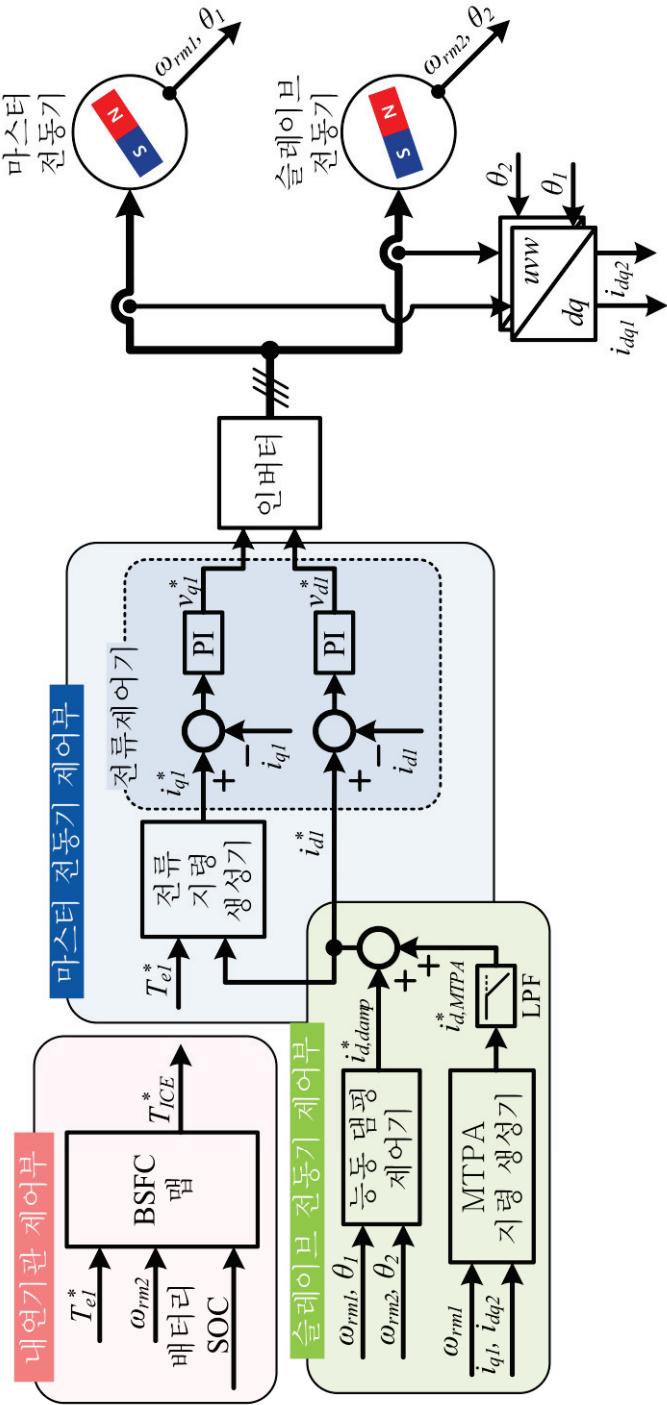


그림 3.42 단일 인버터를 이용한 직렬 하이브리드 시스템의 제어 бл록 다이어그램

적인 능동 댐핑 이득을 확보할 수 있으며 따라서 보다 안정적으로 시스템을 구동할 수 있게 된다.

3.5.3 반대 부하 운전의 단위 전류당 최대 토크 운전

본 항에서는 반대 부하를 가지는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 시스템의 단위 전류당 최대 토크 운전의 특성에 대해서 살펴보도록 한다. 편의상 분석은 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 진행하도록 한다.

기본적으로 두 전동기가 반대 부하를 가지더라도 두 전동기 사이의 관계식은 동일하게 유지되기 때문에 단위 전류당 최대 토크 운전 관계식은 (3.68)로 동일하다. 따라서, (3.72)의 관계식을 통해 동일하게 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행할 수 있다. 이를 그림으로 도시하면 그림 3.43과 같다. 이때, 전동기의 속도는 정격 속도인 $4,000\text{r/min}$ 이다. 그림 3.43의 (가)는 마스터 전동기가 동력을 출력할 때의 경우이고, (나)는 동력을 회생하는 경우이다.

그림에서 볼 수 있듯이 마스터 전동기와 슬레이브 전동기는 두 전동기의 토크가 같아지는 A, D 점에서 최대 토크 특성을 가지며 두 전동기가 모두 단일 전동기의 MTPA 곡선 위에서 동작하게 된다. 하지만 그림을 살펴보면 두 전동기의 부하 방향이 다른 B, C 점에서도 두 전동기가 모두 단일 전동기의 MTPA 곡선 위에서 동작하는 것을 확인할 수 있다. 두 전동기의 부하 방향이 동일한 경우에 부하 크기에 차이가 발생할수록 전동기에 d 축 전류가 주입되어 효율이 감소되지만, 부하의 방향이 다른 경우, 필요한 d 축 전류의 주입량이 줄어들게 되면서 효율이 다시 증가하게 되는 것이다. 따라서 두 전동기의 부하 방향이 다르더라도 충분히 효율적인 운전이 가능해진다. 이때, 추가적인 d 축 전류가

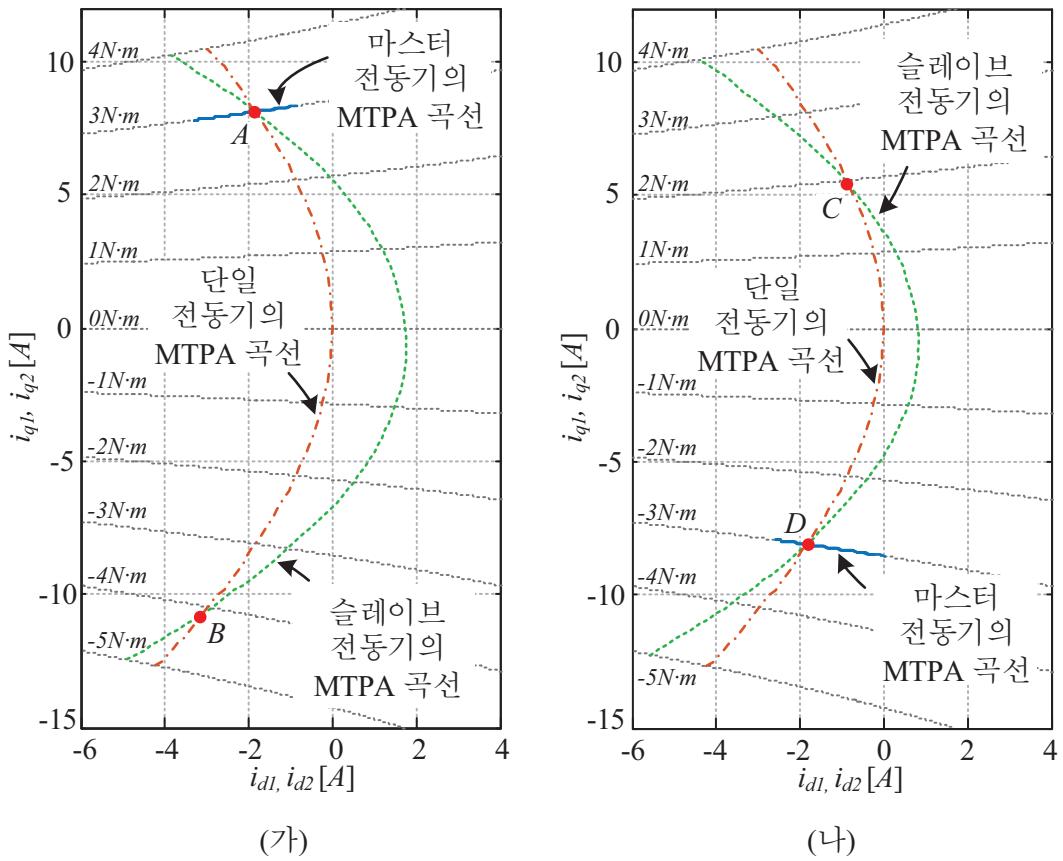


그림 3.43 병렬 연결된 매입형 영구자석 동기전동기의 확장된 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선 (가) $T_{el}=3N\cdot m$. (나) $T_{el}=-3N\cdot m$.

최대로 주입되는 때는 슬레이브 전동기의 토크가 $0N\cdot m$ 일 때가 아니라 그보다 작은 토크가 주입될 때인데, 이는 전동기를 구동하는데 필요한 전압의 특징에 기인한다.

단일 전동기의 단위 전류당 최대 토크 곡선 위에서 전동기를 구동할 때 필요한 전압은 정격 속도일 때, 그림 3.44와 같이 나타낼 수 있다. 그림 3.44에서 볼 수 있듯이 전동기를 구동하는데 필요한 전압은 토크에 선형적이지 않고 2

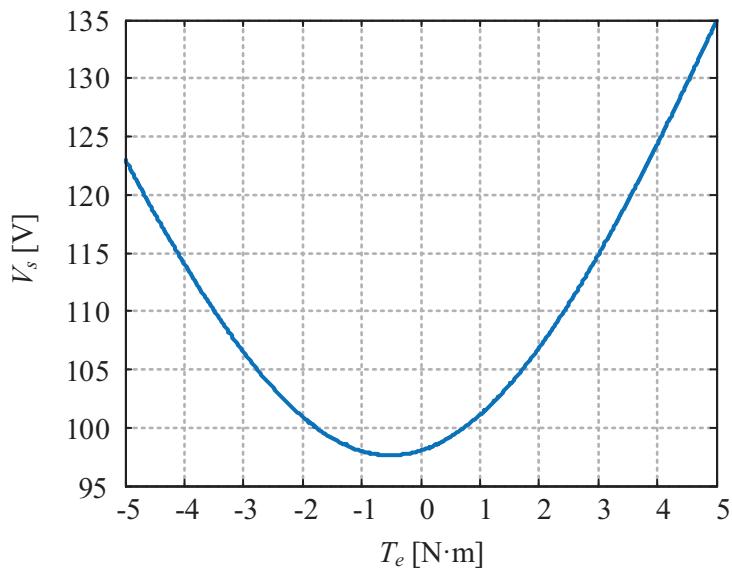


그림 3.44 단일 전동기 구동에 필요한 전압

차 함수와 비슷한 형태를 띠게 된다. 병렬 전동기 구동 시스템에서 인버터에서 출력되는 전압의 크기는 하나인데, 하나의 전압에 해당하는 전동기 토크는 2개 이므로 두 지점에서 최대의 효율을 보이게 되는 것이다. 두 전동기의 토크가 다른 경우 두 전동기에 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하기 위한 전압을 공급할 수 없어 한 전동기에는 양의 d 축 전류가, 한 전동기에는 음의 d 축 전류가 주입되게 된다. 이때, 그림 3.44의 변곡점에서 하나의 전동기가 구동될 경우, 필요 전압 차이가 최대가 되어 가장 많은 d 축 전류가 필요하게 되는 것이다.

이처럼 $0N \cdot m$ 보다 조금 낮은 지점에서 최저 전압점이 발생하는 것은 전동기의 상 저항에 의한 현상으로 전동기의 속도가 충분히 높아 저항에 의한 전압강하를 무시할 수 있거나, 상 저항의 값이 0에 가까운 경우, 최저 전압점은

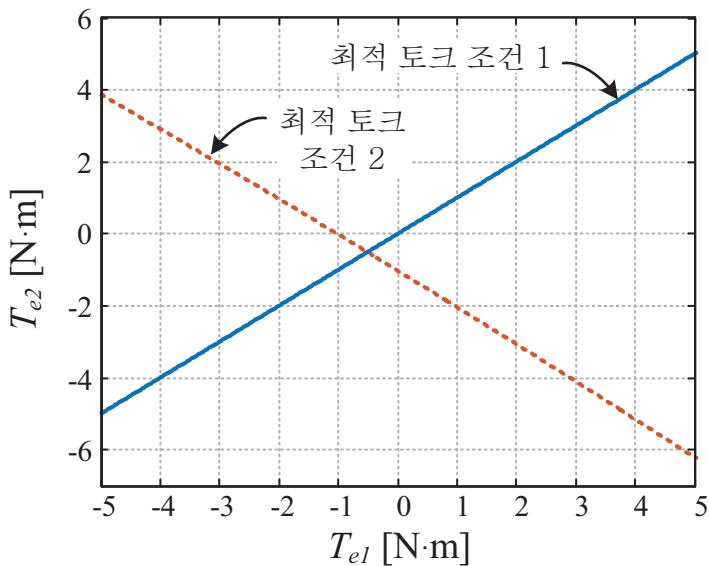


그림 3.45 단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템의 최적 토크 조건

$0\text{N}\cdot\text{m}$ 일 때가 된다.

위의 분석 결과를 바탕으로 단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템의 최대 효율 운전 지점을 나타내면 그림 3.45와 같다. 이때, 그림의 최적 토크 조건 1은 두 전동기의 토크가 같은 경우이며, 최적 토크 조건 2는 두 전동기의 출력 토크가 다른 경우이다. 두 조건 하에서 두 전동기는 하나의 인버터에 의해서 구동되지만 각각의 인버터에 의해서 구동될 때처럼 전동기 고유의 단위 전류당 최대 토크 곡선 위에서 구동되게 된다. 또한 추가적으로 주입되는 d 축 전류 및 q 축 전류의 크기가 두 조건으로부터 멀어질수록 커지므로 입력이나 출력 토크를 조절한다면 효율적인 운전이 가능함을 알 수 있다.

두 전동기의 부하가 반대일 때, 운전의 또 다른 장점 중 하나는 인버터 전류의 크기가 감소한다는 점이다. 따라서 인버터의 전류 용량을 줄여 설계할

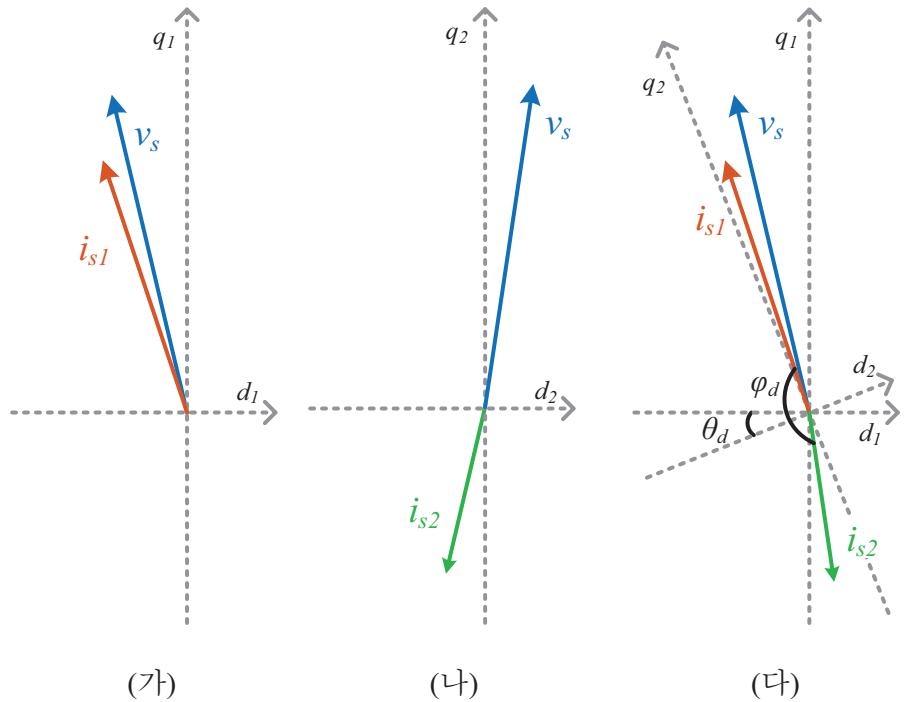


그림 3.46 전동기 부하 방향에 따른 벡터 다이어그램 (가) 마스터 전동기, (나) 슬레이브 전동기, (다) 위상차를 포함한 벡터 다이어그램.

수 있으며, 인버터에서 발생하는 손실도 줄어들게된다. 이는 두 전동기의 전압과 전류가 이루는 각이 서로 틀어지기 때문인데, 이를 그림으로 나타내면 그림 3.46과 같다. (가)와 (나)에서 볼 수 있듯이 고속 영역에서 대부분의 전압은 역기전력을 보상하는데 사용되기 때문에 부하의 방향이 다르더라도 전압은 대부분 전동기의 q 축으로부터 크게 벗어나지 않게 된다. 하지만 전류의 경우 그 위상이 크게 바뀌기 때문에 (다)와 같이 두 전동기의 전압을 동일하게 위치시켜 표시하게되면 전류의 위상차가 크게 발생하는 것을 확인할 수 있다. 그림 3.46은 시스템이 정격 속도인 4,000r/min으로 동작하고, 마스터 전동기의 부하

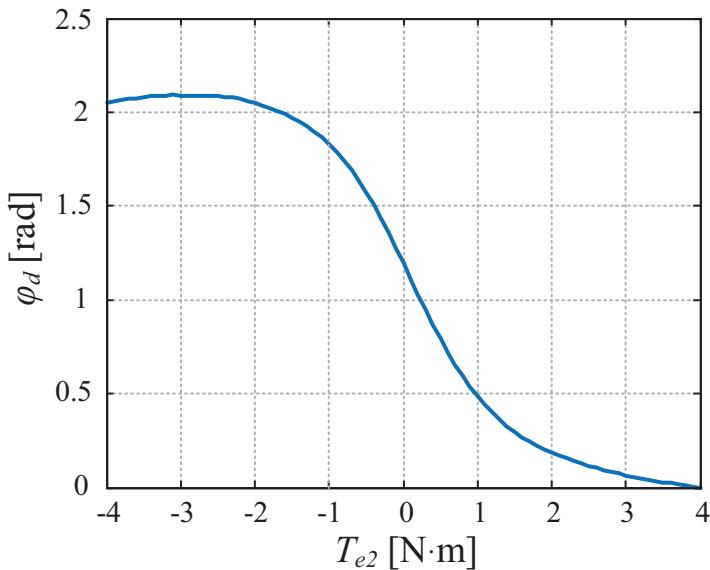


그림 3.47 슬레이브 전동기의 토크에 따른 역률각 차이

가 $4N \cdot m$ 일 때, 슬레이브 전동기의 출력 토크에 따른 두 전동기의 역률각 차이(ϕ_d)를 나타낸다. 이때, 시스템은 슬레이브 전동기의 부하에 따라 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하였고다. 두 전동기는 전압을 공유하므로, 역률각 차이는 인버터에서 바라보는 두 전동기의 전류각 차이와 같다. 그림 3.46에서 볼 수 있듯이 두 전동기 사이의 전류는 출력 토크 방향이 같은 경우 0에 가까우므로 인버터의 전류는 중첩되어 크게 보이게 된다. 하지만 두 전동기의 부하 방향이 다른 경우, 두 전류에 위상 차이가 발생하여 인버터에서 출력되는 전류의 크기는 작아지게 된다.

두 전동기 전류 사이의 위상 외에 전동기 전류의 크기까지 고려하여 인버터 전류 크기를 도시하면 그림 3.48과 같다. 이 경우에도 마찬가지로 전동기의 속도는 $4,000r/min^\circ$ 이고, 두 전동기의 토크를 고려한 단위 전류당 최대 토크 운전

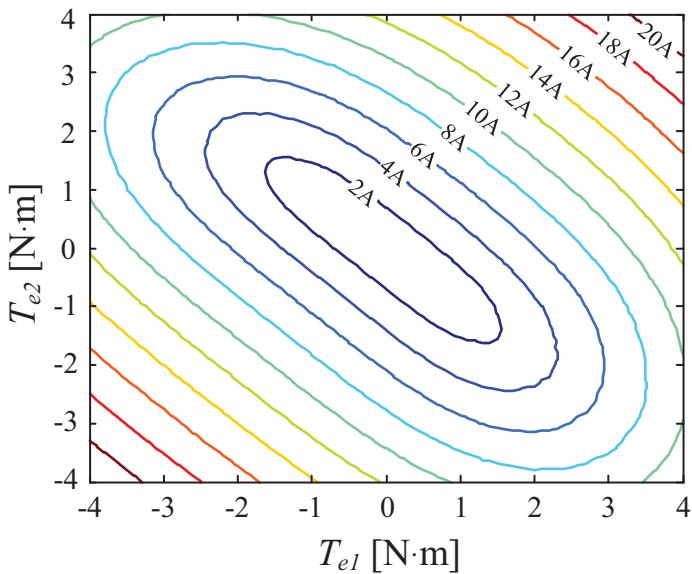


그림 3.48 전동기 토크 출력에 따른 인버터 피크 전류 크기

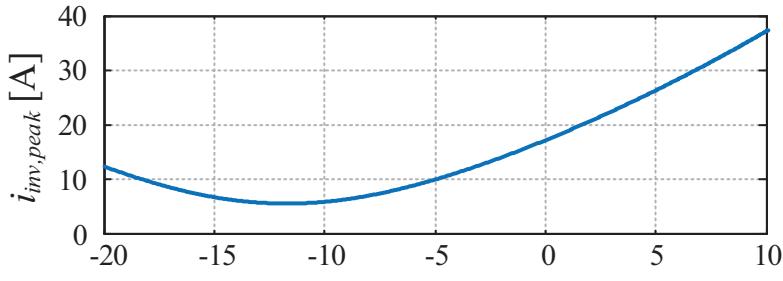
이 수행되었다. 그림에서 볼 수 있듯이 두 전동기의 출력 토크 방향이 다른 경우 인버터의 전류가 상대적으로 작은 것을 확인할 수 있다. 하나의 예로 두 전동기의 출력 토크가 모두 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 인 경우, 인버터 피크 전류 크기는 21.8A 이지만, $4\text{N}\cdot\text{m}$ 과 $-4\text{N}\cdot\text{m}$ 인 경우 인버터 전류는 이의 52.2% 인 11.37A 가 된다. 단일 전동기를 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 로 구동할 때 필요한 전류가 10.9A 임을 생각해볼 때, 약 4% 의 인버터 전류 용량을 상승시켜 전동기를 하나 더 구동할 수 있게 되는 셈이다.

흥미로운 점은 전동기의 전류를 최소화하는 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행할 때 인버터 전류가 최소가 되는 것이 아니라는 점이다. 그림 3.49은 마스터 전동기의 출력 토크가 $4\text{N}\cdot\text{m}$, 슬레이브 전동기의 출력 토크가 $-4\text{N}\cdot\text{m}$ 일 때, 마스터 전동기의 전류에 따른 인버터 피크 전류 값, 전동기 전류 제곱합의 제곱근 값, 그리고 전동기 사이의 역률각 차이를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있

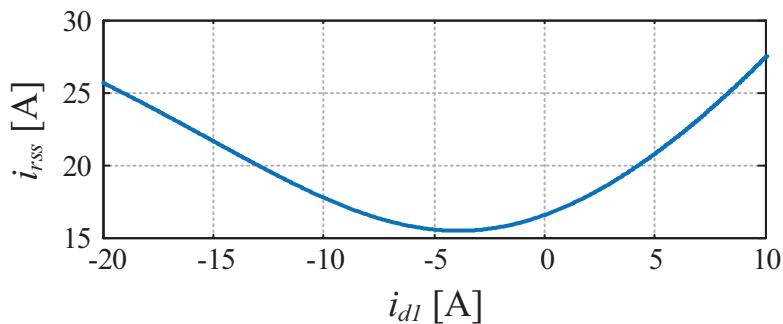
듯이 전동기 전류 제곱합의 제곱근이 최소가 되는 지점, 다시 말해 단위 전류당 최대 토크 운전이 수행되는 지점과 인버터 전류가 최소가 되는 지점이 다른 것을 확인할 수 있다. 이는 전동기의 전류가 조금 크더라도 전동기 전류 사이의 위상 차이가 클 때 인버터 전류가 더 줄어들기 때문이다. 그림 3.49과 같은 조건에서 인버터 전류 피크의 최소값은 5.52A로, 이는 단일 전동기 구동에 필요한 전류의 절반 정도에 해당하는 값이다. 다만 이렇게 전동기를 구동하는 경우, 인버터 손실은 절감할 수 있지만 전동기 전류가 커져 동손이 커지는 문제가 발생하게 된다. 따라서 전동기 부하의 방향이 다른 경우, 동손 뿐만 아니라 인버터 손실도 고려하면 좀 더 효율적인 운전이 가능하다는 것을 알 수 있다. 하지만 인버터 전류를 계산하는 것은 매우 어려운 일이므로 3.2절에서 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘을 사용하는 것이 아닌 별도의 참조표를 사용하는 등의 방법을 사용하여야 한다.

두 전동기의 부하 방향이 동일한 경우에도 이처럼 인버터 전류가 최소가 되는 지점과 전동기 전류가 최소가 되는 지점은 차이를 가지게 된다. 그림 3.50은 마스터 전동기의 출력 토크가 $4\text{N}\cdot\text{m}$, 슬레이브 전동기의 출력 토크가 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 일 때, 마스터 전동기의 전류에 따른 인버터 피크 전류 값, 전동기 전류 제곱합의 제곱근 값, 그리고 전동기 사이의 역률각 차이를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하의 방향이 동일한 경우에도 인버터 전류가 최소가 되는 지점과 전동기 전류가 최소가 되는 지점이 같지 않음을 알 수 있다. 그림 3.50의 운전 조건의 경우, 인버터 전류가 최소가 될 때의 인버터 전류 피크 값은 12.15A, 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행할 때의 인버터 전류는 12.51A로 약 0.36A의 차이를 보인다. 하지만 이 차이는 부하 방향이 다를 때에 비해 작기 때문

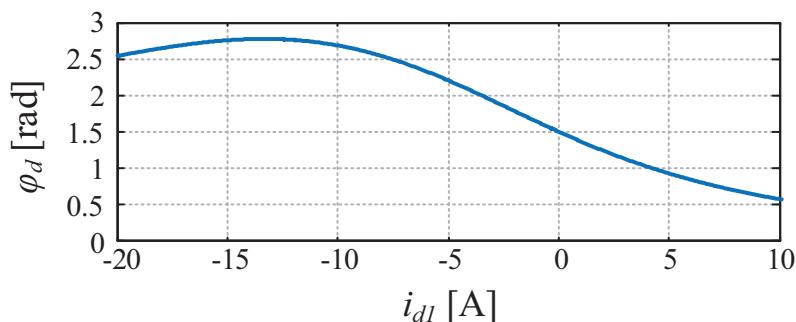
에 부하의 방향이 동일할 때 인버터 전류가 줄어드는 효과는 미미하다고 할 수 있다. 하지만 이 경우에도 마찬가지로 운전 지점을 단위 전류당 최대 토크 운전 지점에서 조금 이동하게 되면 인버터 손실의 감소로 인해 효율이 증가하는 지점이 있을 수 있으므로, 이에 대한 추가적인 연구가 필요하다.



(가)

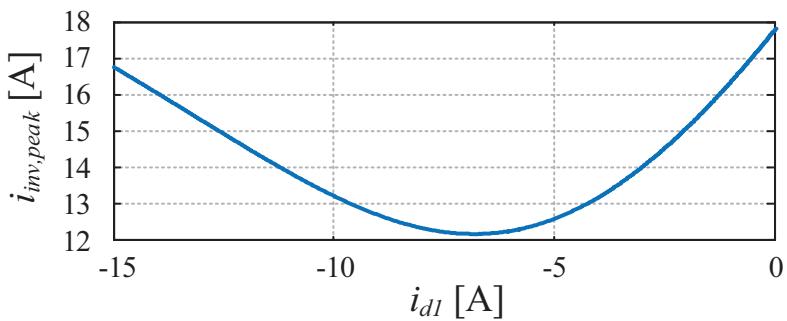


(나)

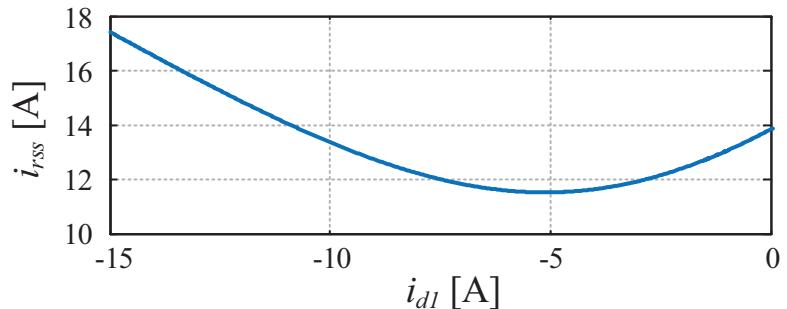


(다)

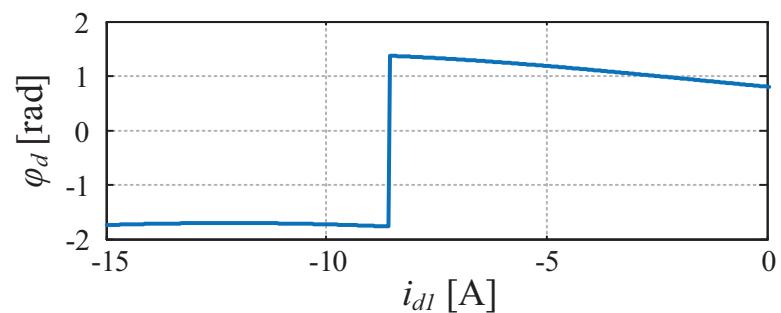
그림 3.49 마스터 전동기 전류에 따른 운전 지점 변화(반대 부하 방향) (가) 인버터 퍼크 전류, (나) 전동기 전류 제곱합의 제곱근, (다) 전동기 역률각 차이.



(가)



(나)



(다)

그림 3.50 마스터 전동기 전류에 따른 운전 지점 변화(동일 부하 방향) (가) 인버터 퍼크 전류, (나) 전동기 전류 제곱합의 제곱근, (다) 전동기 역률각 차이.

3.6 제정수 변동에 의한 영향 분석

본 절에서는 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기의 구동에서 제정수의 변동에 의한 영향을 살펴보도록 한다. 본 절에서는 먼저 제정수 변동의 원인 및 영향을 살펴보고, 본 논문에서 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전과 능동 램프 제어에의 영향을 살펴보도록 한다.

3.6.1 제정수 변동의 원인 분석

전동기의 제정수 변동은 특유의 비선형성 때문에 고려하기 무척 어렵지만 실제적으로 발생할 뿐만 아니라, 전동기의 특성 및 제어, 성능에 영향을 미치기 때문에 고려되어야 한다. 본 항에서는 전동기에서 발생하는 제정수 변동의 원인을 살펴보도록 한다.

(가) 고정자 권선 저항의 변화

고정자 권선은 통상 구리로 이루어져 있으며, 가격을 절감하고자하는 분야에서는 알루미늄을 이용하기도 한다. 이러한 도체는 온도의 변화에 따라 저항이 달라지는 특성을 가지고 있는데, 이는 온도 상승에 따라 결정을 이루는 원자들의 운동이 활발해져 도체 내 결함이 증가하거나, 원자의 진동 운동이 활발해져 전자의 이동을 방해하기 때문이다. 온도에 의해 변화하는 권선의 저항을 수식으로 표현하면 (3.97)과 같다.

$$R = R_0 [1 + \alpha_r (T - T_0)]. \quad (3.97)$$

이때, R_0 과 T_0 는 기준 온도에서의 저항과 온도이며, R 은 온도 T 에서의 저항 값이다. 그리고, α_r 은 온도 저항 계수로써 물질의 고유한 특성이다. α_r 은 고정된

값이 아니라 온도에 따라 변화하지만 근사적으로 구리의 경우 $0.004\Omega/\text{C}$, 알루미늄의 경우 $0.0043\Omega/\text{C}$ 정도의 값을 갖게 된다.

온도 외에도 저항은 권선에 흐르는 전류의 주파수에도 영향을 받으며 이를 표피 효과(Skin effect)라 부른다. 표피 효과는 주파수가 높을수록 전자가 권선의 내부가 아니라 표면 가까이에 흐르게 되어 권선의 유효 면적이 줄어드는 효과를 말하며, 따라서 권선의 저항이 증가하는 현상을 가리킨다. 이러한 현상을 줄이기 위해 일반적으로 병렬의 가닥으로 이루어진 권선을 사용하며, 이 경우 표피 효과는 무시할만한 수준이 된다.

(나)인덕턴스 변화

동기 인덕턴스는 전동기의 고정자에 흐르는 전류에 따라 변하게 되는데, 전류가 많이 흐를수록 자속이 포화되어 인덕턴스는 감소하는 경향을 보이게 된다. 이때, d 축과 q 축 인덕턴스는 전류에 대해 약간은 다른 반응을 보이게 된다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우 d 축 인덕턴스는 영구자석에 의한 자기 저항이 크기 때문에 포화에 의한 영향이 인덕턴스에 미치는 영향이 작은 반면, q 축 인덕턴스의 경우 전류에 의한 포화가 크게 나타나게 되고, 이는 큰 인덕턴스의 변화로 나타나게 된다. 자기저항 동기전동기의 경우는 이와는 반대로 q 축에 자속 장벽(Flux barrier)이 위치하게 되어 포화에 의한 영향이 크게 나타나게 된다. 때문에 전류에 의한 d 축 인덕턴스의 변화가 크고, q 축 인덕턴스의 변화는 상대적으로 작게 나타나게 된다[94].

d , q 축 인덕턴스는 자신의 전류 성분 외에도 직교되는 전류 성분의 영향을 받게 되는데 이를 상호 포화(Cross-saturation) 현상이라고 일컫는다. 이는 고정

자 및 회전자에서 자속 경로(Flux path)가 독립적이지 않고, 서로 영향을 주기 때문이다. 따라서 d , q 축 인덕턴스는 단순한 선형적인 모델이 아닌 2차원 모델을 가지게 된다.

이러한 동기 인덕턴스의 변화는 전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 성능 및 토크의 선형성, 약자속 운전 영역 등에 영향을 미치게 된다. 또한 전류 제어, 각종 관측기의 성능에도 영향을 미치기 때문에 정밀 제어를 위해 참조표, 합수 처리 등의 방법을 통해 제정수 보정을 하게 된다.

(다) 영구자석 쇄교 자속의 변화

일반적으로 영구자석 동기전동기에 사용되는 영구자석의 쇄교 자속은 영구자석의 잔류 자속(Remanence)에 의해 결정되는데, 잔류 자속은 온도에 영향을 받게 된다. 일반적으로 페라이트(Ferrite)자석의 자속은 온도가 1°C 증가할 때, 0.2%정도 감소하게 된다. 크기에 비해 자속 밀도가 높아 고성능 영구자석 동기전동기에 이용되는 NdFeB(Neodymium-Iron-Boron) 계열 자석의 경우 온도가 1°C 증가할 때, 0.1%정도 감소하게 된다. 즉, 전동기의 온도가 100°C 증가하게 되면, 역기전력 상수가 약 10%정도 감소하게 되는 것이다. 이러한 쇄교자속의 변화는 특히 토크 제어를 수행함에 있어서 토크 출력의 선형성 확보를 어렵게 한다. 또한, 쇄교 자속의 변화는 단위 전류당 최대 토크 운전 궤적을 변화시켜 효율적인 운전을 어렵게 하기도 한다[94].

또한 이러한 영구자석의 온도 변화는 영구자석의 자기 포화를 일으켜 투자율을 높이게 되는데, 이는 d , q 축 인덕턴스의 변화를 야기할 수 도 있다. 하지만 영구자석의 기본적인 자기저항이 높기 때문에, 고정자의 자속 포화에 의한 투

자율 변화에 의한 인덕턴스 변화량에 비해 무시할만한 수준이라고 할 수 있다.

영구자석의 온도가 크게 상승하여 큐리 온도(Curie temperature)에 이르게 되면 자성을 잃게 되는데, 페라이트 자석의 경우 450°C 정도로 높지만 NdFeB 자석의 경우 300°C정도로 낮아 고온의 운전을 피해야하며, 부분적인 고온 현상이 발생하지 않도록 해야한다.

3.6.2 단위 전류당 최대 토크 운전에의 영향 분석

단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템에서 제정수 오차 및 변동에 의한 영향은 크게 두 가지로 구분될 수 있다. 첫째는 공통의 오차로 두 전동기 모두에 제정수 오차가 발생하거나, 측정된 제정수에 오차가 존재하여 두 전동기에 공통적으로 오차가 적용되는 경우다. 두번째는 개별적인 오차로, 전동기 사이의 부하 차이, 온도 차이, 공정상의 오차 등에 의하여 전동기의 제정수가 서로 다른 경우이다. 따라서 본 항에서는 제정수의 오차 및 변동이 단위 전류당 최대 토크 운전에 미치는 영향을 위의 두 가지로 구분하여 분석하도록 한다. 이때, 본 항에서는 (3.98)의 식을 이용하여 3.4절에서 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 제어기를 통하여 정해지는 지점과 실제 전류가 최소가 되는 지점에서의 전류 제곱합의 제곱근을 비교하여 전류 제곱합의 제곱근의 오차율을 확인해보았다.

$$\Delta i_{rss} = \left(\frac{i_{rss,proposed_method}}{i_{rss,min}} - 1 \right) \times 100[\%]. \quad (3.98)$$

이때, 전동기의 제정수 변동 폭은 전동기의 운전 조건에 따라 크게 달라지게 되는데, 본 논문의 경우, 추가적인 공극, 혹은 영구자석이 포함되지 않은

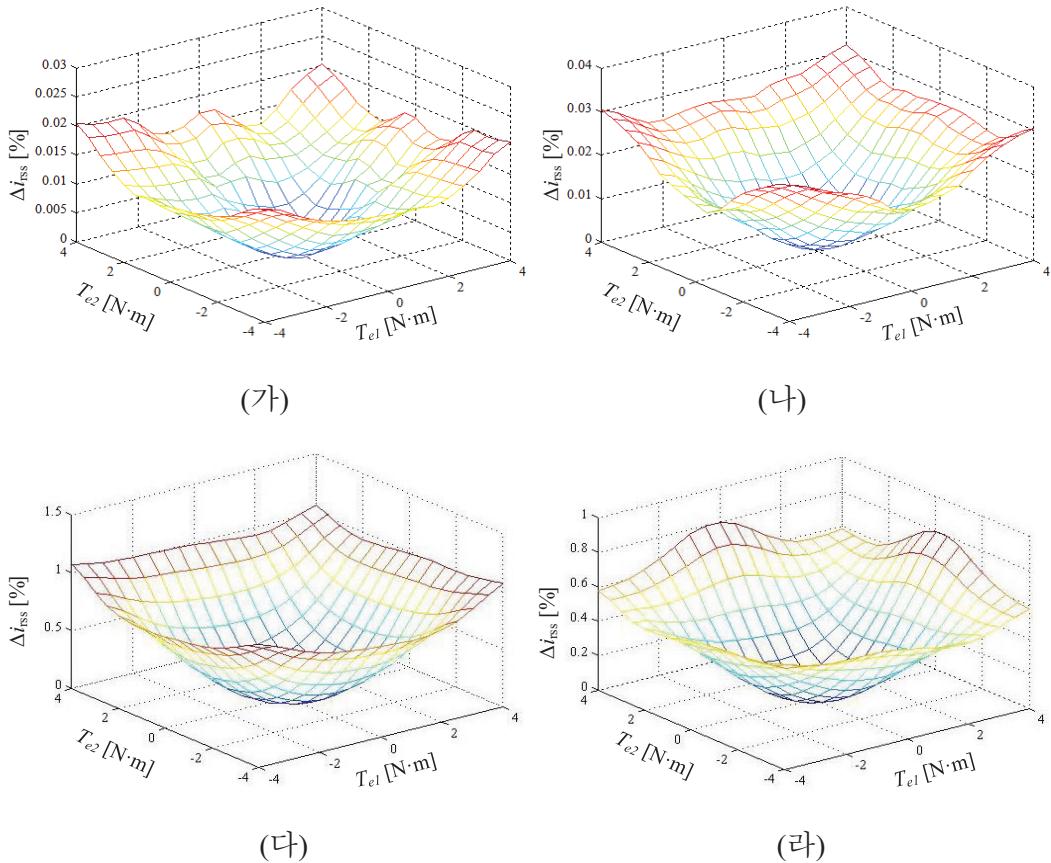
동기 축의 인덕턴스는 50%, 영구자석이나 추가 공극이 포함된 축의 인덕턴스는 30%가 변하였다고 가정하였다. 또한 온도에 의한 영구자석의 쇄교 자속, 저항 등의 변화는 전동기의 구동 온도 범위를 -40°C 부터 140°C 까지 변동한다고 상정하고, 정격 제정수 지점을 40°C 로 상정하고 제정수 변동을 고려하였다. 이 경우, 영구자석의 쇄교 자속은 약 10%, 고정자의 저항은 구리의 경우 약 40% 변동이 발생하게 되며, 이 변동치를 토대로 분석을 수행하였다.

(가) 공통 제정수 오차의 영향

그림 3.51은 정격속도인 $4,000\text{r/min}$ 에서 매입형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 변동에 따른 i_{rss} 의 추종 성능을 보여준다. 제정수 변동을 적용한 실제 최적 운전점에 비해 전류 값이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 특히 L_q 가 감소하는 경우, d , q 축 인덕턴스의 크기가 역전되어 전류가 큰 폭으로 증가하는 것을 볼 수 있다. 이 경우, 전류의 증가폭은 10%가 넘어 특별한 주의가 요구된다. L_q 가 감소하는 경우를 제외하면 전류의 증가폭은 정격 범위 내에서 최대 3%로 크지 않은 것을 확인할 수 있다. 하지만 이는 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전을 통해 얻은 이득이 3.5% 이내라는 점을 생각할 때에는 상당히 큰 값이라고도 볼 수 있다.

정격 속도 영역에서는 전동기 상 저항의 변화에 의한 전압 변화는 역기전력이나 인덕턴스에 걸리는 전압에 비해 작기 때문에 상 저항의 변화에 대한 전류 크기의 변화는 상대적으로 매우 작음을 확인할 수 있다.

또한 추종 성능은 대체로 전동기의 부하 차이가 클 때 크게 발생하는 것을 확인할 수 있는데, 이는 전동기 사이의 부하 차이가 클 때, q 축 전류가 반대로



주입되어 전압에 영향을 미치기 때문으로 해석할 수 있다.

매입형 영구자석 동기전동기 외에 표면부착형 영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기의 공통 제정수 변동에 대한 전류량의 변화는 다음의 그림 3.52와 그림 3.53과 같다. 두 전동기 모두 정격 속도에서 운전하고 있다고 가정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 표면부착형 영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기는 0.2% 이내의 전류 오차를 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 표면부착형 영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기는 공통된 제정

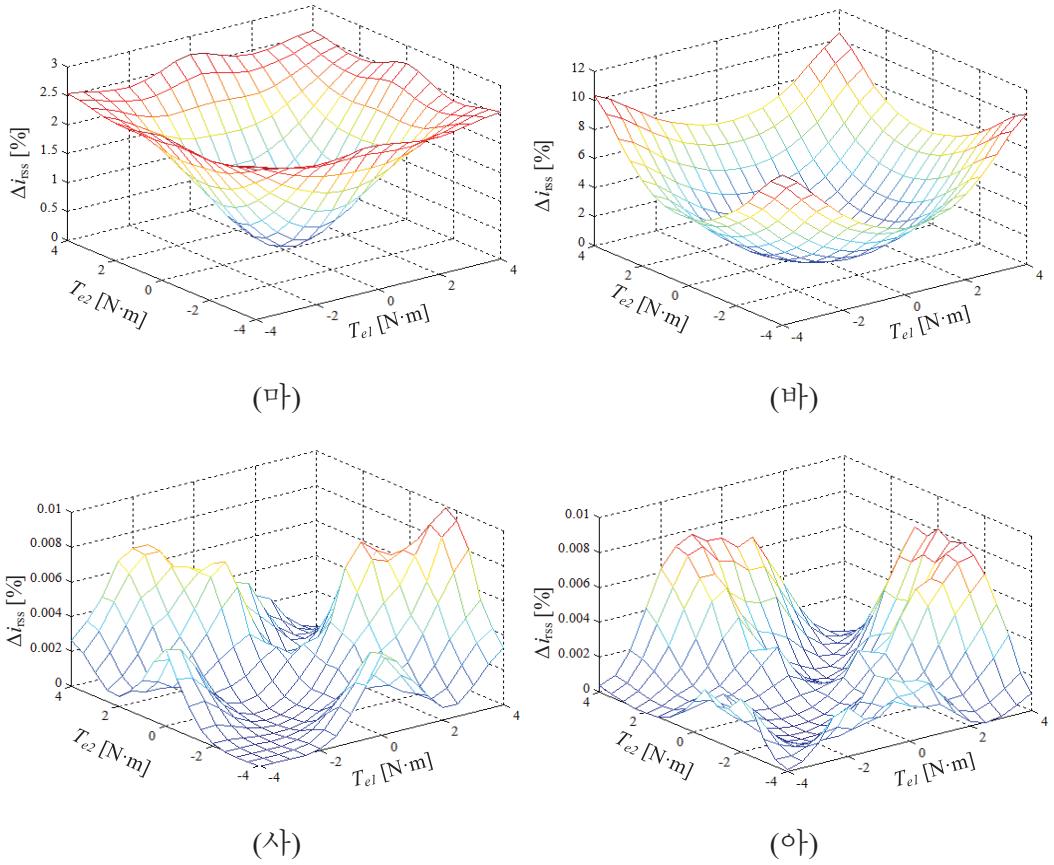


그림 3.51 매입형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 오차에 따른 i_{rss} 오차율
 (가) 10% λ_f , (나) -10% λ_f , (다) 30% L_d , (라) -30% L_d , (마) 50% L_q , (바) -50% L_q , (사)
 $40\% R_s$, (차) -40% R_s .

수의 변화에 강인한 특성을 보이는 것을 확인할 수 있다.

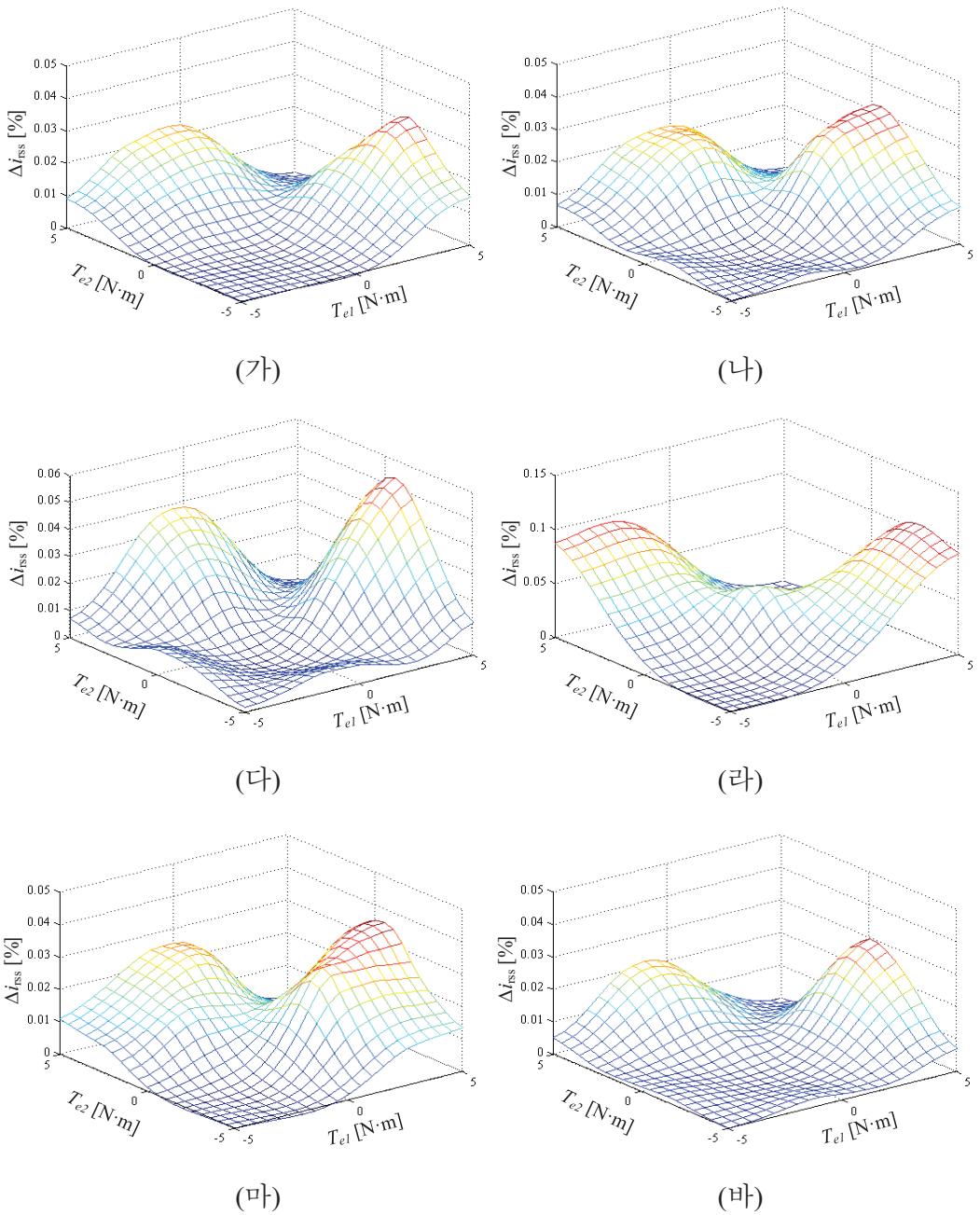


그림 3.52 표면부착형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 오차에 따른 i_{rs} 오차율 (가) 10% λ_f , (나) -10% λ_f , (다) 50% L_s , (라) -50% L_s , (마) 40% R_s , (하) -40% R_s .

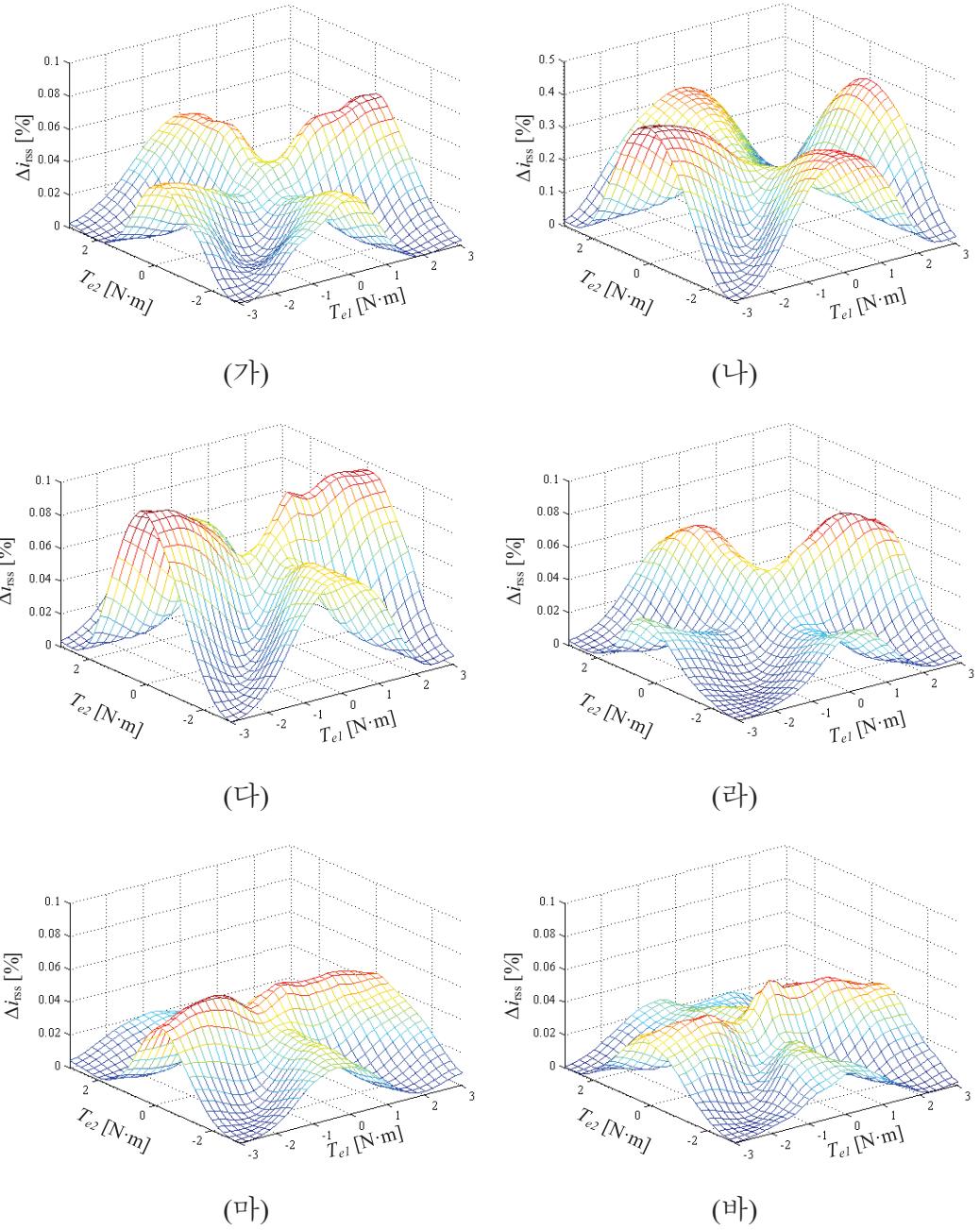


그림 3.53 자기저항 동기전동기의 공통 제정수 오차에 따른 i_{ss} 오차율

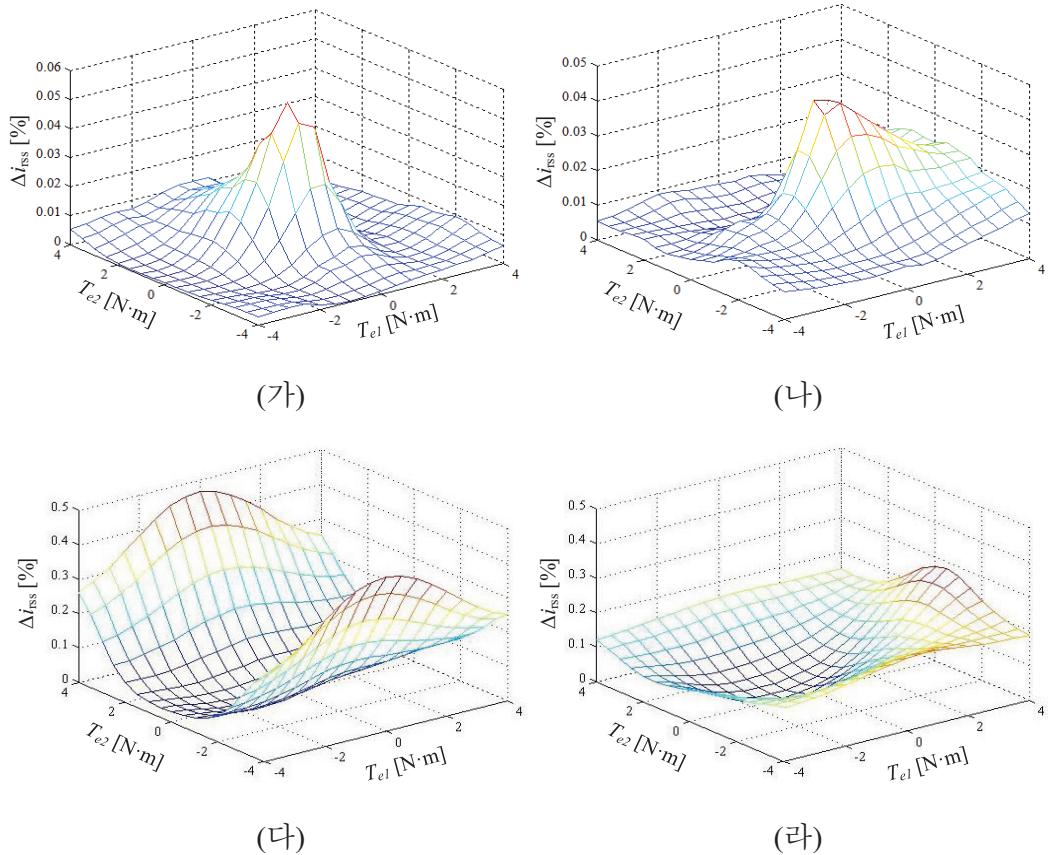
(가) 50% L_d , (나) -50% L_d , (다) 30% L_q , (라) -30% L_q , (마) 40% R_s , (하) -40% R_s .

(나) 상호 제정수 차이의 영향

그림 3.54는 정격속도인 4,000r/min에서 매입형 영구자석 동기전동기의 전동기 간의 상호 제정수 차이에 따른 i_{rss} 의 추종 성능을 보여준다. 이때, 마스터 전동기의 제정수는 정격 제정수로 가정하였으며, 슬레이브 전동기의 제정수가 달라졌다고 가정하였다. 그럼에서 볼 수 있듯이 q 축 인덕턴스의 변화를 제외하고는 2% 이내의 오차율을 보이는 것을 확인할 수 있다. q 축 인덕턴스의 변화에 대해서는 앞선 공통 제정수 변동과 마찬가지로 L_q 가 감소하는 경우 더 많은 오차가 발생하는 것을 볼 수 있다. L_d 나 R_s 의 변화에 대해서는 0.5% 이내의 강인한 특성을 보이는 것을 알 수 있는데, 이는 이전의 결과와 마찬가지로 저항이 전압에 미치는 영향이 굉장히 작기 때문에 저항의 변화에 의한 전류 변화는 굉장히 작게 나타난다. λ 의 변화에 대해서는 두 전동기의 출력이 모두 0N·m일 때의 오차율이 가장 큰 것을 알 수 있는데, 실제로 이 운전 조건에서의 출력 전류 크기는 굉장히 작기 때문에 오차율이 크더라도 실제적으로 증가하는 전류의 크기는 크지 않을 것이라 예상할 수 있다.

표면부착형 영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기의 전동기 간의 상호 제정수 차이에 따른 i_{rss} 의 추종 성능은 그림 3.54와 그림 3.55에 표시되었다. 그림에서 볼 수 있듯이 두 전동기의 개별 제정수 변화에 따른 전류 오차율은 2% 이내로 나타난다. 따라서, 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전은 개별 전동기의 제정수 오차에 강인한 특성을 가지는 것을 알 수 있다.

마스터 전동기의 제정수가 차이를 가지는 경우는 슬레이브 전동기가 오차를 가지는 경우의 짹으로 볼 수 있다. 따라서 전류 변화율을 살펴보면 슬레이브 전동기가 오차를 가지는 경우와 대칭을 이루는 것을 확인할 수 있다.



마스터 전동기의 제정수를 다양한 제정수 추정 알고리즘 혹은 참조표 등을 이용하여 보정하는 경우, 공통 제정수 오차를 줄일 수 있을 뿐만 아니라 전동기 사이의 제정수 차이도 줄일 수 있어 분석된 결과보다 전류 오차율을 줄일 수 있다.

다양한 전동기 중에서 표면부착형 영구자석 동기전동기와 자기저항 동기전동기의 전압식과 토크식은 굉장히 간단한 편이기 때문에 비교적 간단하게 두 전동기의 제정수가 다른 일반적인 경우에 대해 단위 전류당 최대 토크 운전을 위한 전류 지령을 계산할 수 있다. 이를 이용하면 두 전동기의 제정수 변동에

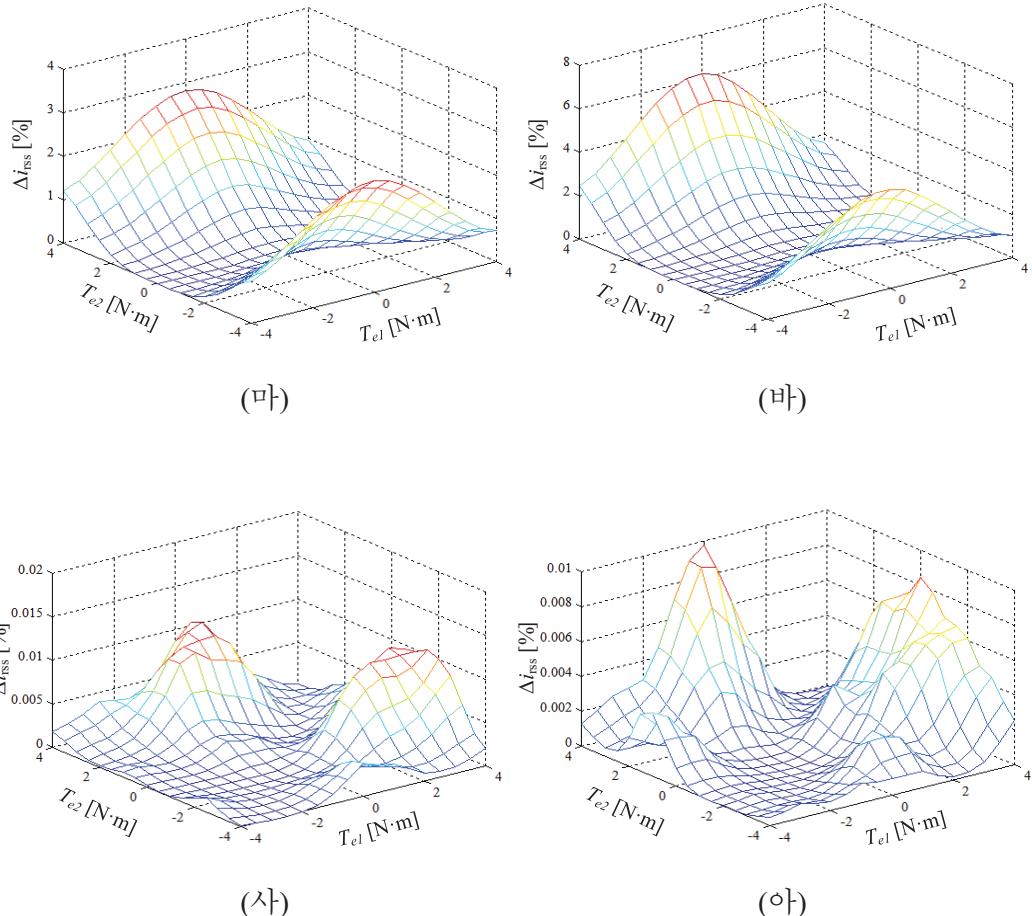


그림 3.54 매입형 영구자석 동기전동기의 제정수 차이에 따른 i_{ss} 오차율
 (가) 10% λ_{f2} , (나) -10% λ_{f2} , (다) 30% L_{d2} , (라) -30% L_{d2} , (ㅁ) 50% L_{q2} , (ㅂ) -50% L_{q2} ,
 (ㅅ) 40% R_{s2} , (ㅇ) -40% R_{s2} .

대해서는 제정수를 정확히 아는 경우 정확한 단위 전류당 최대 토크 운전이 가능해진다. 이에 대한 자세한 결과는 부록 A.3에서 다루도록 한다.

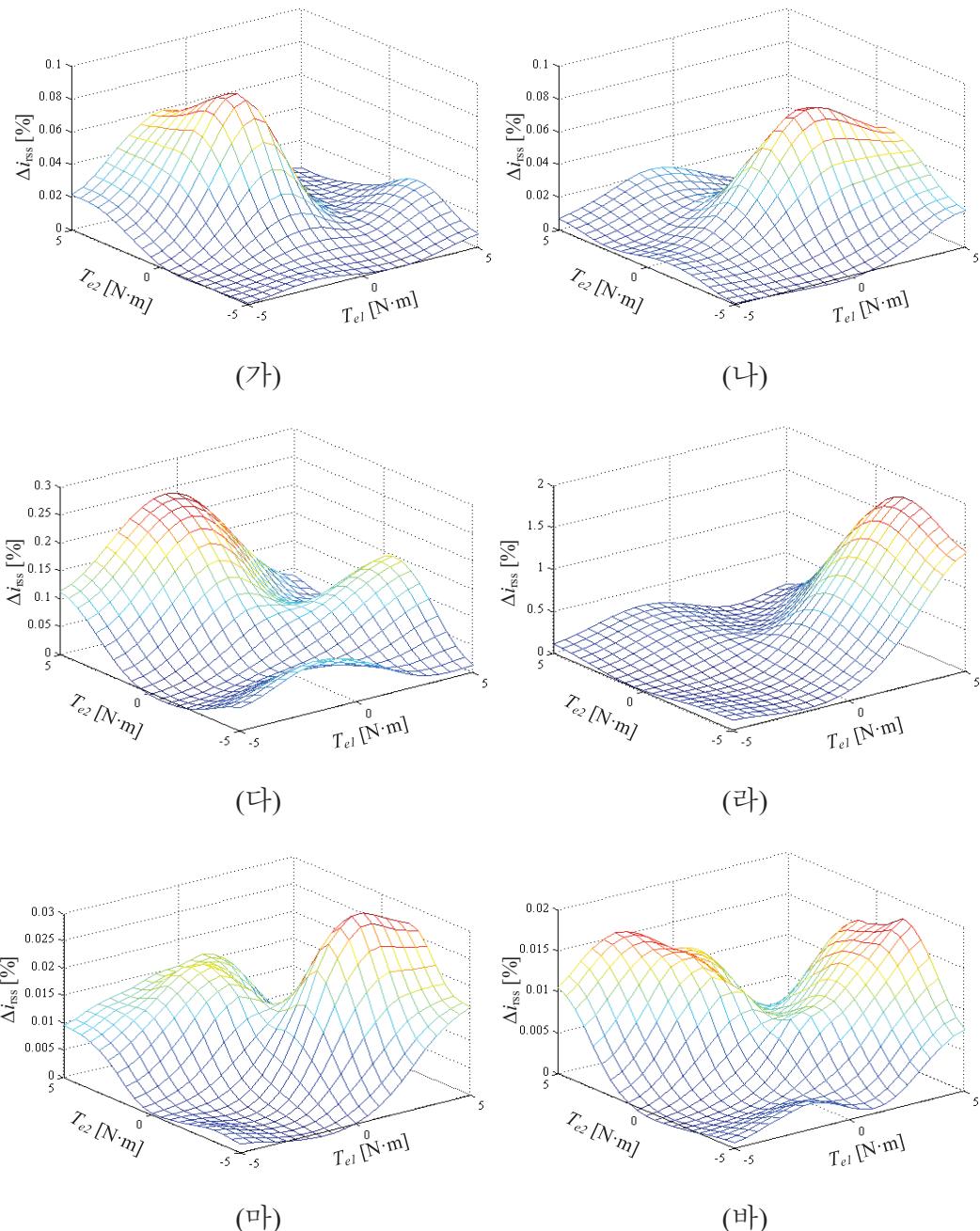


그림 3.55 표면부착형 영구자석 동기전동기의 제정수 차이에 따른 i_{rss} 오차율
 (가) 10% λ_2 , (나) -10% λ_2 , (다) 50% L_{s2} , (라) -50% L_{s2} , (마) 40% R_{s2} , (하) -40% R_{s2} .

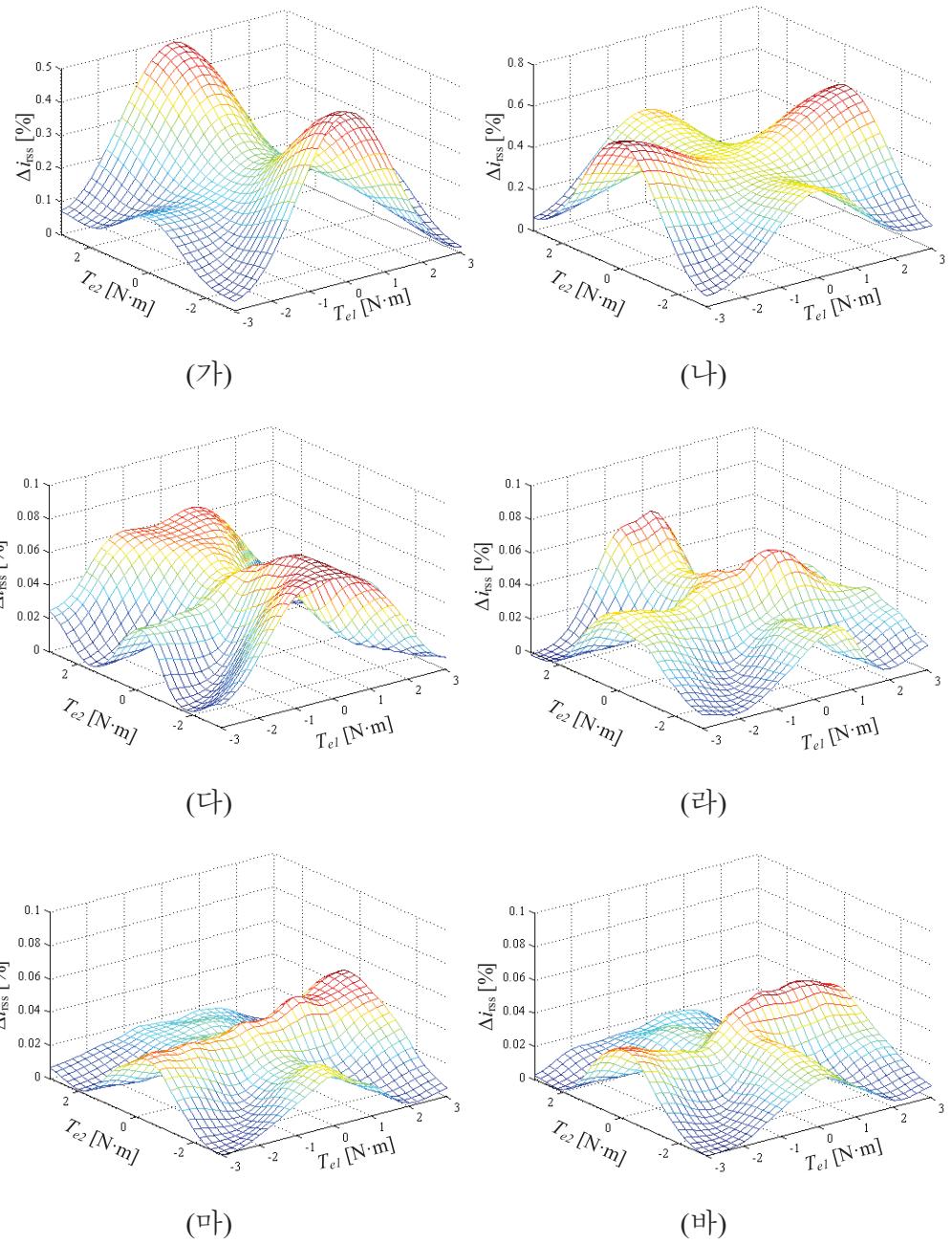


그림 3.56 자기저항 동기전동기의 제정수 차이에 따른 i_{ss} 오차율 (가) 30% L_{d2} , (나) -30% L_{d2} , (다) 50% L_{q2} , (라) -50% L_{q2} , (마) 40% R_{s2} , (바) -40% R_{s2} .

3.6.3 능동 댐핑 제어에의 영향 분석

전동기 제정수의 변화는 능동 댐핑 제어에도 영향을 끼치게 된다. 전동기 제정수를 잘못 알게되는 경우 능동 댐핑에 의해 마스터 전동기에 토크 맥동이 발생할 수 있다. 또한 마스터 전동기와 슬레이브 전동기 사이의 전류 관계가 틀어져 원하는 토크 이득을 얻을 수 없게 된다. 특히 토크 이득이 반대로 되는 경우, 댐핑을 높이기 위해 주입한 전류가 오히려 댐핑을 낮추어 안정성을 해치는 경우가 발생할 수 있다. 따라서 전동기 제정수 오차 및 변화에 따른 능동 댐핑 이득의 변화를 살피는 것은 꼭 필요한 일이라고 할 수 있다. 본 항에서는 전동기 별로 공통 제정수 변화와 전동기 사이 제정수 차이에 따른 능동 댐핑 이득의 변화를 살펴보도록 한다.

능동 댐핑 제어에의 영향을 분석할 때에도 앞선 경우와 동일하게 제정수 변동을 고려하였다.

(가) 매입형 영구자석 동기전동기

매입형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 $\Delta T_{e,d}/\Delta i_{dl}$ 의 변화는 그림 3.57과 같다. 이때, 전동기의 속도는 정격 속도인 4,000r/min이고, 정격 제정수에서 단위 전류당 최대 토크 운전으로 정격 토크를 출력할 때의 전류인 -3.01A의 d 축 전류와 10.47A의 q 축 전류로 마스터 전동기를 제어하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 저항의 변화는 단위 전류당 최대 토크 운전의 경우와 마찬가지로 전압의 변화에 미치는 영향이 미미하기 때문에 능동 댐핑 이득에도 큰 영향을 미치지 못한다. 영구자석 쇄교 자속의 변화는 능동 댐핑 이득의 크기를 변화시키나 제어 상에는 큰 문제를 일으키지 않

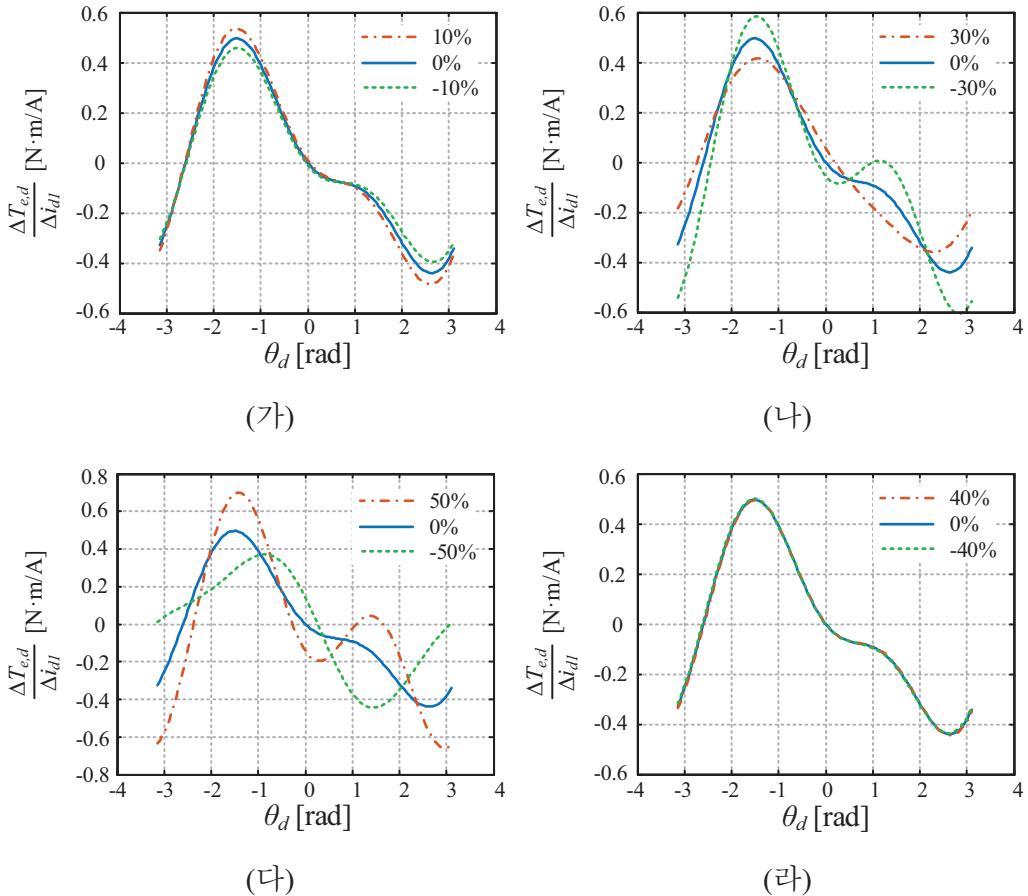


그림 3.57 매입형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑

이득 (가) λ_f , (나) L_d , (다) L_q , (라) R_s .

는다. 하지만 인덕턴스의 변화에 대해서는 문제가 발생할 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 L_d 가 작아거나 L_q 가 커지는 경우 θ_d 가 0보다 클 때에도 능동 댐핑이 0보다 커지는 경우가 발생할 수 있다. 이와 같은 경우 (3.95)와 같이 간략화된 이득을 사용하게되면, 능동 댐핑이 반대로 적용되게되어 안정성이 떨어지게 된다. 물론 마스터 전동기의 정상상태 전류에 따라 이득이 달라

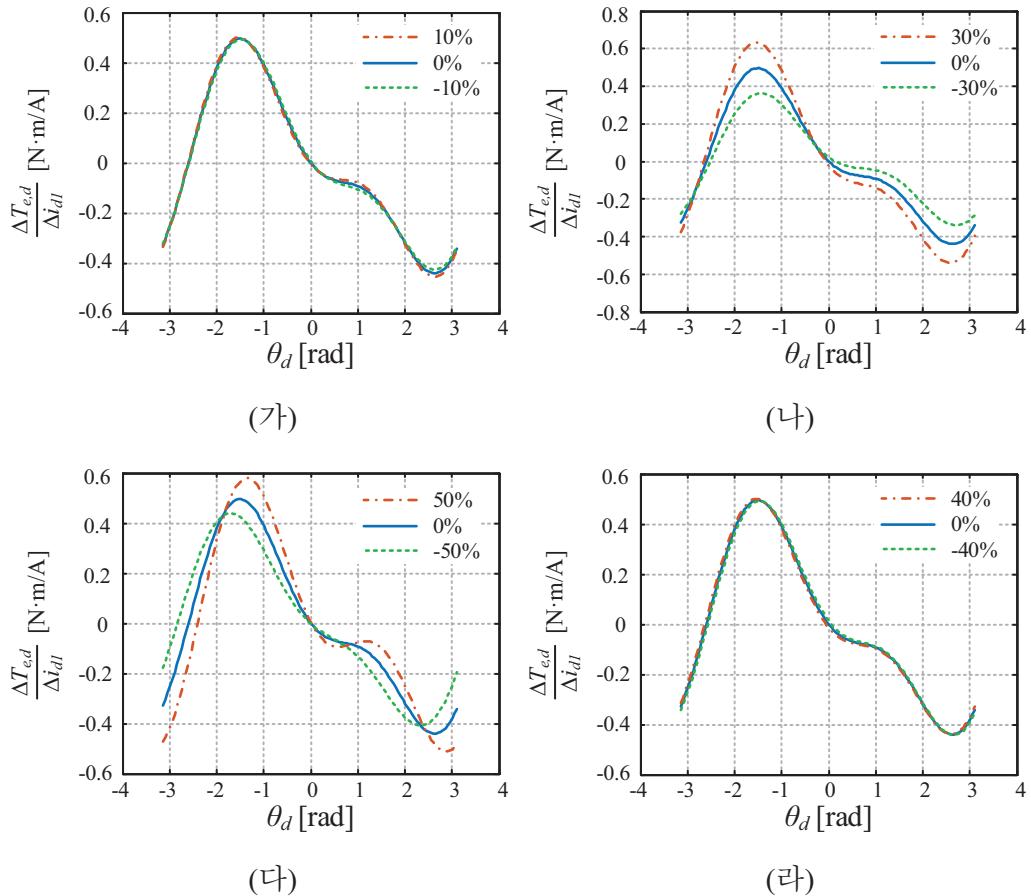


그림 3.58 매입형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 제정수 변화에 따른
능동 댐핑 이득 (가) λ_{fl} , (나) L_{dl} , (다) L_{ql} , (라) R_{sl} .

지기 때문에 꼭 안정도가 훼손되는 것은 아니지만 제어를 수행함에 있어 주의를 기울일 필요가 있다.

또한 θ_d 가 0근처인 경우 고조파의 영향으로 인해 0을 통과하지 않게 되고, 0 근처에서 능동 댐핑 이득의 부호가 반대가 되게 된다. 하지만 0 근처의 부호에 관련된 문제는 그림 3.37과 같이 0 근처에서 급작스러운 전류 변화를 방지

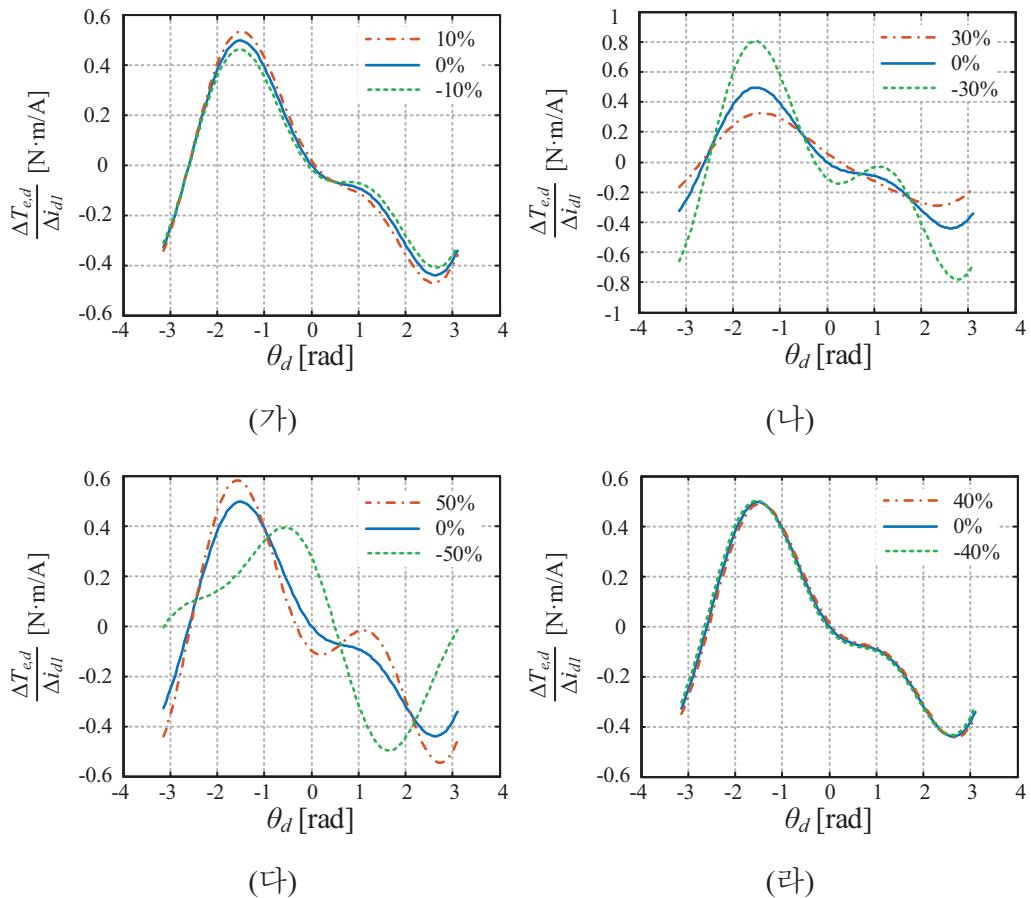


그림 3.59 매입형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) λ_{f2} , (나) L_{d2} , (다) L_{q2} , (라) R_{s2} .

하기 위해 사용되는 이득 억제 블록에 의해 그 효과가 줄어들기 때문에 그 효과를 조금이나마 억제할 수 있게 된다.

마스터 전동기와 슬레이브 전동기의 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 $\Delta T_{e,d}/\Delta i_{dl}$ 의 변화는 그림 3.58, 그림 3.59와 같다. 전동기의 운전 조건은 그림 3.57의 경우와 같다. 능동 댐핑 이득은 공통 제정수 변동의 경우와 유사하게

마스터 전동기 제정수 변화에 따라 변화하게 된다. 저항의 변동에 의한 영향은 마찬가지로 미미하나 인덕턴스의 변화에 따른 영향은 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 공통 제정수 변화에 의한 경우처럼 부호가 중간에 바뀌는 경우는 발생하지 않지만 0 근처에서의 이득값이 크게 바뀌는 것을 확인할 수 있다. 하지만 위의 경우와 마찬가지로 θ_d 가 0 근처인 경우에는 이득 억제에 의해 그 영향이 줄어들기 때문에 크게 제어에 영향을 미치지는 않는다. 특히, θ_d 가 0 근처에서 동작하는 경우는 두 전동기의 토크가 비슷할 때인데, 포화에 의한 인덕턴스 변화는 두 전동기의 출력 토크가 달라지는 경우에 발생하게 된다. 이 경우, 시스템은 θ_d 가 0으로부터 떨어져 동작하기 때문에 안정성에 대한 문제가 크게 발생하지 않게 된다.

(나) 표면부착형 영구자석 동기전동기

표면부착형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 $\Delta T_{e,d}/\Delta i_{dl}$ 의 변화는 그림 3.60과 같다. 이때, 전동기의 속도는 정격 속도인 1,200r/min이고, 정격 제정수에서 단위 전류당 최대 토크 운전으로 정격 토크를 출력할 때의 전류인 0A의 d 축 전류와 4.17A의 q 축 전류로 마스터 전동기를 제어하였다. 그림에서 볼 수 있다시피 공통 제정수 변화에 대한 능동 댐핑 제어의 이득은 영구자석의 쇄교 자속에 의해서만 영향을 받게 된다. 이는 (3.92)에서 볼 수 있다시피 능동 댐핑 제어의 이득이 영구자석 쇄교 자속에 비례하는 값을 가지기 때문이다. 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우에는 매입형 영구자석 동기전동기의 경우와는 달리 위상 변이가 발생하지 않기 때문에 불안정성이 발생하지 않게 된다.

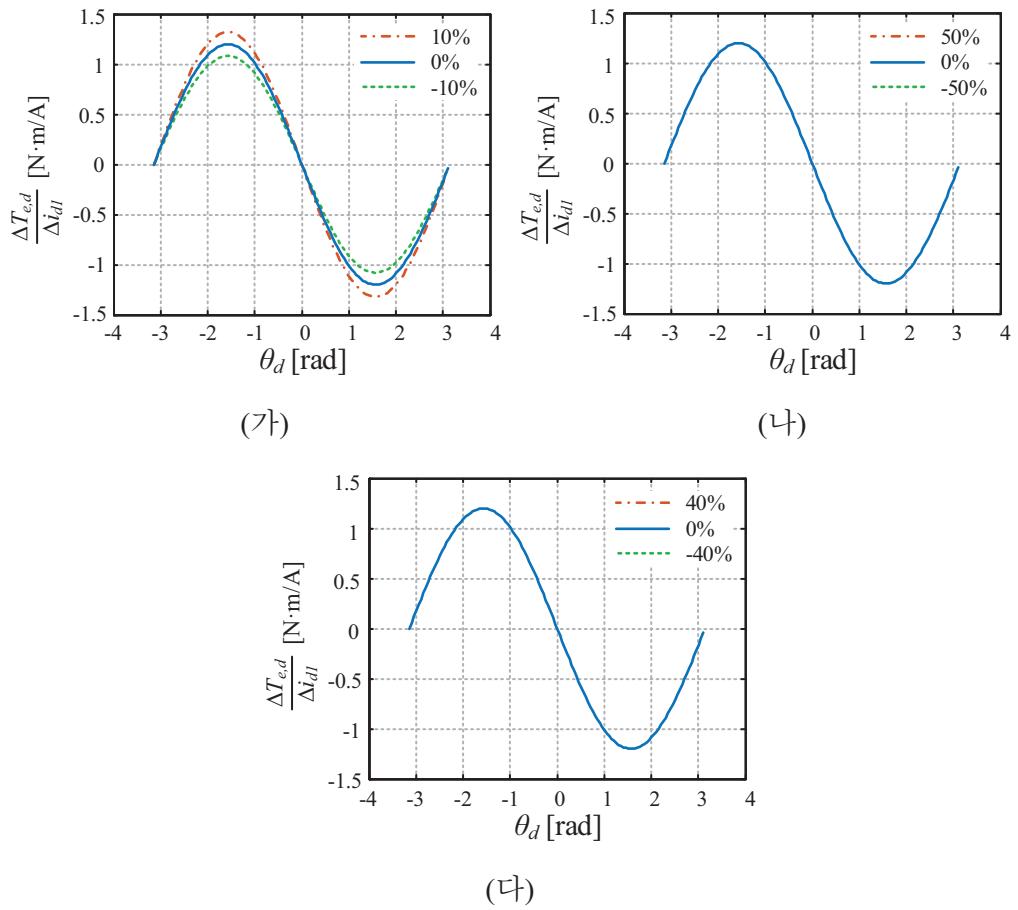


그림 3.60 표면부착형 영구자석 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동
댐핑 이득 (가) λ_f , (나) L_s , (다) R_s .

그림 3.61과 그림 3.62는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 전동기 간 제정수 차이에 따른 능동 댐핑 이득을 나타낸다. 앞선 경우와 마찬가지로 저항에 의한 능동 댐핑 이득의 변화는 무시할 수 있으며, 인덕턴스에 의한 변화는 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 앞선 경우와 다른 점은 마스터 전동기의 영구자석 쇄교 자속의 변화로 인한 능동 댐핑 이득의 변화가 발생하지 않는

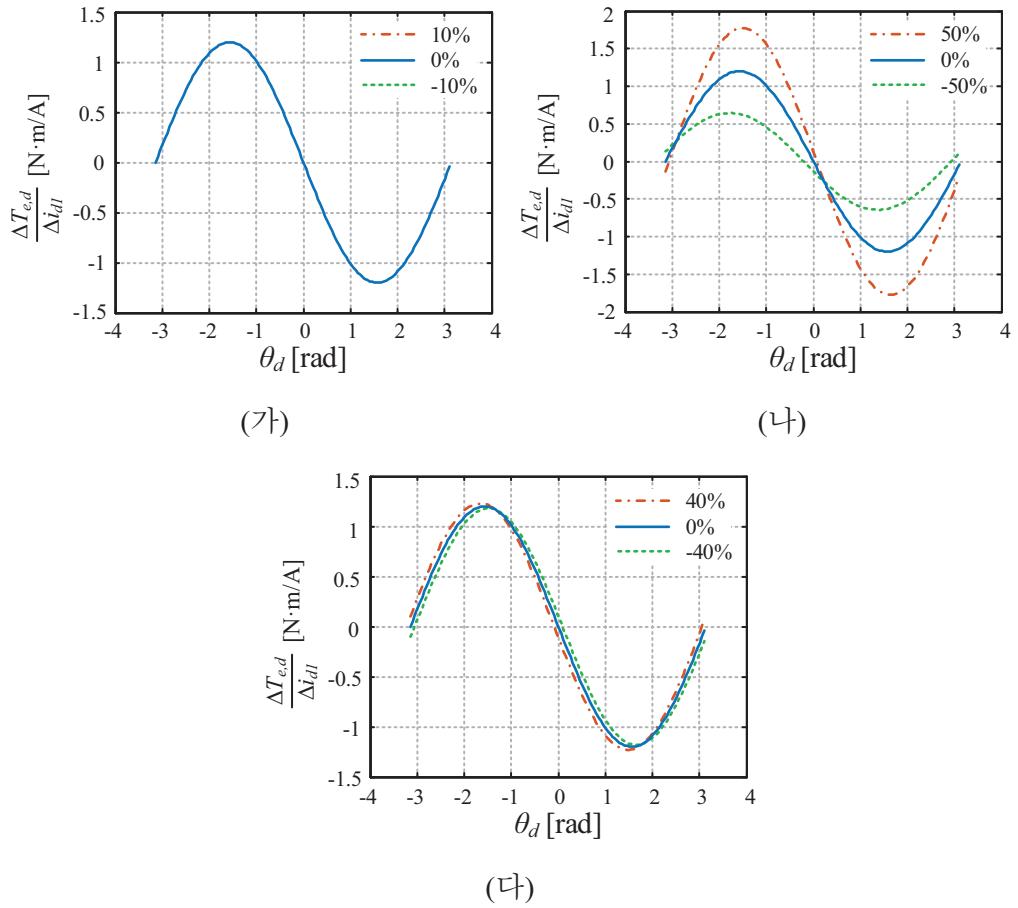


그림 3.61 표면부착형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 제정수 변화에 따른 능동 뎌핑 이득 (가) λ_g , (나) L_{sl} , (다) R_{sl} .

다는 것이다. 하지만 슬레이브 전동기의 영구자석 쇄교 자속의 변화에 대해서는 공통 이득이 변하는 것과 같은 영향을 보인다. 매입형 영구자석 동기전동기의 이득이 변화하는 것과 마찬가지로 인덕턴스가 차이를 보이는 경우 이득의 크기는 물론 위상의 차이도 발생하는 것을 확인할 수 있는데, 매입형 영구자석 동기전동기의 경우 고조파에 의해 부호가 뒤바뀌는 현상은 발생하지 않

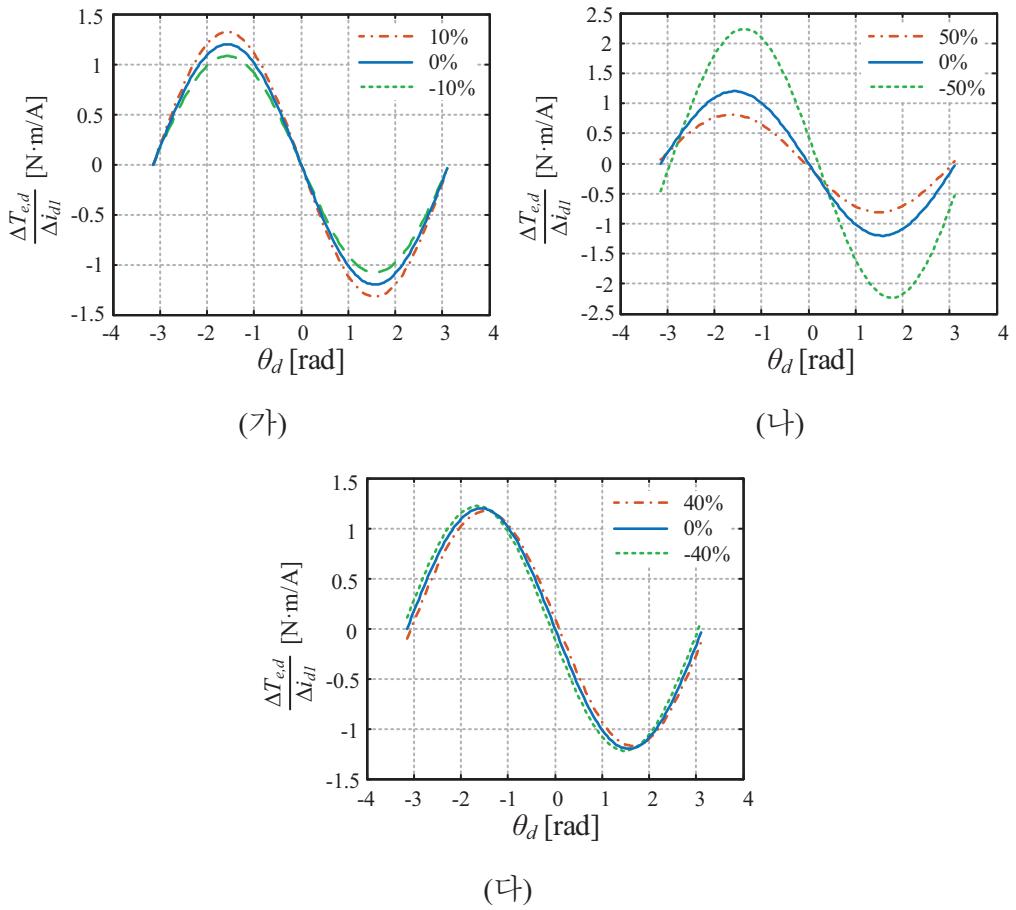


그림 3.62 표면부착형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) λ_2 , (나) L_{s2} , (다) R_{s2} .

고, θ_d 가 0 근처일 때 위상이 틀어지는 현상만 발생하게 된다. 하지만 이는 앞서 분석한 것과 마찬가지로 θ_d 가 0 근처일 때 이득을 억제하기 때문에 위상 변화에 따른 반대 능동 댐핑 현상이 크게 제어에 영향을 미치지는 않게 된다.

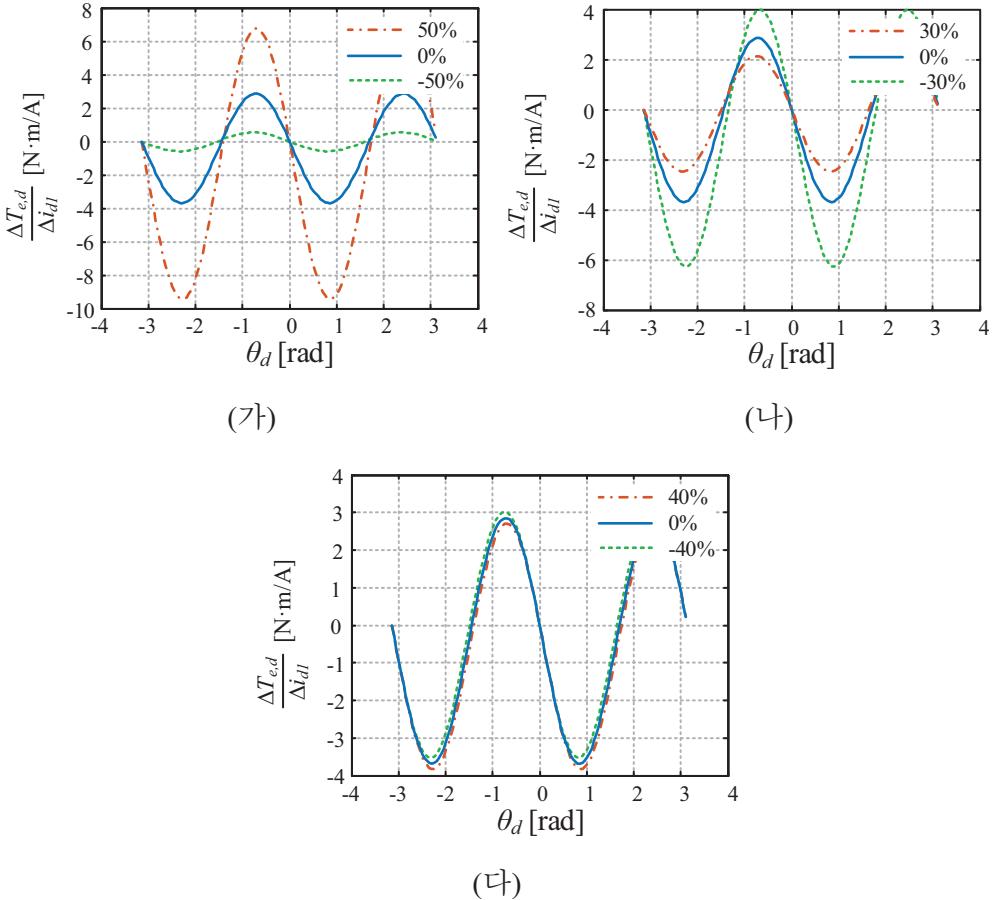


그림 3.63 자기저항 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득

(가) L_d , (나) L_q , (다) R_s .

(다) 자기저항 동기전동기

자기저항 동기전동기의 공통 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 $\Delta T_{e,d}/\Delta i_{dl}$ 의 변화는 그림 3.63과 같다. 이때, 전동기의 속도는 정격 속도인 1,800r/min이 고, 정격 제정수에서 단위 전류당 최대 토크 운전으로 정격 토크를 출력할 때의 전류인 3.22A의 d 축 전류와 3.22A의 q 축 전류로 마스터 전동기를 제어하였

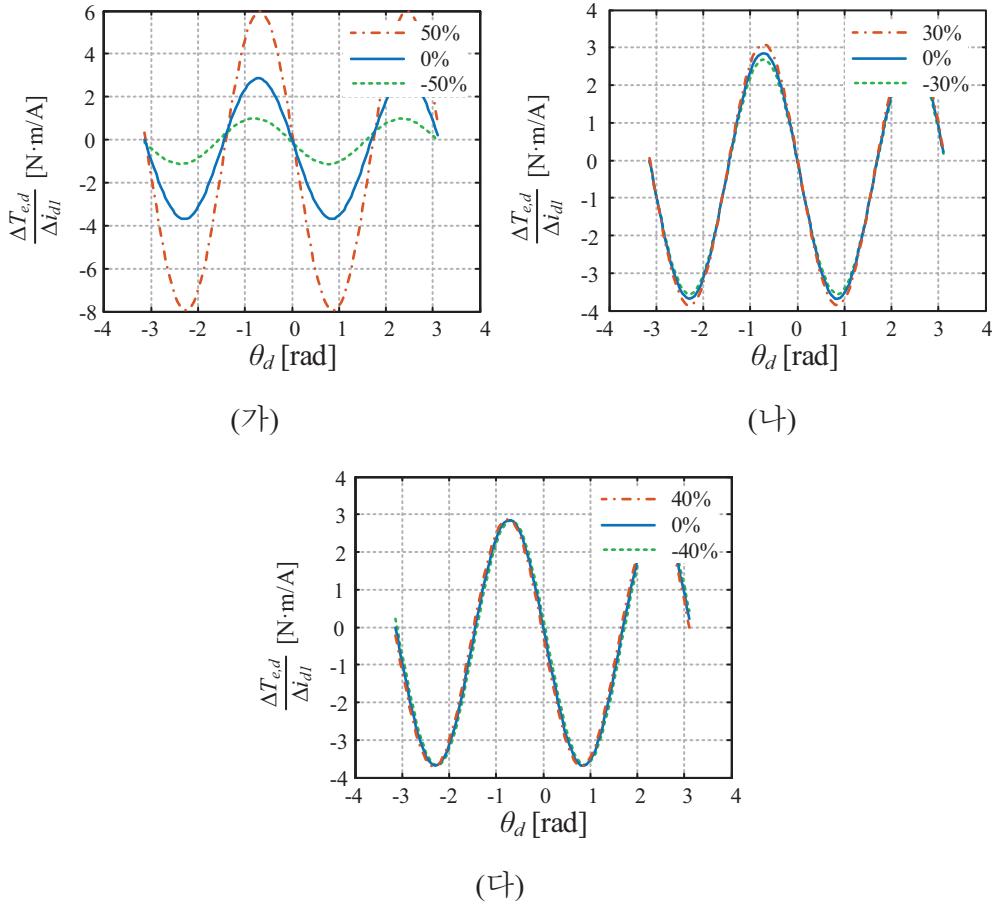


그림 3.64 자기저항 동기전동기의 마스터 전동기 제정수 변화에 따른 능동 댐핑 이득 (가) L_{dI} , (나) L_{qI} , (다) R_{sI} .

다. 그림에서 볼 수 있다시피 공통 제정수 변화에 대한 능동 댐핑 제어의 이득은 위상에의 영향은 거의 없고 크기에만 영향을 주는 것을 알 수 있다. 인덕턴스의 변화에 의한 이득의 변화는 동기 인덕턴스의 차이가 커질수록 능동 댐핑 이득이 증가하는 것을 알 수 있다. 또한 저항의 변화에 의한 이득 변화는 타 전동기의 경우와 마찬가지로 거의 없음을 알 수 있다.

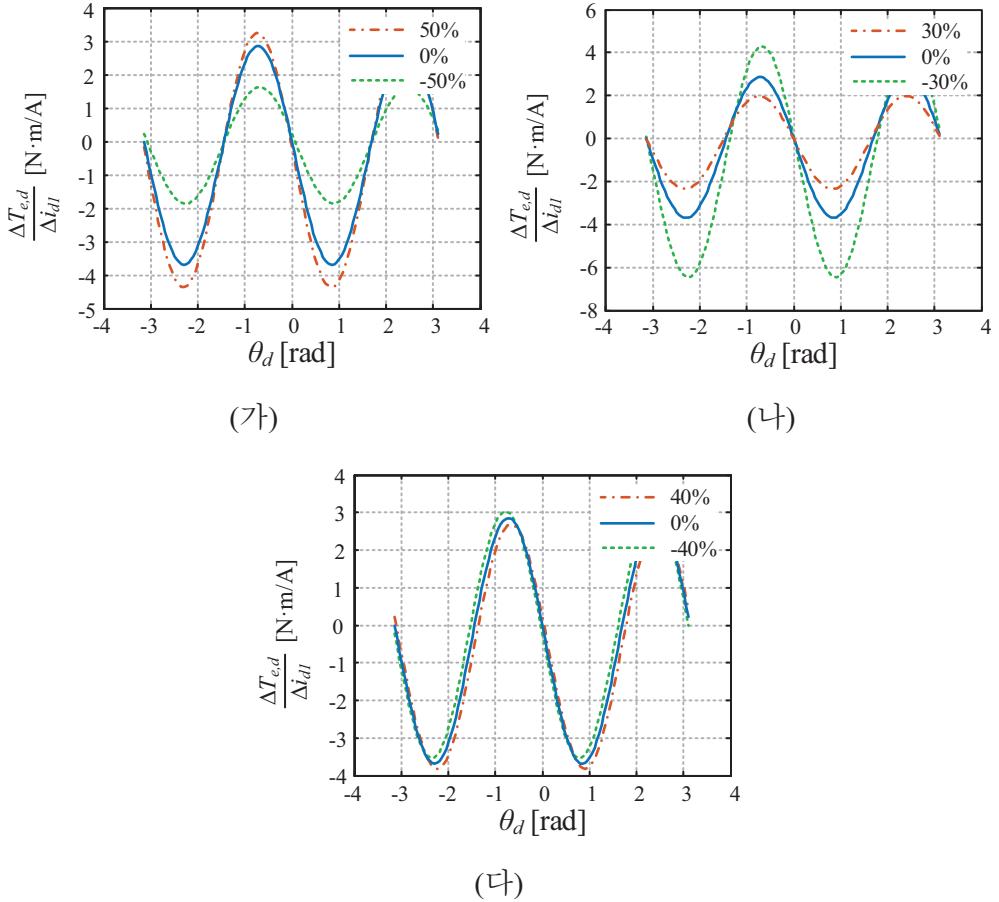


그림 3.65 자기저항 동기전동기의 슬레이브 전동기 제정수 변화에 따른 능동
댐핑 이득 (가) L_{d2} , (나) L_{q2} , (다) R_{s2} .

그림 3.64와 그림 3.65는 자기저항 동기전동기의 전동기 간 제정수 차이에 따른 능동 댐핑 이득을 나타낸다. 앞선 경우와 마찬가지로 저항에 의한 능동 댐핑 이득의 변화는 무시할 수 있다. 하지만 인덕턴스의 차이에 의한 영향은 조금 다르게 나타나게 된다. 마스터 전동기의 q 축 인덕턴스와 슬레이브 전동기의 d 축 인덕턴스 변화에는 능동 댐핑 이득이 크게 달라지지 않으나, 마스터

전동기의 d 축 인덕턴스와 슬레이브 전동기의 q 축 인덕턴스 변화에 의한 영향은 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 하지만 이는 모두 크기의 변화를 보일 뿐 위상의 변화는 크게 나타내지 않는다. 따라서 자기저항 동기전동기의 능동 댐핑 제어는 전동기 제정수 변화에 크게 영향을 받지 않는다고 할 수 있다.

제 4 장 모의 실험 및 실험 결과

본 장에서는 3장에서 제안한 제어 방법 및 분석 결과를 모의 실험과 실험을 통해 검증해본다. 4.1절에서는 본 논문에서 다룬 세 전동기를 대상으로 컴퓨터 모의 실험을 수행하여 제안된 알고리즘의 동작과 성능을 살펴본다. 4.2절에서는 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 수행한 실험 결과를 통해 제안된 알고리즘의 동작과 성능을 검증해본다.

4.1 모의 실험 결과

본 절에서는 세 전동기를 대상으로 모의 실험을 수행한 결과를 도시하고 분석한 결과를 제시한다. 모의 실험은 PSIM을 이용하여 수행하였으며, simplified C 블록을 이용하여 디지털 제어를 구현하였다. 스위칭 주파수는 16kHz를 사용하였고, 삼각 캐리어의 피크와 밸리에서 샘플링을 수행하는 더블 샘플링 방법을 사용하였다. 모의 실험은 $6.25\mu s$ 의 고정 주파수로 구현하였다. 스위칭 전압 합성 방식은 공간 벡터 변조 방식 (Space vector pulse width modulation, SVPWM)을 사용하였다. 기계 제정수는 두 전동기 공통으로 실험 세트의 기계 제정수를 사용하였으며, 그 값은 J 는 $0.003 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$, B 는 $0.0013 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$ 이다. 전동기의 전기 제정수는 부록 A.2에 제시된 표와 같다.

4.1.1 매입형 영구자석 동기전동기

그림 4.1은 2,000r/min에서 두 전동기가 무부하로 운전하는 중에 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 의 부하 토크를 슬레이브 전동기에 계단적으로 인가하였을 때, 그에 따른 시스템의

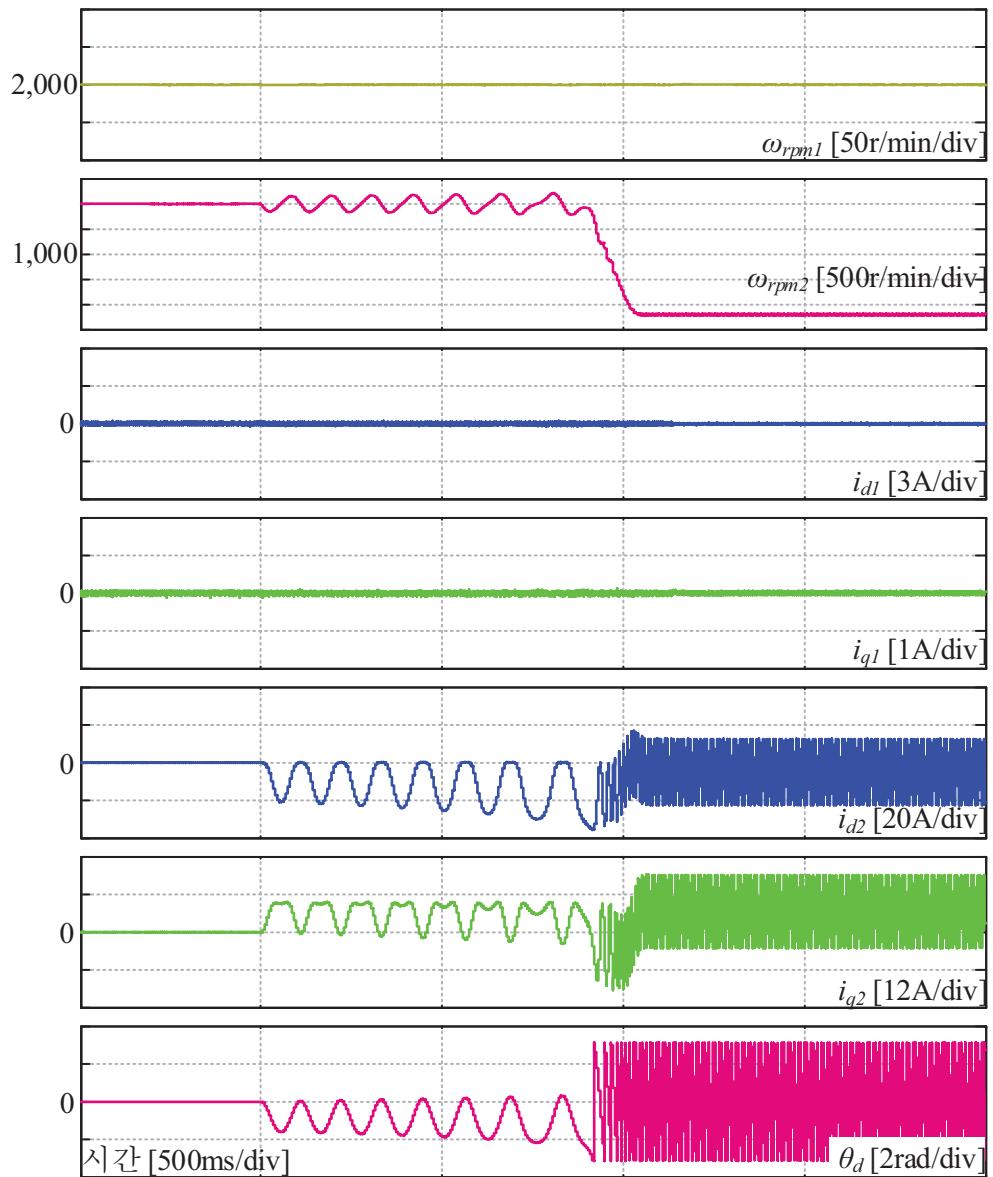


그림 4.1 매입형 영구자석 동기전동기의 불안정성에 따른 발산

발산을 보여준다. 속도 제어기와 전류 제어기는 비례-적분 제어기를 이용하여 설계하였으며, 이때 각 제어기의 대역폭은 10Hz와 1kHz로 구성하였다. 외란 토크가 입력되지 않은 경우 시스템이 발산하지는 않으나, 외란 토크가 입력되자 시스템이 진동하기 시작하면서 발산하는 것을 볼 수 있다. 이때, 슬레이브 전동기에 부하가 인가되어도 마스터 전동기에는 영향이 없기 때문에 속도가 일정하게 제어되는 것을 볼 수 있으며, 그에 따라 마스터 전동기의 전류도 0A로 제어되는 것을 볼 수 있다. 하지만 슬레이브 전동기는 오픈 루프로 구동되며, 전동기 속도와 위치에 따라 인가되는 동기 전압이 일정하지 않아 맥동하는 형태의 전류가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 발산 후의 전동기 속도는 부하의 크기에 따라 결정되며, 이 경우 -200r/min이 되고, 일정 속도로 회전하지 못하고 맥동하는 형태를 띠게 된다. 특히 이러한 발산은 슬레이브 전동기 에 정격 전류 이상의 많은 전류가 흐를 수 있기 때문에 시스템이 탈조하지 않도록 제어해주어야 한다.

그림 4.2는 3.3절에서 제안된 능동 댐핑 제어 기법을 포함하는 경우의 모의 실험 결과이다. 이때, 능동 댐핑 제어의 비례 이득 $K_{p,damp}$ 는 0.08로 사용하였으며, 부드러운 절환을 위한 이득 제어 구간은 -0.5rad 부터 0.5rad까지 1rad으로 설정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 능동 댐핑 제어에 따라 시스템이 빠르게 안정화되는 것을 확인할 수 있는데, 이는 속도 차이가 발생함에 따라 주입되는 능동 댐핑 전류의 효과 때문이다. 능동 댐핑 제어에 따라 시스템은 0.7초 정도 후에 수렴하게 되며, 정상 상태 이후에는 능동 댐핑 전류가 주입되지 않음을 확인할 수 있다. 이때, 능동 댐핑 전류는 최대 6A까지 주입되는 것을 볼 수 있는데, 이를 낮추기 위해서는 $K_{p,damp}$ 의 값을 낮게 사용하면 되지만, 이 경

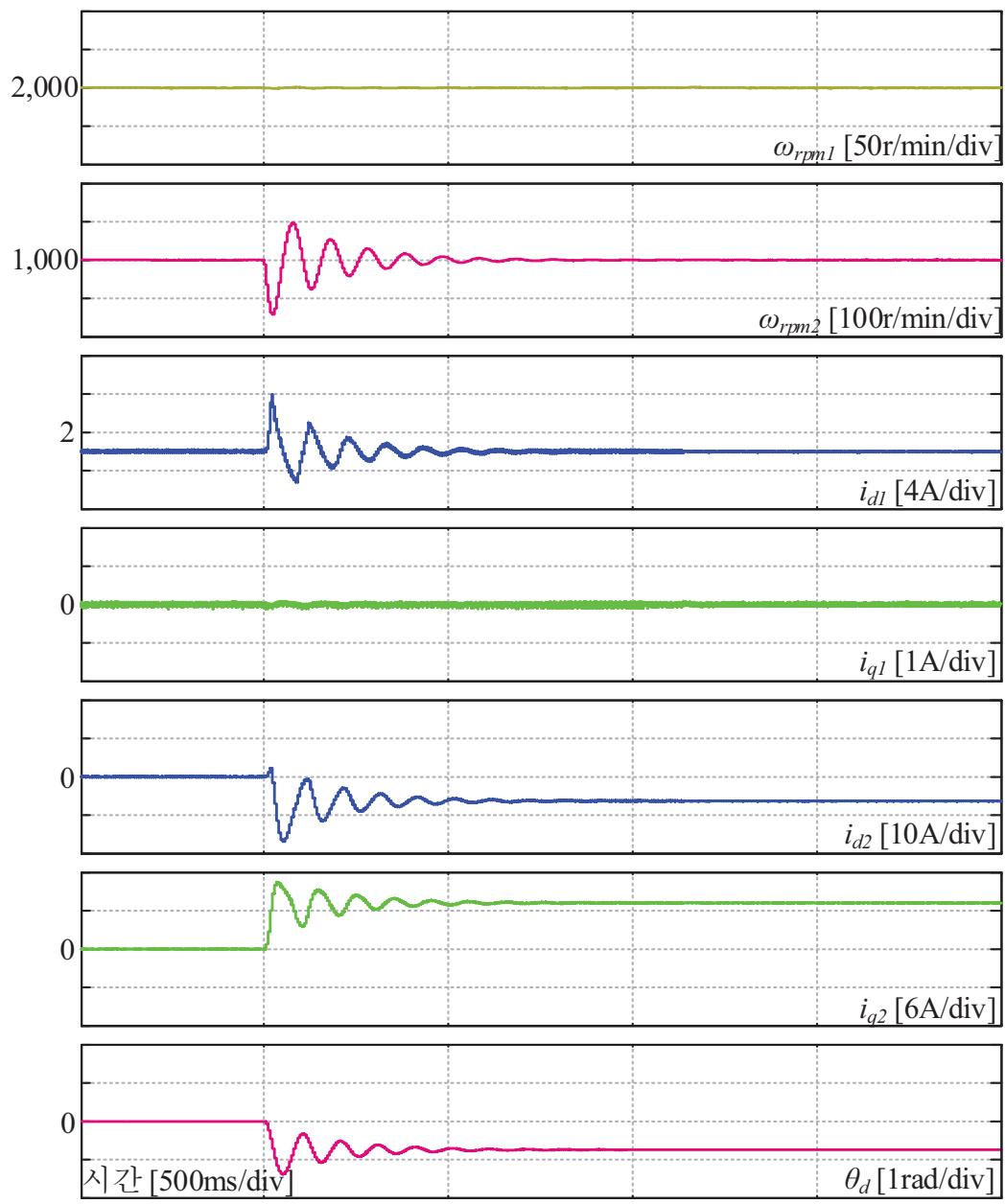


그림 4.2 능동 댐핑 제어를 포함하는 매입형 영구자석 동기전동기의 제어

우 댐핑 효과가 줄어들어 시스템이 보다 천천히 수렴하게 된다. 이때, 단위 전류당 최대 토크 운전은 수행하지 않기 때문에 시스템이 정상 상태로 돌입한 후의 마스터 전동기 전류는 0A임을 볼 수 있다.

그림 4.3은 위와 동일한 운전 조건에 단위 전류당 최대 토크 운전 제어를 포함한 경우의 모의 실험 결과이다. 이때, 능동 댐핑 제어와 단위 전류당 최대 토크 운전 제어 사이의 간섭을 줄이기 위해 사용한 저역 통과 필터의 대역 폭은 1Hz로 설정하였다. 그림 4.3에서는 크게 두 가지를 확인할 수 있다. 첫째로 단위 전류당 최대 토크 운전에 의해 정상 상태에서의 전류가 차이를 보이게 된다. 그림 4.2의 경우, 마스터 전동기의 전류가 모두 0A이었던 것에 비해, 그림 4.3의 경우 마스터 전동기의 정상 상태 d 축 전류가 약 2.3A를 나타내며 증가한 것을 볼 수 있다. 하지만 슬레이브 전동기의 정상 상태 전류는 -3.6A, 7.72A로 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하지 않았던 경우의 -6.33A, 7.21A에 비해 감소한 것을 확인할 수 있다. 이때 i_{rss} 는 9.59A에서 8.82A로 약 8% 감소한 것을 알 수 있다. 둘째로 단위 전류당 최대 토크 운전에 따라 시스템이 외란에 대하여 보다 느린 속도로 수렴하게 된다. 그림에서 볼 수 있듯이 단위 전류당 최대 토크 운전을 포함하는 경우, 약 1.1초 후에 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 이는 단위 전류당 최대 토크 운전을 위한 전류가 능동 댐핑을 위한 전류와 반대 방향으로 주입되는 경향을 보이기 때문이다. 그림 4.4에서 볼 수 있듯이 인가되는 댐핑 전류는 단위 전류당 최대 토크 운전 지령과 충돌하는 형태를 띠게 되는데, 이 때문에 능동 댐핑 제어의 반응이 늦어져 정상 상태에 이르는 시간이 지연되는 것이다. 이처럼 단위 전류당 최대 토크 운전 지령에 의해 시스템이 오히려 늦게 수렴하는 경우가 발생할 수 있기 때문에 저역 통

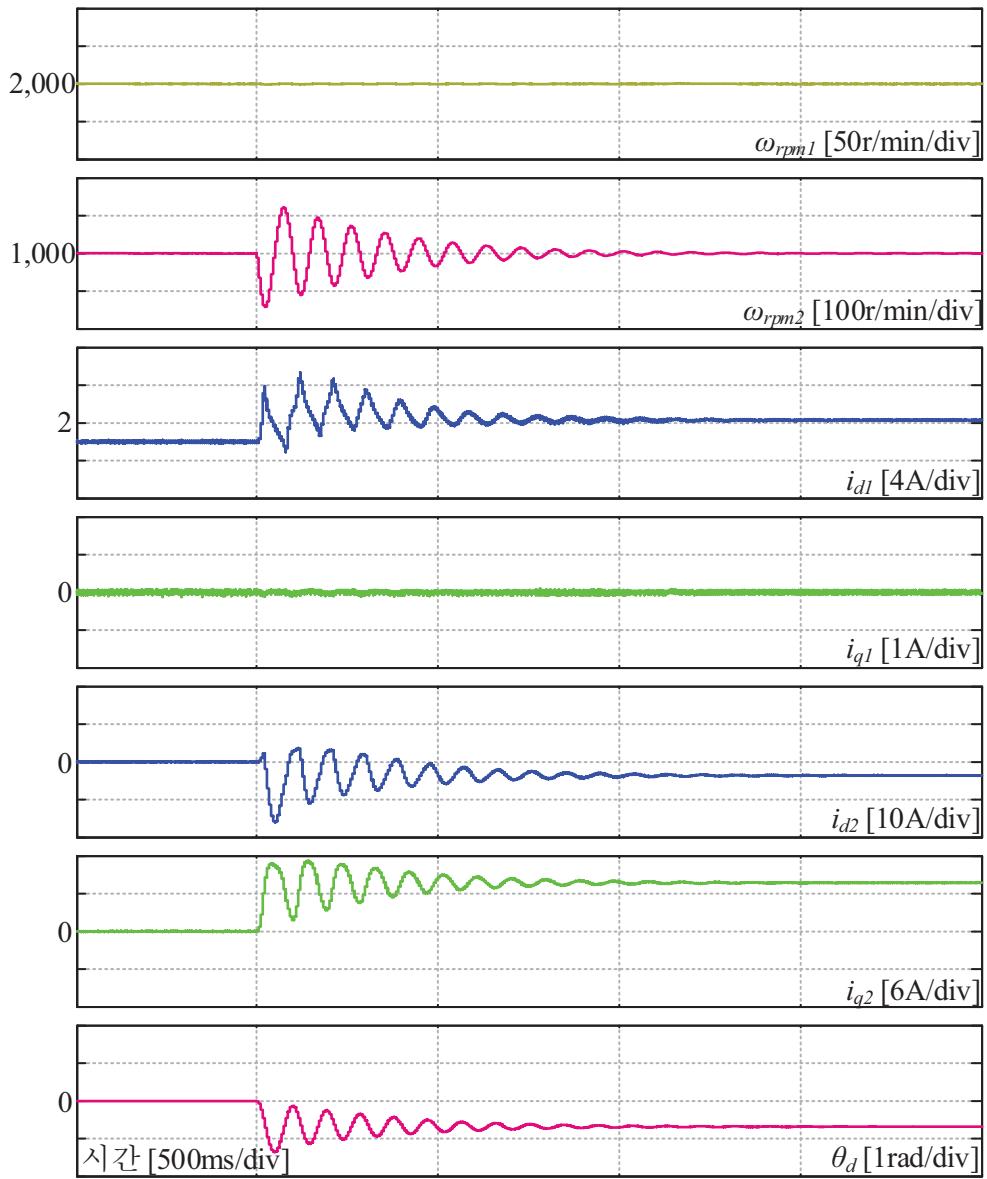


그림 4.3 능동 댐핑 제어와 단위 전류당 최대 토크 제어를 포함하는 매입형
영구자석 동기전동기의 제어

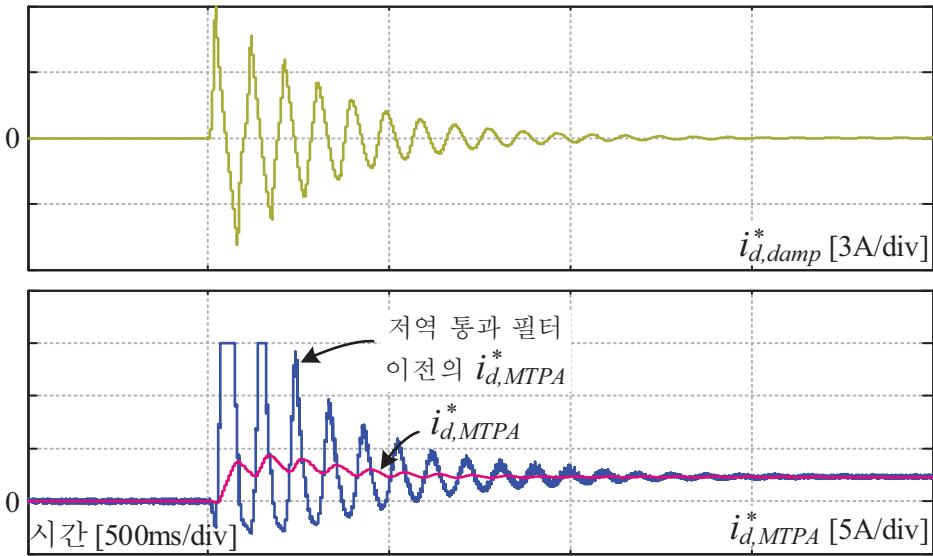


그림 4.4 능동 댐핑 제어 전류 지령과 단위 전류당 최대 토크 운전 지령

과 필터의 대역폭은 낮게 설정할수록 시스템의 안정성은 높아진다.

그림 4.5는 슬레이브 전동기의 기계 관성 J_2 가 마스터 전동기에 비해 10% 크다고 가정하고 모의 실험을 수행한 결과이다. 능동 댐핑 제어를 수행하기 이전에는 능동 댐핑 제어에 의해 시스템이 발산하지 않고, 일정 속도 맥동을 가지면서 동작하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 능동 댐핑 제어를 해제하는 경우, 시스템이 서서히 발산하기 시작하며 약 2.5초 후에는 커지는 시스템 맥동을 견디지 못하고 슬레이브 전동기가 탈조하는 것을 볼 수 있다.

그림 4.6은 정격 속도에서 전동기에 계단 부하를 인가할 때의 모의 실험 결과이다. 이때, 능동 댐핑 전류의 이득 제한 구간은 -0.5rad 부터 0.5rad 까지 1rad 로 충분히 여유있게 설정하여 너무 많은 능동 댐핑 전류가 인가되는 것을 방지하고자 하였으며, 다른 조건은 위와 동일하게 설정하였다. 정상 상태에서

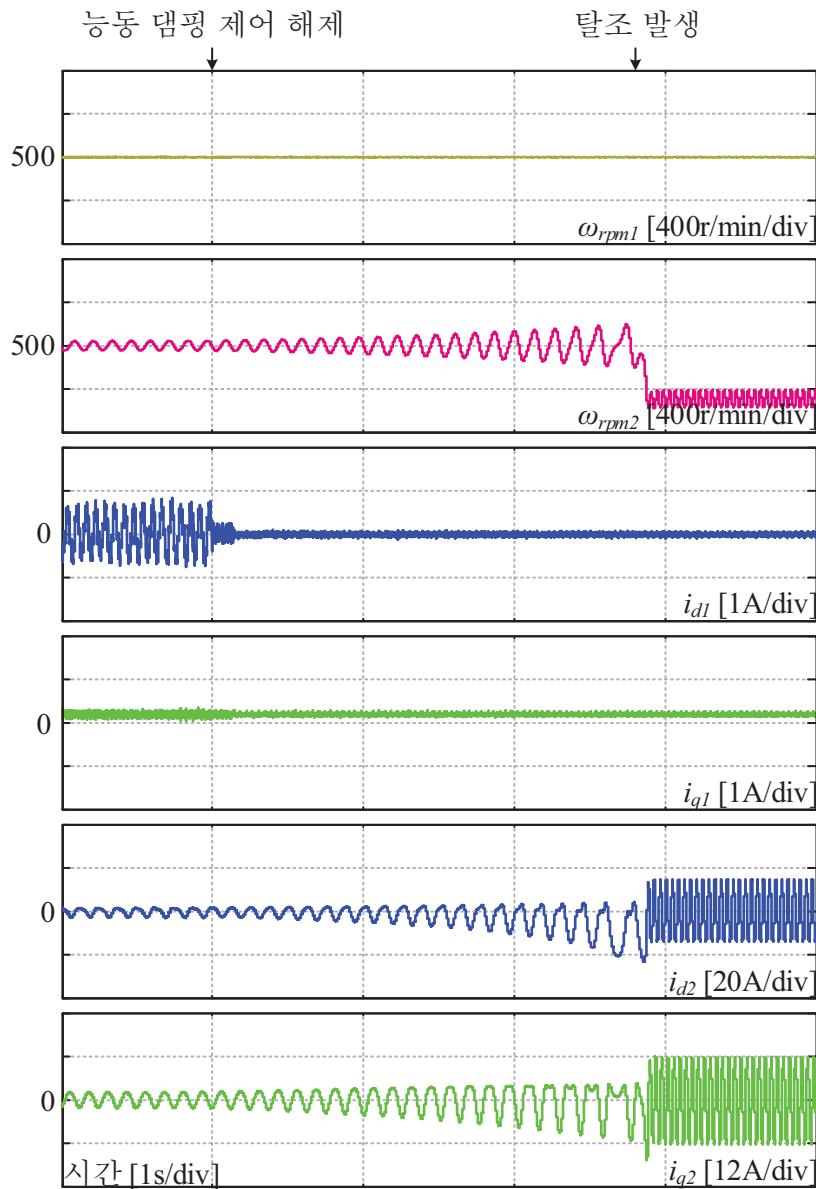


그림 4.5 기계 제정수 차이에 따른 시스템의 발산

두 전동기에 $3N\cdot m$ 를 인가한 상태에서 마스터 전동기에 $1N\cdot m$ 를 2초 동안 양과 음의 방향으로 추가적으로 인가하였다. 그림에서 볼 수 있듯이, 두 전동기의 속도 차이는 계단 부하를 인가함에 따라 맥동하는 형태로 발생하게 되며, 시간이 흐름에 따라 줄어드는 형태를 보인다. 이때, 두 전동기의 출력 토크가 다른 경우 수렴하는 속도가 빠르고, 두 전동기의 토크가 같은 경우에는 수렴하는 속도가 낮은 것을 볼 수 있는데, 이는 두 전동기의 출력 토크가 다른 경우에 보다 높은 능동 댐핑 이득이 얻을 수 있기 때문이다. 출력 토크의 변화에 따라 두 전동기의 정상 상태에서의 위치 차이 및 전류도 변화하게 된다. 특히, 슬레이브 전동기의 토크는 변하지 않음에도 불구하고, 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘에 의해 슬레이브 전동기의 전류가 조금씩 변하는 것을 볼 수 있다. 한가지 더 눈여겨볼 점은 두 전동기의 토크가 같은 경우 능동 댐핑 전류가 속도 및 위치 맥동의 두 배 주파수로 나타나고, 토크가 다른 경우 동일한 주파수로 나타난다는 점이다. 이는 θ_d 가 0을 통과하면서 능동 댐핑 이득이 뒤집히면서 2배 주파수의 형태로 나타나기 때문이다.

그림 4.7은 슬레이브 전동기의 부하를 계단적으로 변경하였을 때의 모의 실험 결과를 보여준다. 앞선 경우와 마찬가지로 속도 차이 및 위치 차이는 맥동하는 형태로 수렴하게 되며, 부하 차이가 존재할 때 보다 빠르게 수렴하는 것을 볼 수 있다. 또한 그림 4.6과 마찬가지로 마스터 전동기의 출력 토크는 변하지 않음에도 불구하고, 단위 전류당 최대 토크 운전을 위해 마스터 전동기의 전류가 변화하는 것 역시 확인할 수 있다. 마스터 전동기에 계단 부하를 인가하는 경우, 속도 제어기에 의해 속도가 제어되기 때문에 마스터 전동기에 속도 변동이 발생하는 반면, 슬레이브 전동기에 계단 부하를 인가하는 경우,

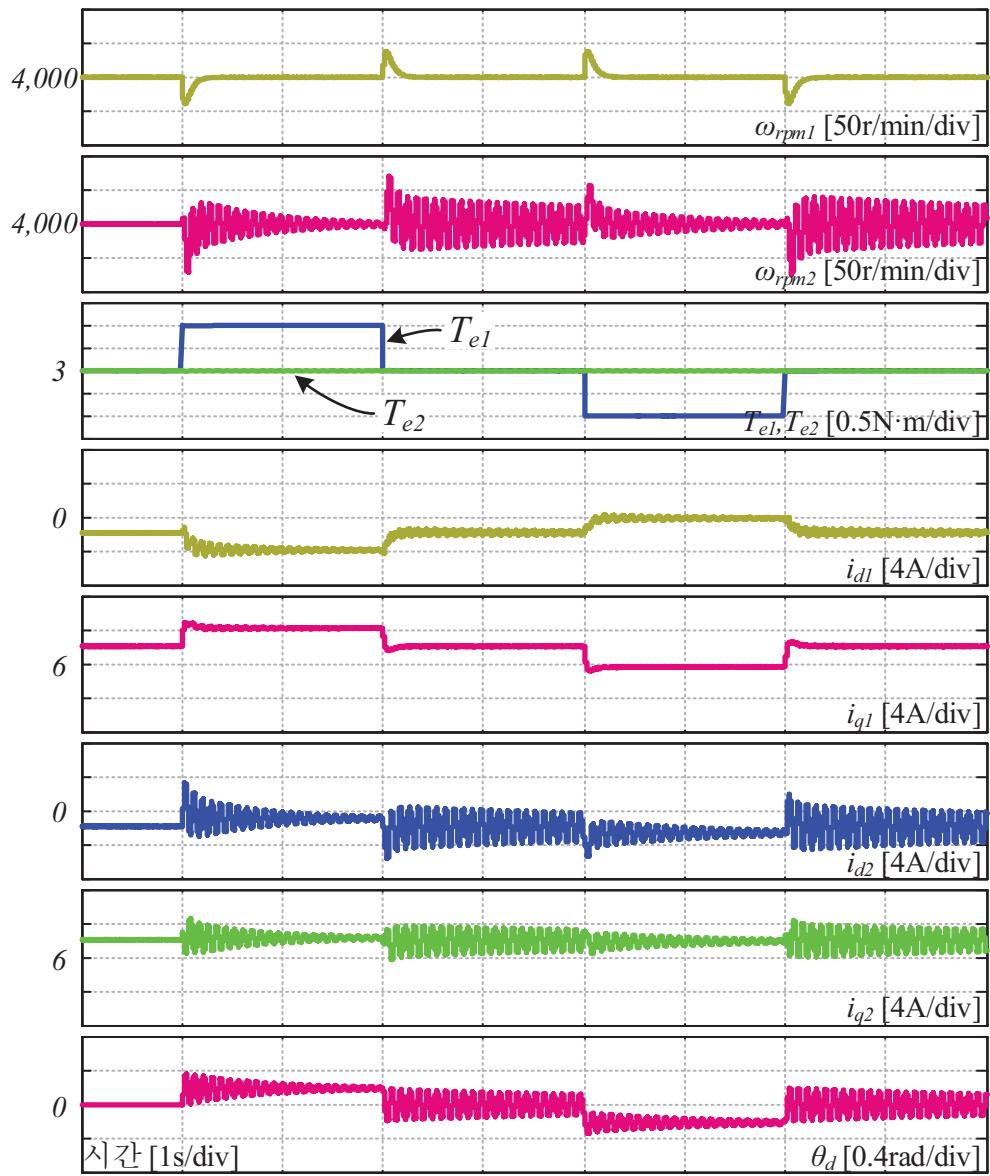


그림 4.6 매입형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인가 모의
실험 (정격 속도)

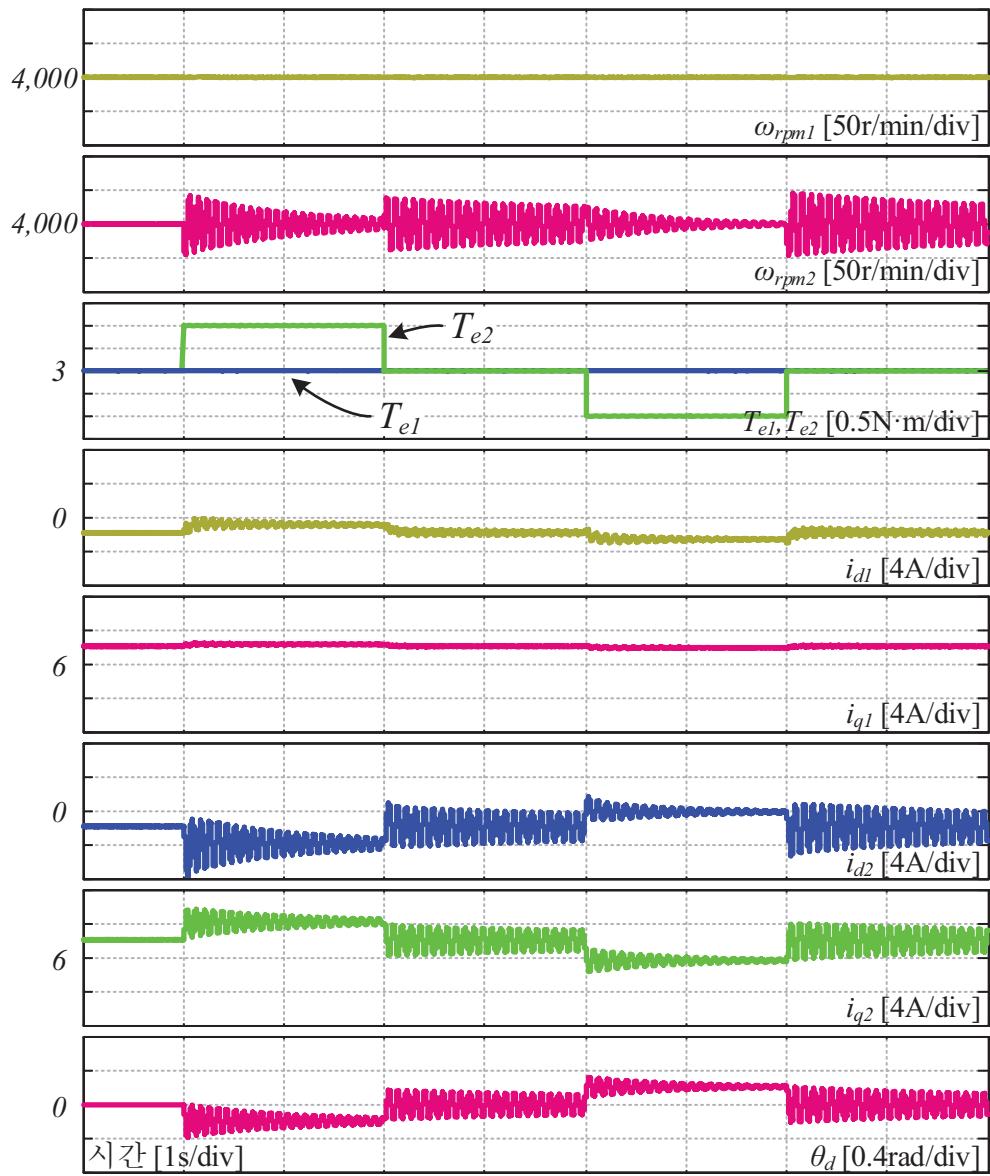


그림 4.7 매입형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 모
의 실험 (정격 속도)

보다 빠른 능동 댐핑 제어에 의해 속도 변동이 억제되기 때문에 보다 적은 속도 변동이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 4.8과 그림 4.9는 정격의 5% 속도인 200r/min에서의 계단 부하에 따른 제어 성능을 보여준다. 앞에서 살펴보았듯이 저속 영역에서는 임피던스에서 저항이 차지하는 비중이 커져 시스템의 안정성이 떨어지게된다. 따라서 저속 영역에서도 시스템이 안정적으로 동작하는지 살펴볼 필요가 있다. 저속에서는 시스템의 안정성이 떨어지기 때문에 능동 댐핑이득을 0.35로 높여 모의 실험을 수행하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 안정적으로 계단 부하를 견뎌내는 것을 확인할 수 있다. 정격 속도 운전과의 차이점은 부하 차이에 따라 θ_d 및 단위 전류당 최대 토크 운전을 위한 전류가 크게 달라진다는 것인데 이는 저속에서의 임피던스가 작아 동일 전압을 보상하려할 때 보다 많은 전류가 필요하기 때문이다.

그림 4.10은 매입형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘의 성능을 보여준다. 이때, 마스터 전동기의 출력 토크는 $3\text{N}\cdot\text{m}$, 슬레이브 전동기의 출력 토크는 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 로 하여 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘이 평가될 수 있도록 두 전동기의 출력 토크를 다르게 설정하였다. 먼저 3초의 영역까지는 마스터 전동기만을 고려한 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘을 사용하여 병렬 전동기 구동 시스템을 구동한 결과이다. 이 때의 마스터 전동기의 전류는 -1.82A 이고, 이에 따른 전동기의 전류 제곱합의 제곱근 값은 i_{rss} 는 8.91A 임을 알 수 있다. 3초부터 6초까지 3초간은 마스터 전동기의 d 축 전류 지령을 0A부터 -9A 까지 변화시키면서 마스터 전동기의 전류 변화에 따른 i_{rss} 와 θ_d , 각 전동기 전류의 변화를 살펴보았다. 6초 이후에는 3.2

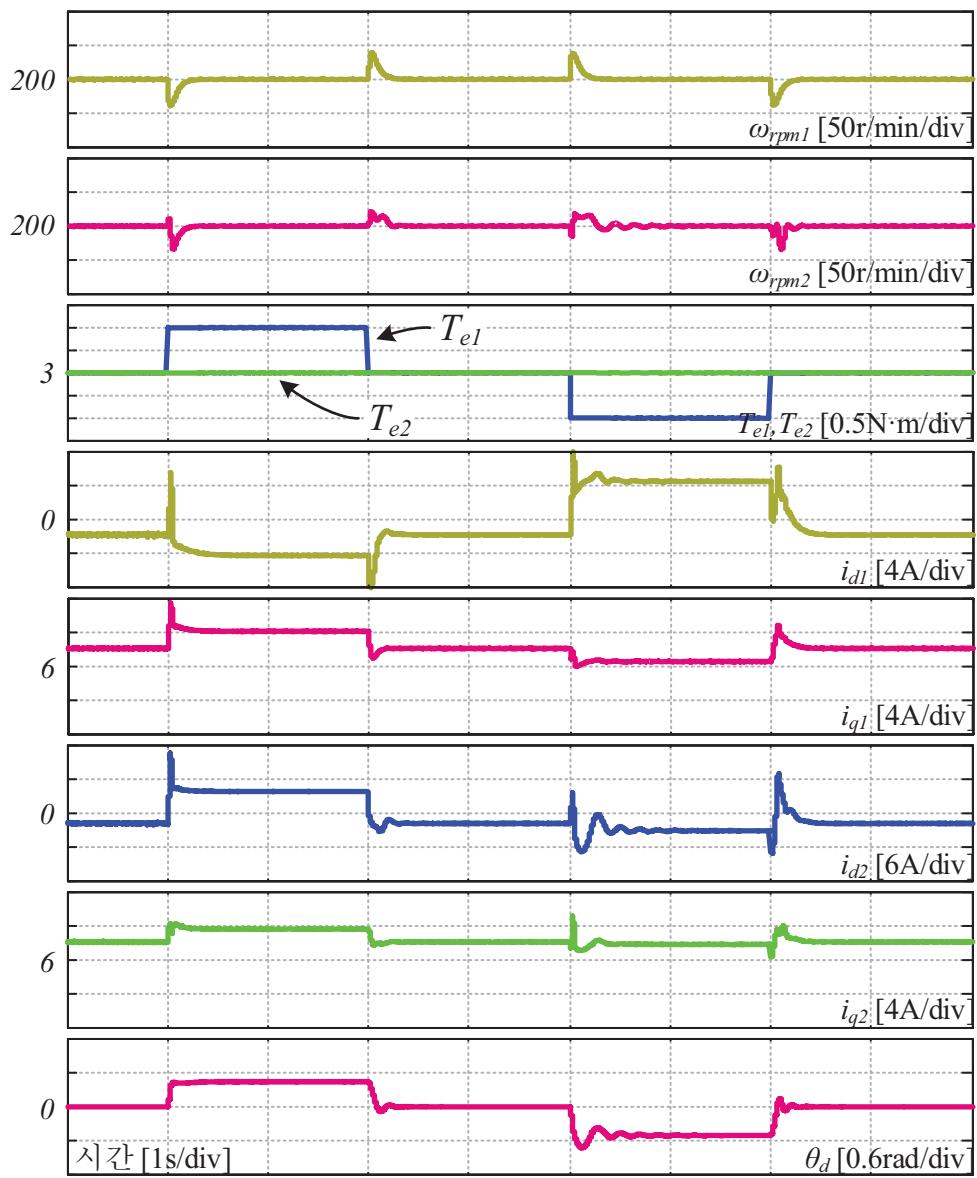


그림 4.8 매입형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인가 모의
실험 (정격의 5% 속도)

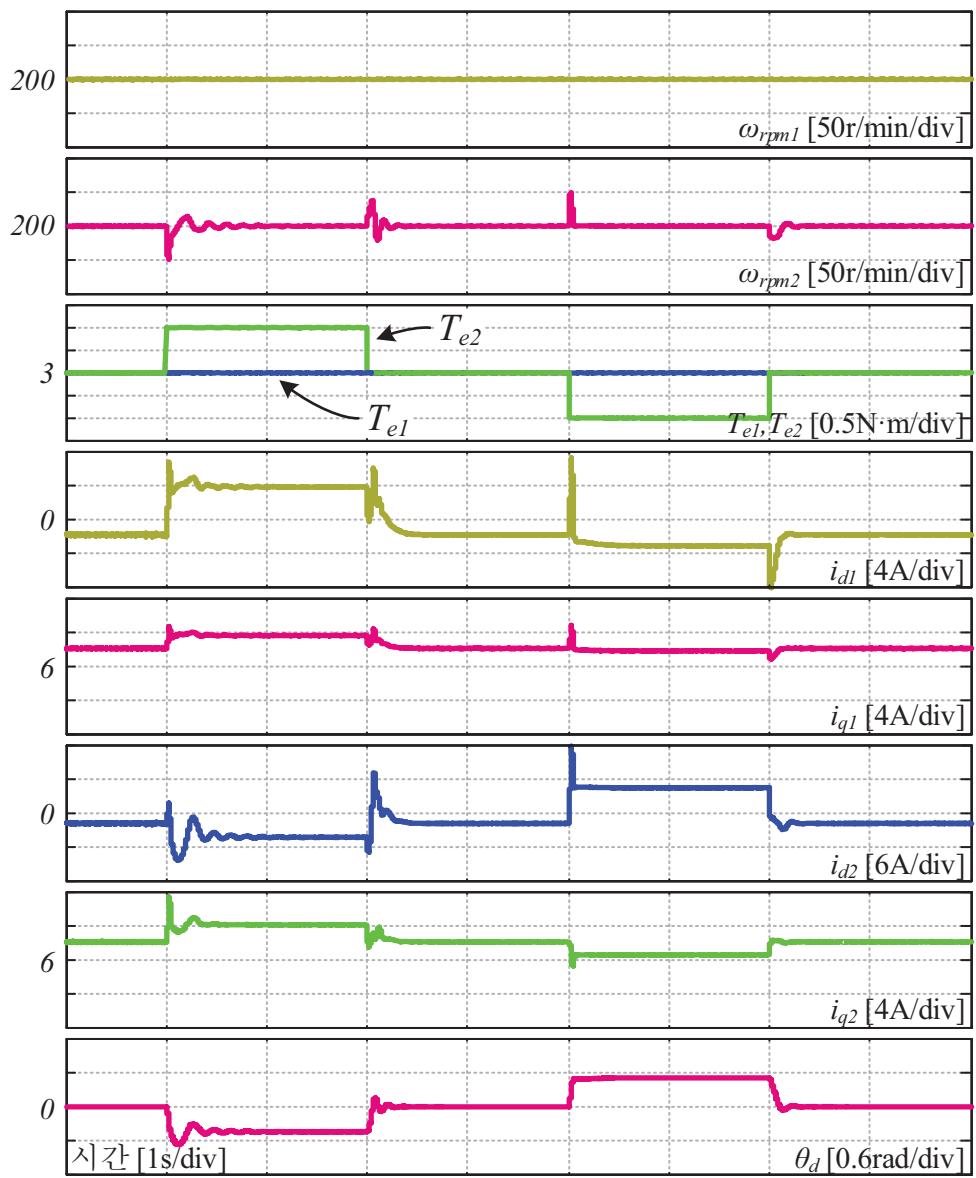


그림 4.9 매입형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 모
의 실험 (정격의 5% 속도)

절에서 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 기법을 이용하여 시스템을 제어하였으며, 그림에서 볼 수 있듯이 1초 이내에 안정적으로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 제안된 알고리즘을 사용하는 경우, 마스터 전동기의 d 축 전류 지령은 -3.27A이고, 이 때의 i_{rss} 는 8.65A임을 알 수 있다. 이는 제안된 알고리즘을 사용하지 않은 경우에 비해 약 2.9% 감소한 것을 알 수 있다. 특히, 제안된 알고리즘을 이용하여 추종된 운전점은 오픈 루프 실험을 통해 확인한 최소 손실점과 일치하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 제안된 알고리즘이 전동기의 최적 운전점을 빠르고 안정적으로 추종하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 4.11은 두 전동기의 부하 방향이 반대일 때, 즉, 마스터 전동기는 토크를 출력하고 슬레이브 전동기는 발전을 수행할 때의 모의 실험 결과이다. 모의 실험에서는 편의상 토크 제어 대신 속도 제어를 수행하였다. 모의 실험에서 사용한 제어 설정 값들은 위와 동일하게 설정하였다. 마스터 전동기의 출력 토크는 3N·m로 고정하고 슬레이브 전동기의 토크를 -3N·m에서 1N·m씩 인가, 해제 하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 시스템은 안정된 형태로 제어되는 것을 알 수 있으며, 두 전동기 사이의 토크 차이가 크기 때문에 전동기 사이의 위상차가 크게 발생하는 것을 볼 수 있다. 이러한 큰 위상차는 보다 큰 능동 댐핑 이득을 확보해주기 때문에 빠른 속도로 정상 상태로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

그림 4.12는 마스터 전동기의 출력 토크가 3N·m, 슬레이브 전동기의 토크는 -4N·m일 때, 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘의 성능을 보여준다. 그림 4.10과 마찬가지로 처음에는 마스터 전동기만을 고려한 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하고, 그 다음에는 겸중을 위한 오픈 루프 실험을, 마지막

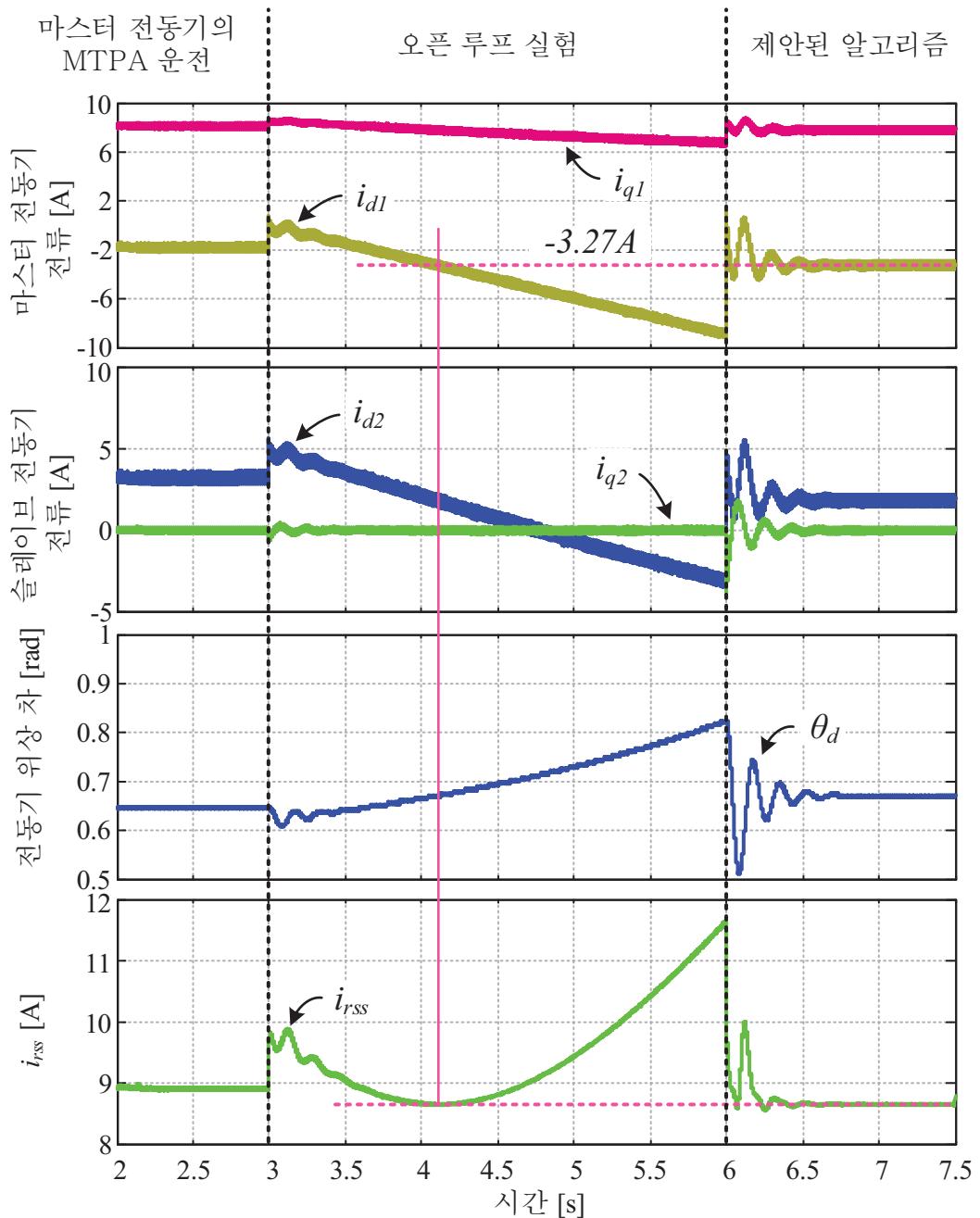


그림 4.10 매입형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘 동작

으로는 제안된 알고리즘을 사용하여 시스템을 구동하였다. 그럼에서 볼 수 있듯이 제안된 알고리즘이 시스템의 전류를 최소화하는 점에서 구동되는 것을 알 수 있다. 이때, 마스터 전동기만을 고려한 단위 전류당 최대 토크 운전의 전류 지령은 $-1.82A$ 로 제안된 방법의 수렴값인 $-1.91A$ 와 근사한 값을 나타내게 되는데, 이는 3.5절에서 분석된 것과 같이 두 전동기의 토크 방향이 반대인 경우 나타나는 최적 운전점에 가까운 형태로 전동기가 구동되고 있기 때문이다. 인버터 전류 역시 3.5절에서 분석한 결과와 같이 마스터 전동기의 d 축 전류를 음으로 인가할수록 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 따라서 추후 연구에서 인버터 손실을 고려한 전류 지령 수정 방법이나, 인버터 전류 제어를 통한 인버터 용량 설계 등이 이루어 질 수 있다.

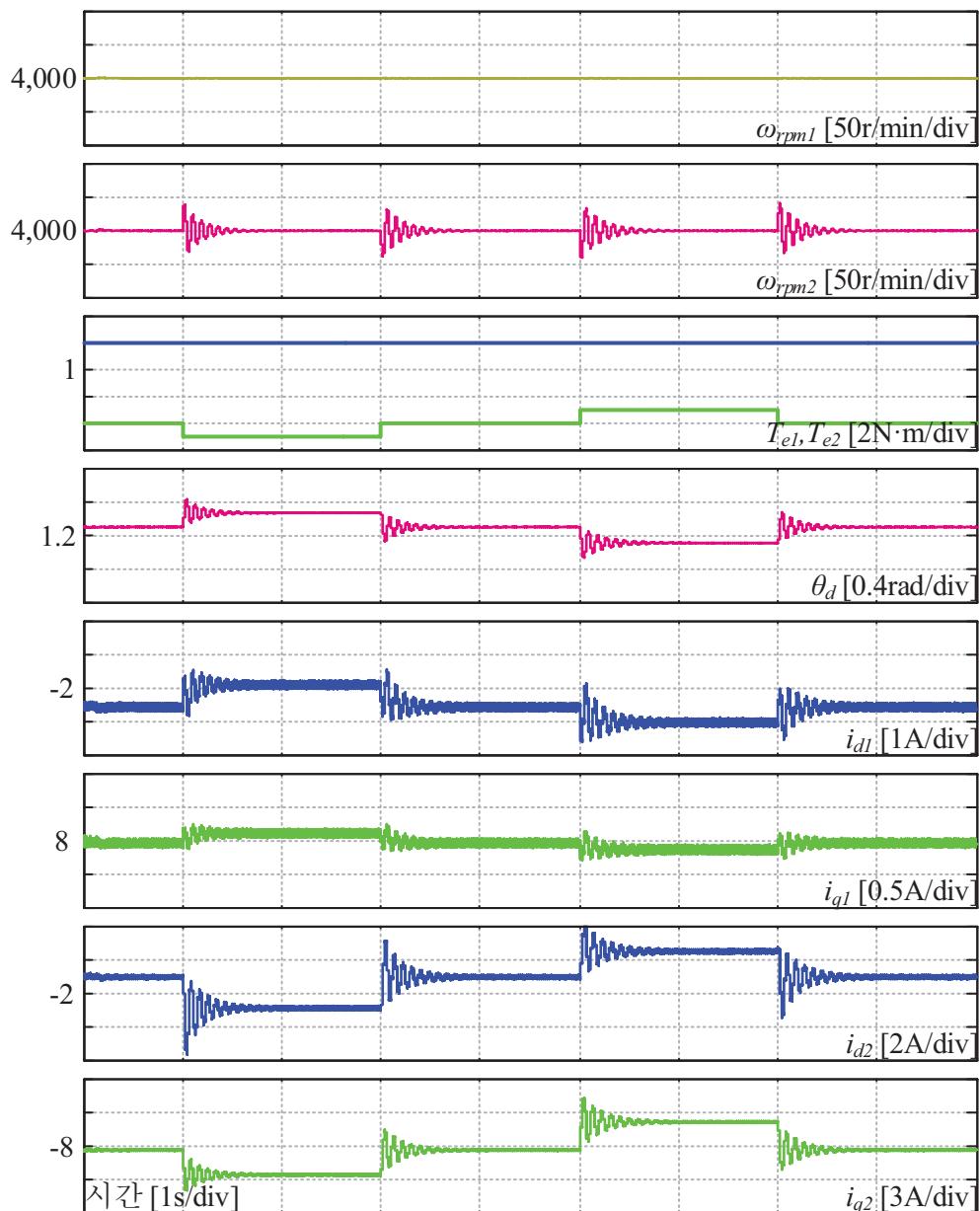


그림 4.11 매입형 영구자석 동기전동기의 반대 토크 운전 모의 실험

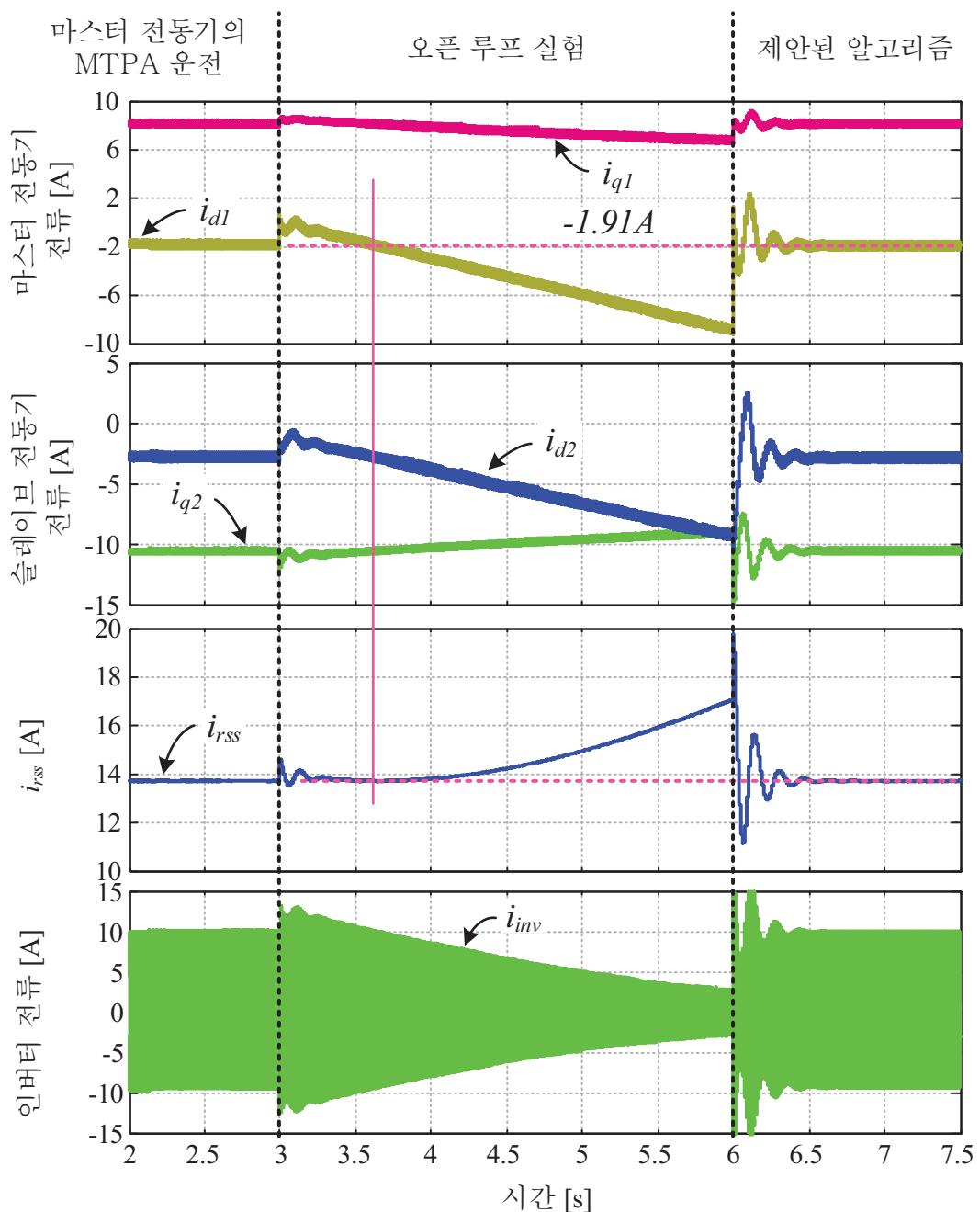


그림 4.12 매입형 영구자석 동기전동기의 반대 토크 운전 시 전류당 최대 토크 운전 알고리즘 동작

4.1.2 표면부착형 영구자석 동기전동기

그림 4.13과 그림 4.14는 단일 인버터를 이용한 병렬 표면부착형 영구자석 동기전동기 운전의 계단 부하에 대한 반응을 보여준다. 모의 실험에서 사용된 제어 값들은 위와 동일하며, 다만 능동 댐핑 이득 $K_{p,damp}$ 는 5.4로 높게 설정하였다. 아래 모의 실험에서는 정격 속도에서 정상 상태 부하를 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 인가하고, 계단 부하를 양과 음의 방향으로 $1\text{N}\cdot\text{m}$ 씩 인가와 해제를 반복하였다. 그림 4.13은 마스터 전동기에 부하를 인가하였을 때의 반응을, 그림 4.14는 슬레이브 전동기에 부하를 인가한 경우의 반응이다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하의 변동에 대해 동기성을 잃지 않고 안정적으로 동작하는 것을 확인할 수 있다. 또한 능동 댐핑 이득이 높기 때문에 앞선 경우와 달리 좀 더 빠르게 수렴하는 특성을 보인다. 하지만, 매입형 영구자석 동기전동기의 경우와 마찬가지로 두 전동기의 부하가 같은 경우, 빠르게 수렴하지 못하고 진동하는 특성을 보이는 데, 이는 앞선 경우와 마찬가지로 두 전동기의 위치 차이가 작은 경우 능동 댐핑 이득이 줄어들기 때문이다. 또한 어느 정도의 값 이하로는 진동이 쉽게 줄어들지 않게 되는데, 이는 속도 및 전류의 맥동에 의해 단위 전류당 최대 토크 제어기 출력 값이 영향을 받아 능동 댐핑 제어에 영향을 미치기 때문이다. 두 전동기의 출력 토크가 동일한 경우 마스터 전동기의 d 축 전류가 0A가 되는 단위 전류당 최대 토크 운전이 수행되고, 부하에 차이가 존재하는 경우 음과 양으로 정상 상태 전류가 조정되며 단위 전류당 최대 토크 운전이 수행되는 것을 확인할 수 있다. 특히, 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우 돌극성이 없기 때문에, 서로 다른 전동기의 부하 변동에 대해 q 축 전류는 변화하지 않고 d 축 전류만 바뀌는 특성을 보이는 것을 확인할 수 있다. 표면부착

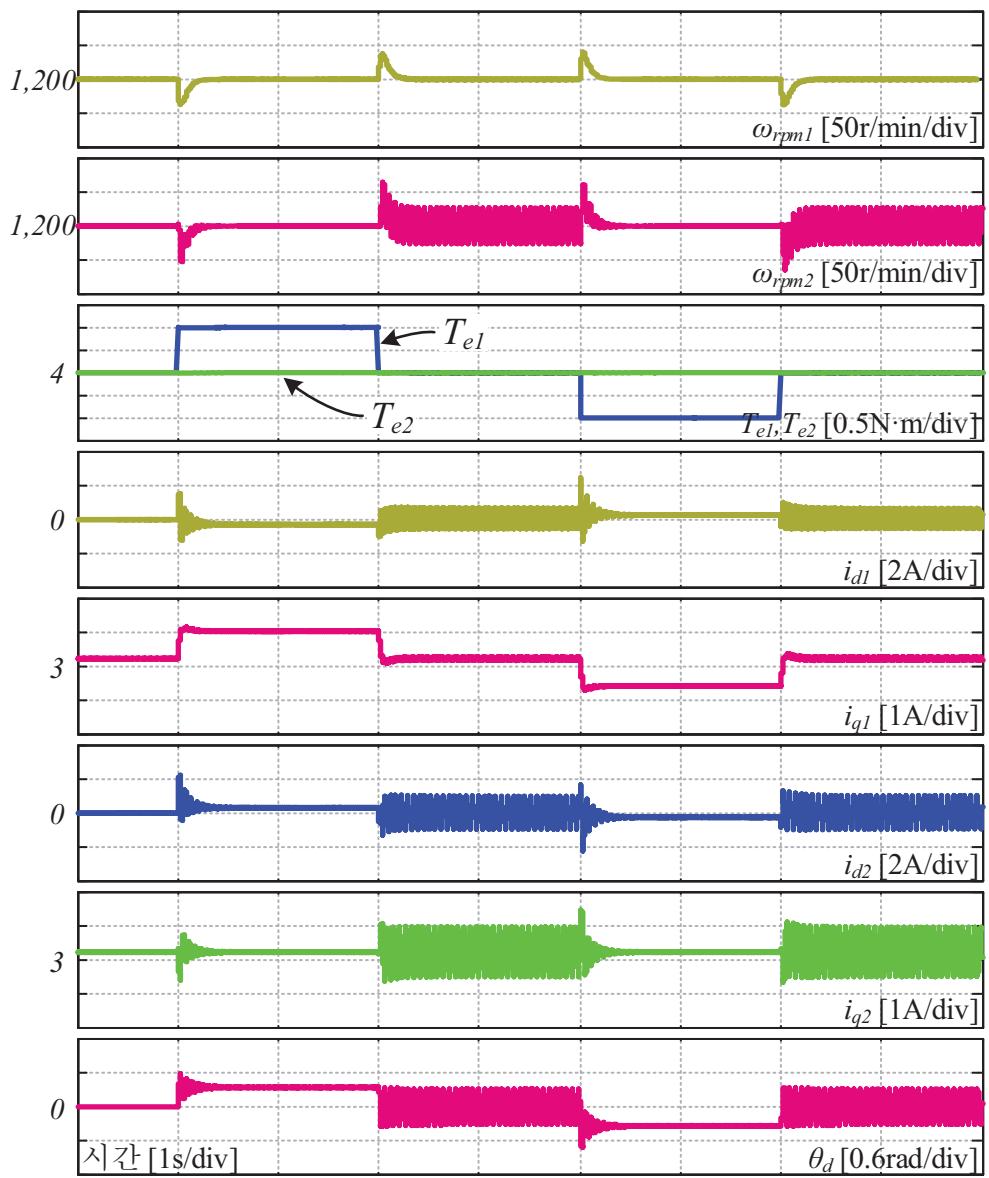


그림 4.13 표면부착형 영구자석 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인가
모의 실험

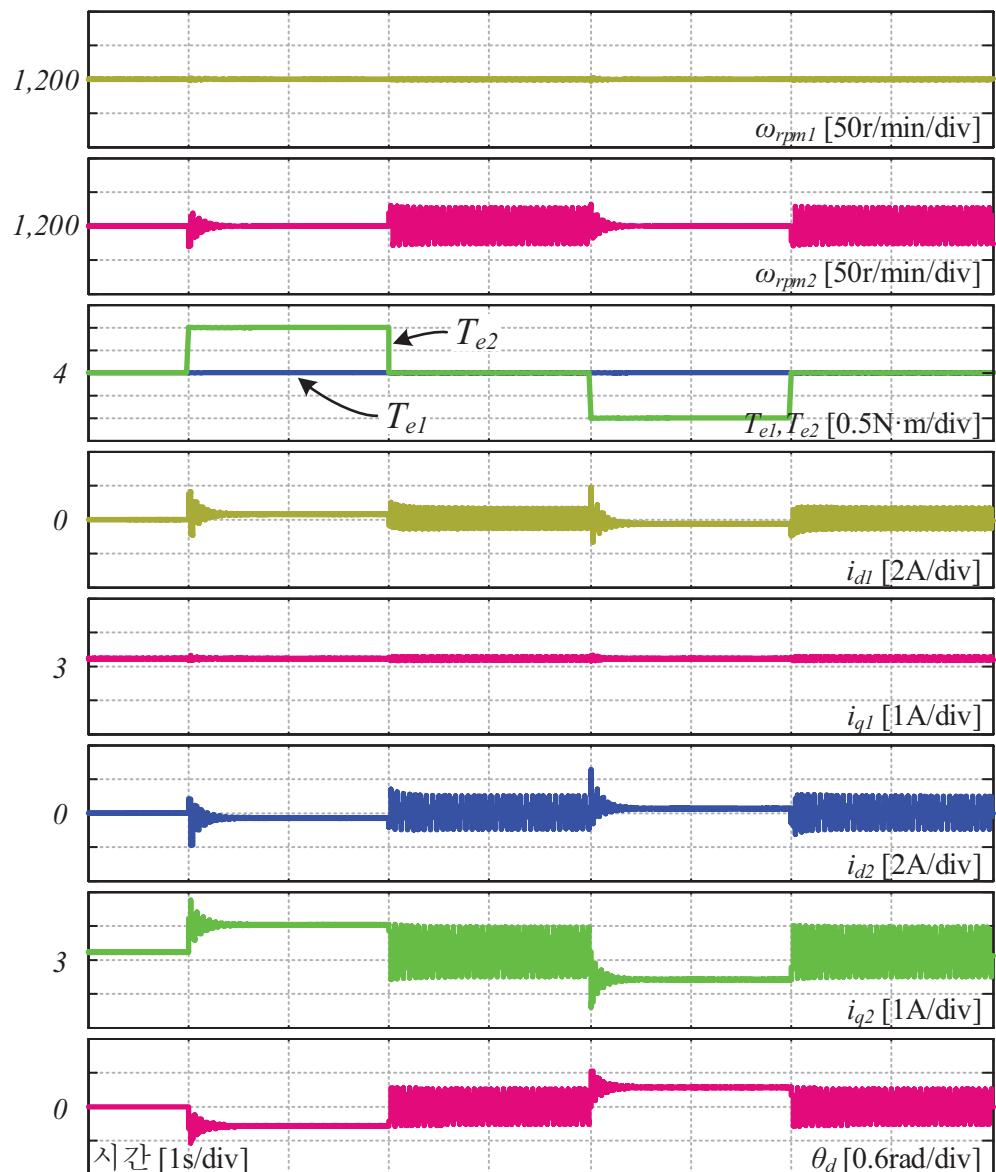


그림 4.14 표면부착형 영구자석 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 모의 실험

형 영구자석 동기전동기의 경우에도 마찬가지로 마스터 전동기의 토크가 변화하는 경우, 대역폭이 낮은 속도제어기가 관여하여 속도를 제어하기 때문에 속도에 변동이 생기는 반면, 슬레이브 전동기의 토크가 변화하는 경우, 보다 대역폭이 넓은 능동 댐핑 제어에 의해 외란 토크가 억제되어 토크 인가에 의한 속도 맥동이 크게 발생하지 않음을 확인할 수 있다.

그림 4.15는 단일 인버터를 이용한 표면부착형 영구자석 동기전동기 구동 시스템에서 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘의 성능을 보여준다. 이때, 마스터 전동기의 출력토크는 $3\text{N}\cdot\text{m}$, 슬레이브 전동기의 출력토크는 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 로 설정하였다. 때문에 슬레이브 전동기의 q 축 전류는 지속적으로 0A 로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 마스터 전동기만을 고려한 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하는 경우, 마스터 전동기의 d 축 전류는 0A 로 제어되는 것을 볼 수 있으며, 이때 슬레이브 전동기에 유도되는 d 축 전류는 1.37A 이다. 오픈 루프 실험을 지나 제안된 알고리즘을 이용하여 제어하면 총 전류를 줄이기 위하여 마스터 전동기의 d 축에 -0.66A 의 전류가 인가되며, 이에 따라 슬레이브 전동기의 d 축에는 0.82A 가 유도되게 된다. 결과적으로 i_{rss} 는 3.51A 에서 3.39A 로 감소하게 되며, 이 값은 오픈 루프 제어 시의 최저점과 일치하는 것을 확인할 수 있다.

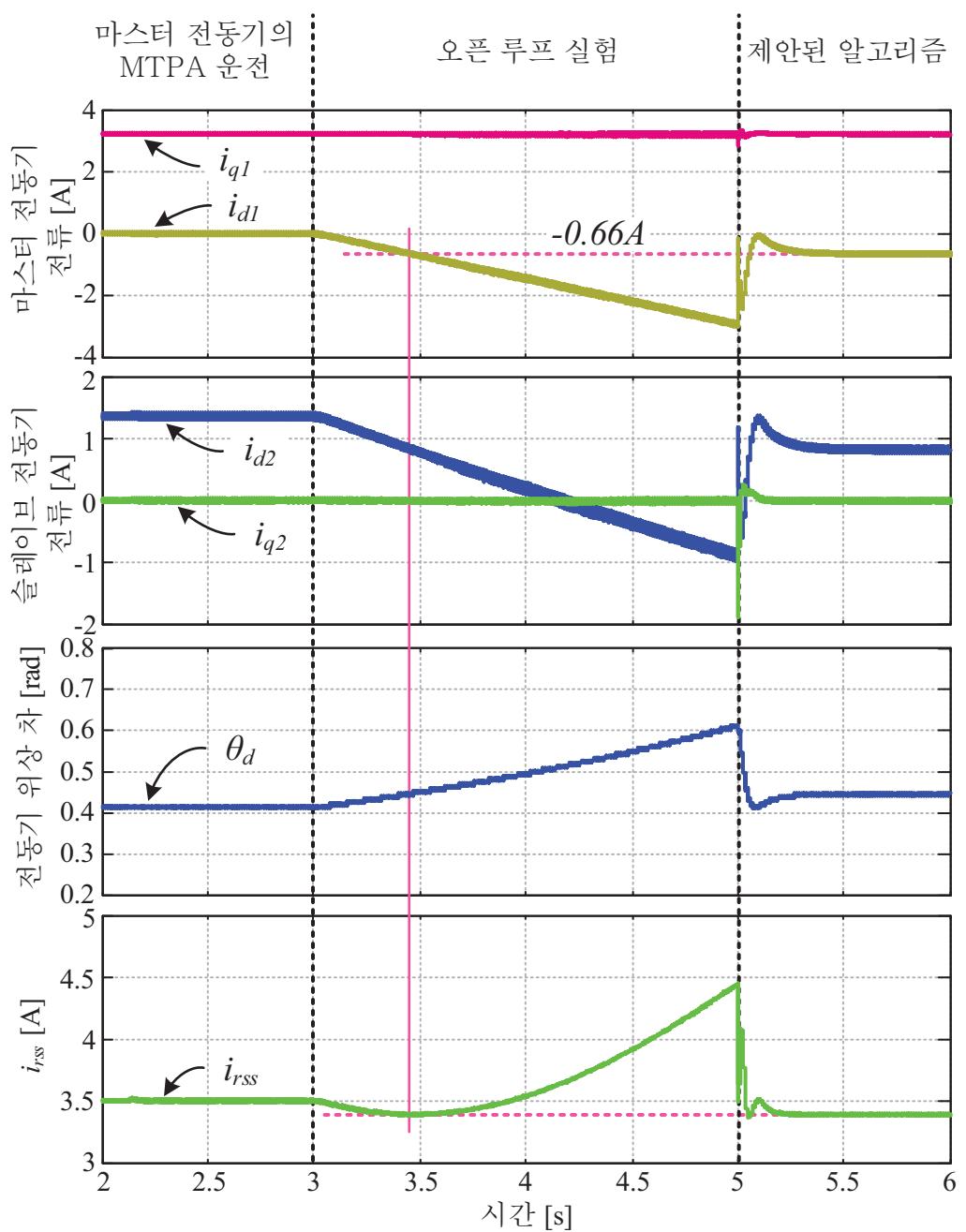


그림 4.15 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘 동작

4.1.3 자기저항 동기전동기

그림 4.16과 그림 4.17은 단일 인버터를 이용한 병렬 자기저항 동기전동기의 계단 부하에 대한 모의 실험 결과를 보여준다. 모의 실험에서의 제어기 설계 값은 앞과 동일하게 설정되었다. 능동 댐핑 이득은 (3.96)에서 볼 수 있듯이 간략화된 식에서도 정상 상태 전류에 의해 크게 달라지게 되는데, 모의 실험 토크 조건에서의 정상상태 d 축 전류는 2-3A 정도이므로 이를 고려하면 능동 댐핑 이득은 2-2.5 정도로 설정되었다고 볼 수 있다. 아래 모의 실험에서는 정격 속도에서 정상 상태 부하를 $2N\cdot m$ 인가하고, $1N\cdot m$ 의 계단 부하를 양과 음의 방향으로 인가와 해제를 수행하였다. 그림에서 볼 수 있듯이, 외란 토크에 대해서 발산하지 않고 안정적으로 제어가 수행되는 것을 볼 수 있다. 앞선 경우와 마찬가지로 두 전동기의 출력 토크가 동일한 경우, 속도와 토크가 맥동하는 형태를 보이지만 토크가 다른 경우에는 맥동 없이 안정적인 형태를 보이는 것을 확인할 수 있다. 또한, 마스터 전동기에 토크가 인가되는 경우에는 속도 제어기가 관여하여 속도를 제어하기 때문에 전체적인 속도 맥동이 나타나지만 슬레이브 전동기에 토크가 인가되는 경우, 마스터 전동기의 속도가 유지되어 전체적인 속도 맥동은 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다. 자기저항 전동기의 경우 영구자석을 사용하는 앞선 전동기들보다 조금 느리게 정상 상태로 수렴하는 것을 확인할 수 있는데, 이는 영구자석에 의한 역기전력 없이 전류 제어에 의해서만 차동 토크가 발생하기 때문이다.

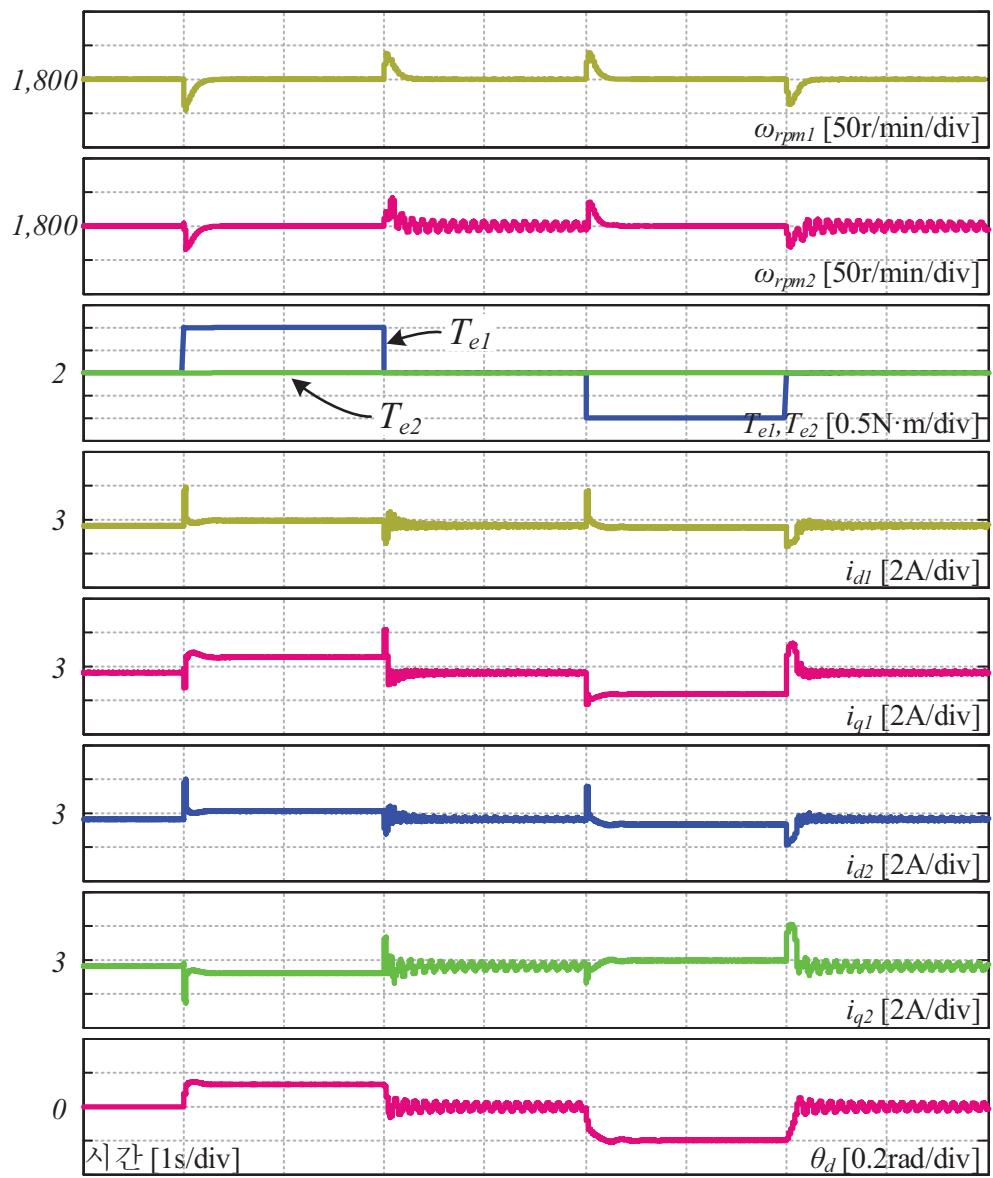


그림 4.16 자기저항 동기전동기의 마스터 전동기 계단 부하 인가 모의 실험

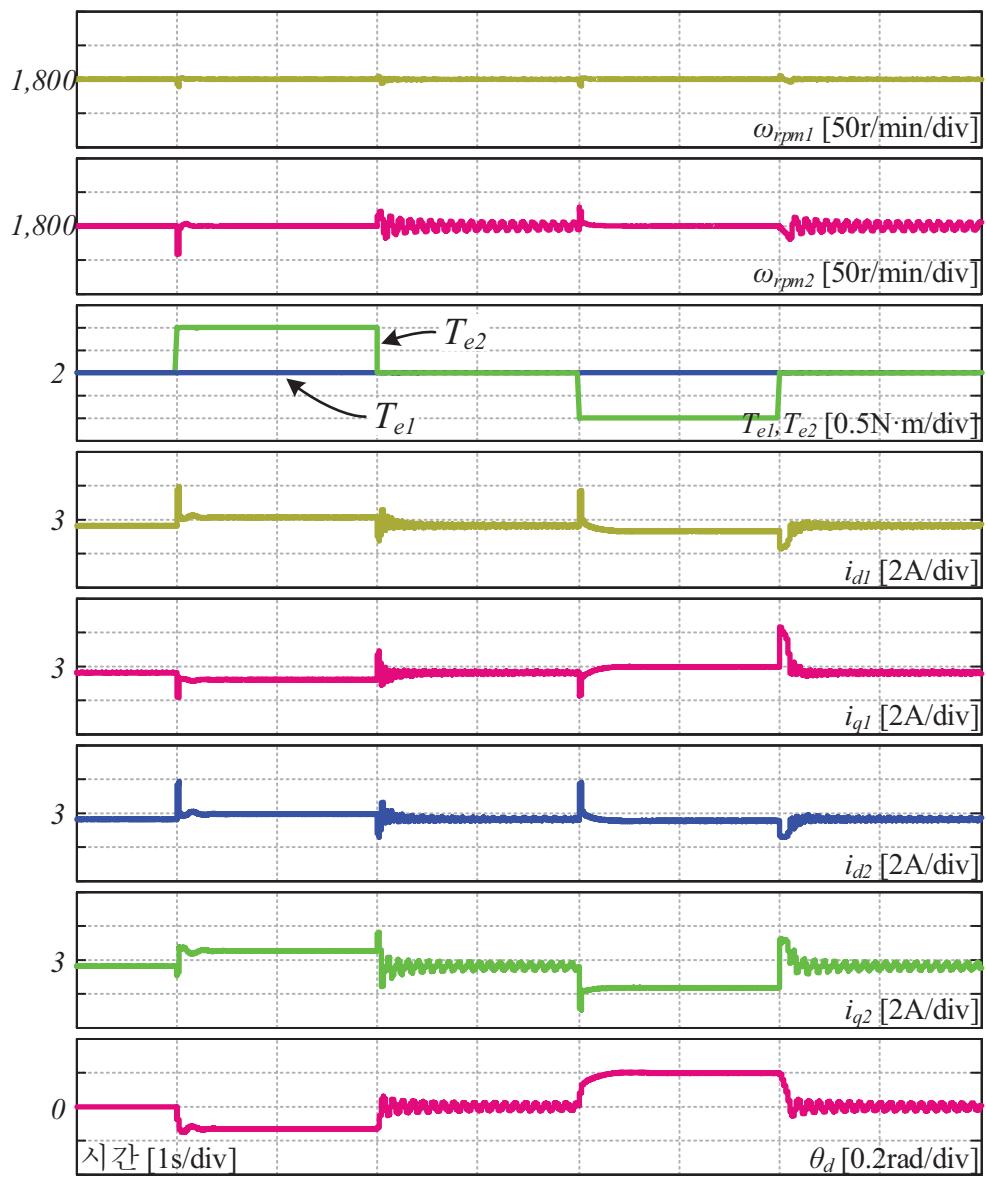


그림 4.17 자기저항 동기전동기의 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 모의 실험

그림 4.18은 단일 인버터를 이용한 병렬 자기저항 동기전동기 구동 시스템에서 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘의 동작 및 성능을 보여준다. 이때, 전동기의 속도는 정격 속도이고, 마스터 전동기의 출력 토크는 $3\text{N}\cdot\text{m}$, 슬레이브 전동기의 출력토크는 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 로 설정하였다. 마스터 전동기만의 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하는 경우, 마스터 전동기의 d , q 축 전류는 3.22A 로 동일하게 제어되는 것을 볼 수 있다. 이때 슬레이브 전동기의 d 축 전류는 3.54A , q 축 전류는 0A 임을 볼 수 있다. 즉, 슬레이브 전동기는 출력 토크가 없음에도 불구하고 많은 양의 전류가 도통하게 되는 것이다. 이 같은 전류의 크기는 영구자석을 사용하는 전동기의 경우보다 큰데, 이는 전동기의 위치에 따라 크게 변화하면서 전압을 보상하던 영구자석에 의한 역기전력이 존재하지 않기 때문이다. 마스터 전동기의 d 축 전류를 초당 -0.8A 씩 감소시키면서 오픈 루프 실험을 수행한 뒤, 제안된 알고리즘을 적용하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안된 알고리즘을 통해 추종된 운전 지점이 전동기 전류를 최소화하는 점과 일치하는 것을 확인할 수 있다. 이 때의 마스터 전동기 d 축 전류는 2.78A , q 축 전류는 3.74A 로 차이를 가지는 것을 알 수 있으며, 슬레이브 전동기의 d 축 전류는 3.19A 로 감소한 것을 알 수 있다.

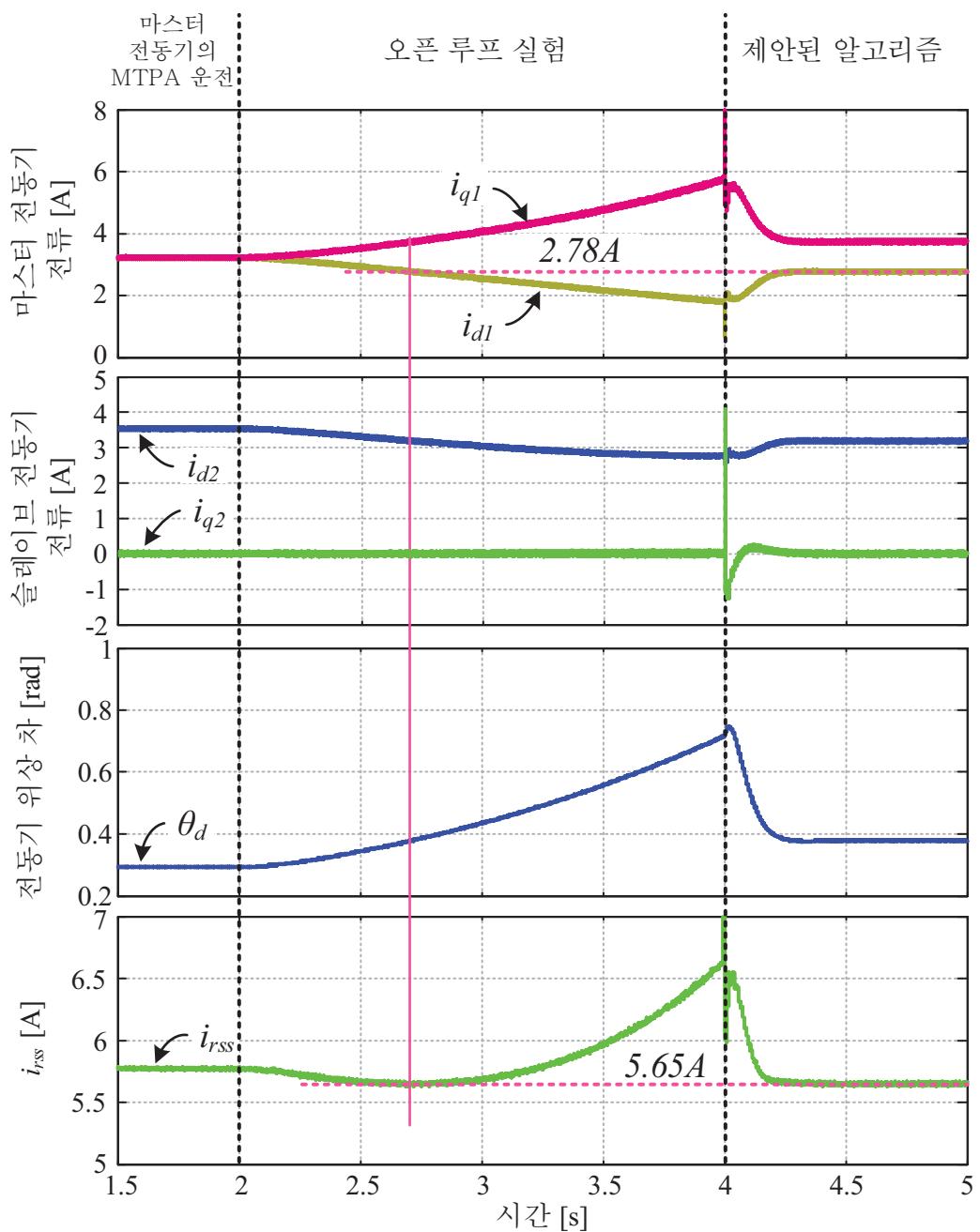


그림 4.18 자기저항 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘 동작

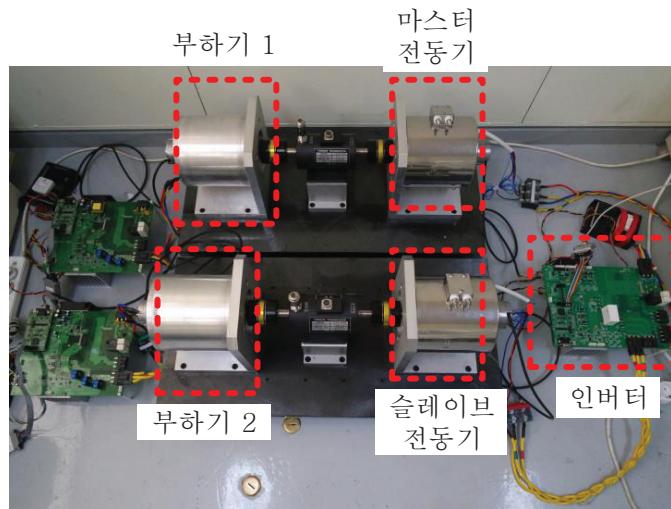


그림 4.19 실험 세트의 구성

4.2 실험 결과

본 절에서는 실제 전동기를 이용하여 실험 세트를 구성하고, 제안된 제어 방법을 적용하여 실험을 수행한 결과를 제시한다. 실험은 본 논문에서 다룬 세 전동기 중에서 돌극성과 영구자석에 의한 자속을 모두 포함하고 있어 일반적이라고 할 수 있는 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 수행하였다. 실험을 위한 실험 세트는 실험 세트는 그림 4.19와 같이 구성하였다. 마스터 전동기와 슬레이브 전동기는 표 A.2에 있는 전동기로 오른쪽에 위치한 하나의 인버터를 이용하여 구동하였으며, 부하기는 각각의 인버터를 이용하여 구동하였다. 시스템 전력은 DC 전원공급기를 이용하여 300V로 공급하였으며, 세 인버터의 DC 링크를 연결하여 시스템을 구성하였다. 인버터는 Mitsubishi Electric 사의 지능형 전력 모듈, PS21A7A를 이용하여 구성하였으며, 전류 센서는

Allegro MicroSystems 사의 ACS709 네 개를 사용하여 각 전동기의 상전류를 두 개씩 측정하였다. 제어는 Texas Instrument 사의 TMS320C28346을 이용하여 디지털 제어를 수행하였다.

실험에서는 모의 실험과는 다르게 120° OFF 불연속 스위칭 방법(Discontinuous PWM, DPWM)을 사용하였다[96]. 120° OFF DPWM은 사용하는 벡터의 수가 적어 SVPWM을 사용하는 경우에 비해 $2/3$ 만큼의 스위칭 주파수를 사용한 것과 같은 전류 맥동을 발생시킨다. 즉, 전류 맥동의 크기가 커져 전류 제어 성능이 감소하고 및 고주파 철손이 증가하게 된다[97]. 하지만 120° OFF DPWM에는 스위칭 손실의 감소를 포함한 장점들도 존재하게 되며, 본 논문에서는 몇 가지 이유로 인해 120° OFF DPWM을 사용하게 되었다. 120° OFF DPWM을 사용한 첫 번째 이유는 차지 펌프(Charge pump) 회로에서의 전압 사용률을 높이기 위해서이다. 차지 펌프 회로는 인버터의 위쪽 스위치의 게이트 전압을 공급하기 위해서 사용하는 방법으로 아래쪽 인버터가 닫힐 때 충전되어 게이트 드라이버에 전원을 공급할 수 있게 된다. 따라서 일정 시간 이상 아래쪽 스위치가 켜져야만 안정적으로 인버터를 사용할 수 있게 된다. 때문에 120° OFF DPWM을 사용하는 경우 보다 아래쪽 스위치를 많이 사용하게 되어 출력 전압을 늘릴 수 있다. 또 다른 이유는 인버터의 기생 성분에 의한 고장을 막기 위해서이다. 제안된 시스템의 경우 인버터의 출력에 기생 커패시턴스가 상당히 커지게 되는데 이는 인버터 전류 용량, 출력단에 연결된 전류 센서, 커넥터, 전동기 수가 증가하기 때문이다. 이 때문에 증가된 인버터의 출력단 기생 커패시턴스는 스위치의 턴 온 손실을 증가시킬 뿐만 아니라 데드 타임(Dead time) 동안의 비선형성을 증가시켜 제어 상에 악영향을 끼치게 된다. 특히, 아

래쪽 스위치가 켜질 때, 기생 커패시터에 충전되어 있던 전하가 순간적으로 빠져나가면서 콜렉터(Collector) 전류를 증가시켜 손실을 증가시키고, EMI를 발생시키거나 인버터 고장을 일으키게 된다[98]. 특히 본 실험 세트와 같이 차지 펌프 회로를 사용하는 경우 아래쪽 스위치의 턴 온 동작시에 차지 펌프 전류 까지 도통하게되어 아래쪽 스위치에 많은 전류가 흐르게된다. 이러한 상황에서 공간 벡터 변조방식을 사용하는 경우, 출력 전압의 크기가 0일 때 세 스위치가 동시에 켜지면서 순간적으로 많은 전류가 지능형 전력 모듈을 통과하게 된다. 120° OFF DPWM을 사용하는 경우, 최대 두 개의 스위치가 동시에 켜지게 되기 때문에 보다 적은 전류가 지능형 전력 모듈을 통과하도록 만들 수 있다. 이러한 전압 변조 방식의 변경을 통해 인버터 피크 전류를 줄이고, 이로 인해 발생하는 부정확한 고장 진단 등의 문제를 피할 수 있게 된다.

그림 4.20은 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 불안정성과 제안된 능동 댐핑 제어를 사용하였을 때의 안정성을 보여준다. 이때 시스템은 500r/min 으로 구동하고 있으며, $3\text{N}\cdot\text{m}$ 의 부하를 두 전동기에 공통적으로 인가하였다. 이때, 속도 제어기의 대역폭은 10Hz , 전류제어기의 대역폭은 1kHz 로 설정하였다. 능동 댐핑 제어를 적용하는 경우, 능동 댐핑 전류가 인가되며, 이 경우 0.3A 정도의 전류가 정현파의 형태로 인가되고 있음을 볼 수 있다. 능동 댐핑 제어를 해제하는 경우 시스템은 서서히 발산하기 시작하며 기계계와 전기계 사이에서 에너지가 공진하며 발산하는 것을 볼 수 있다. 특히 이 실험의 경우, 별도의 외란 토크를 인가하지 않았음에도 시스템이 발산하는데, 이는 모의 실험과 마찬가지로 전동기 사이의 기계적 제정수 차이에 기인하는 것으로 보여진다. 이러한 비선형적인 요소는 실제 전동기 구

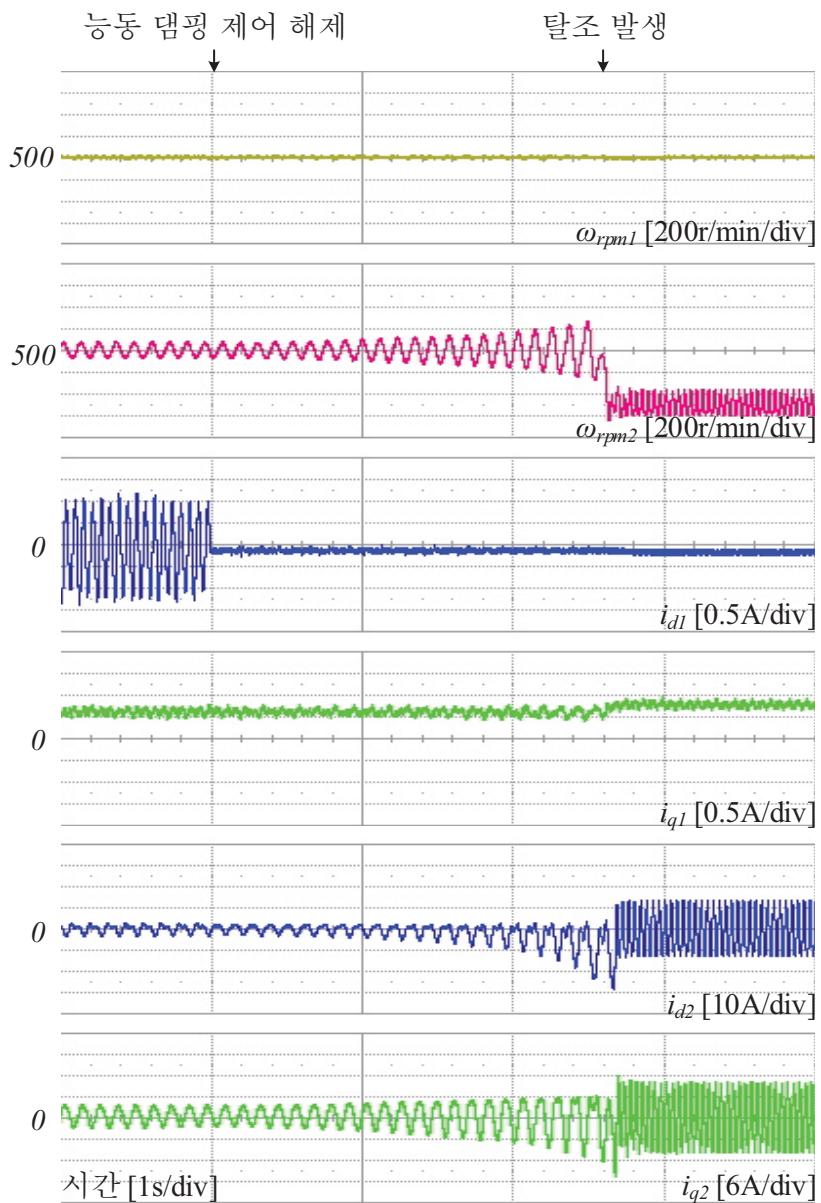
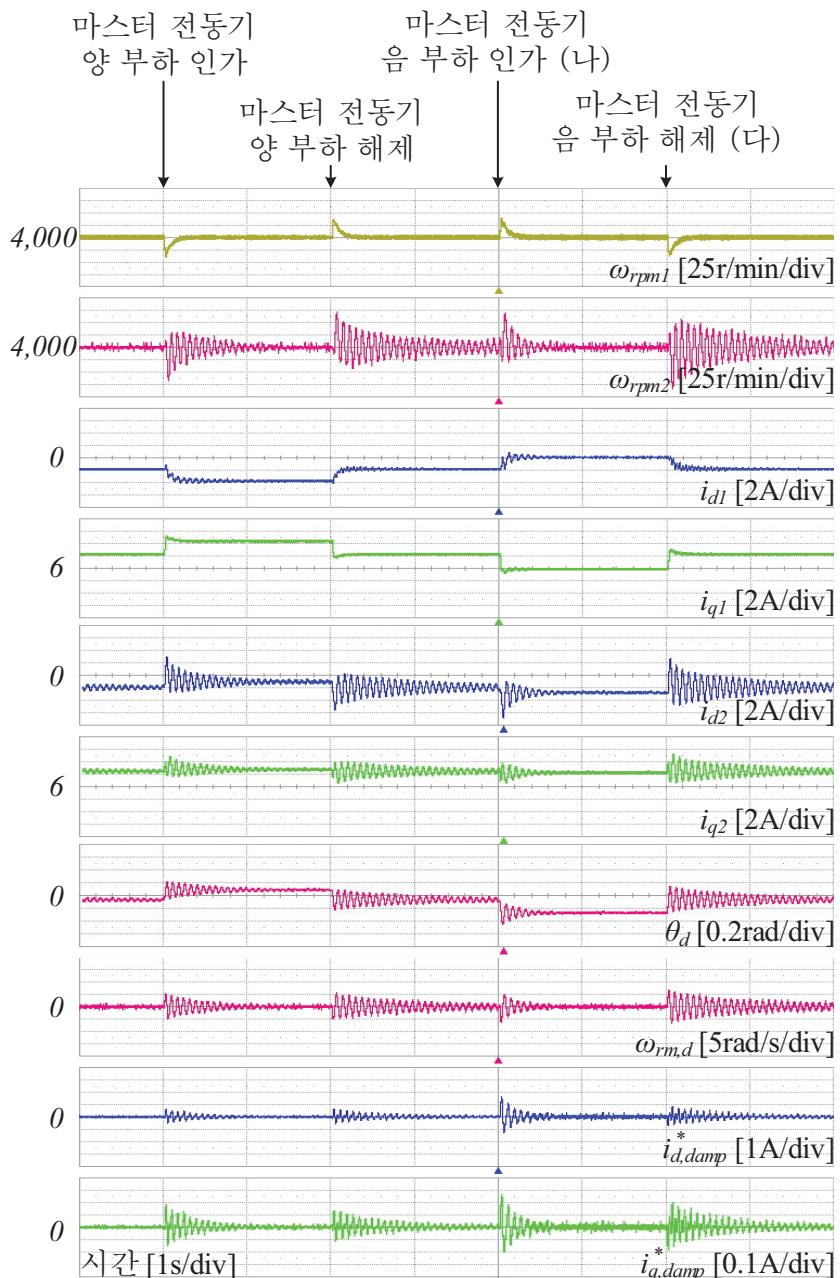


그림 4.20 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 불안정성

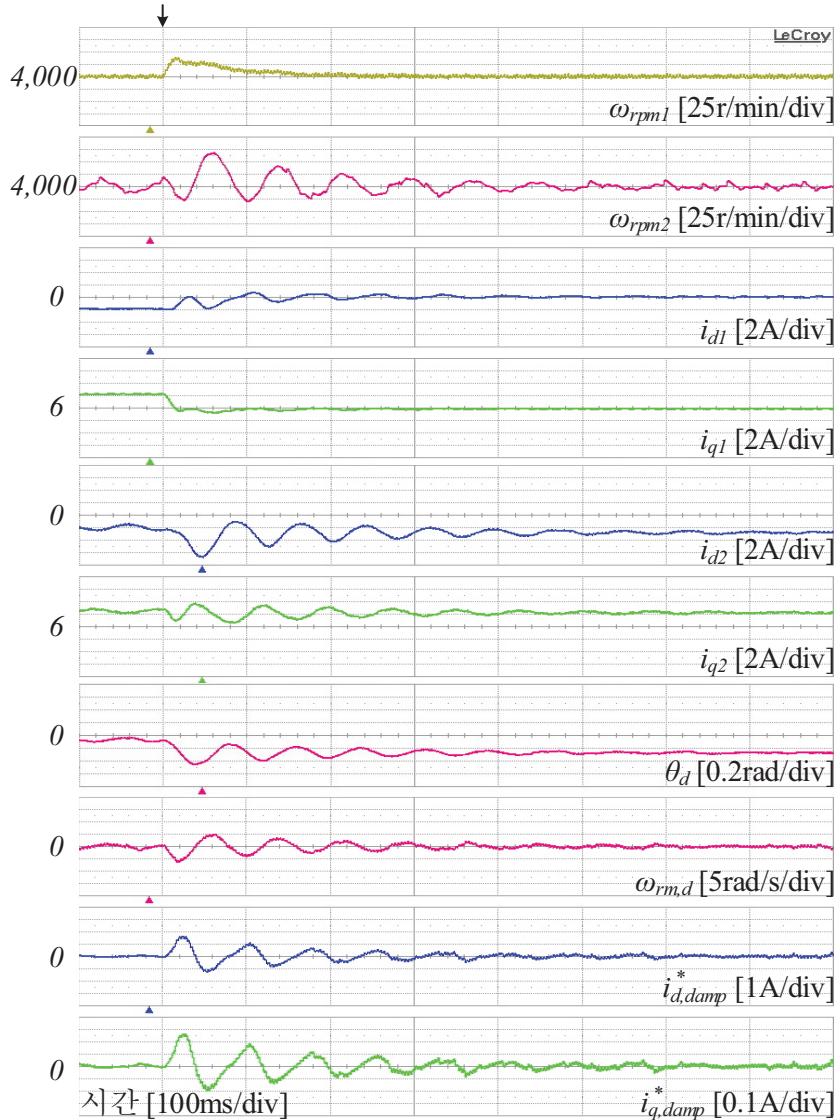
동 시스템에 항상 존재하기 때문에 외란 토크가 계단적으로 인가되지 않는 시스템에서도 능동 댐핑 제어가 필수적으로 필요함을 알 수 있다.

그림 4.21은 정격 속도 하에서 부하기로 각 전동기가 정상상태에서 $3\text{N}\cdot\text{m}$ 의 토크를 출력하도록 한 상태에서 $1\text{N}\cdot\text{m}$ 의 계단 부하를 마스터 전동기에 양과 음으로 추가로 인가한 경우의 실험 과형이다. 이 때, 능동 댐핑 제어의 이득 제한 구간은 양쪽으로 0.5rad 씩 설정하고, $K_{p,damp}$ 는 0.08, 단위 전류당 최대 토크 제어기의 저역 통과 필터 대역폭은 1Hz 로 설정하였다. 그림 4.21 (가)는 전체 실험 과형을, (나)와 (다)는 음으로 계단 부하를 인가하는 경우와 해제할 때의 과형을 확대해서 도시한 것이다. 그림 4.21 (가)에서 볼 수 있듯이 전동기에 부하가 계단적으로 인가되어도 전동기가 탈조하지 않고 동작하는 것을 확인할 수 있다. 이때, 전동기의 진동이 사라지는데 걸리는 시간은 마지막 음의 부하를 해제하는 경우를 제외하면 1초 내외인 것을 확인할 수 있다. 이는 첫 번째 마스터 전동기에 양 부하를 인가하는 경우에서 볼 수 있듯이 마스터 전동기의 부하가 증가하는 경우 전류 맥동이 크게 발생하는 것과 관련이 있는데, 첫번째 양 부하 인가의 경우 두 전동기 사이에 부하 차이가 발생하여 시스템이 빠르게 수렴한 것과는 달리 마지막 경우는 두 전동기의 부하가 같아지기 때문에 진동이 빠르게 감쇄되지 않은 것이라 볼 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하가 인가된 후 일정 시간 후에는 단위 전류 당 최대 토크 운전점에서 시스템이 구동되도록 운전점이 이동되는 것을 볼 수 있다. (가)에서는 두 전동기의 부하가 동일하더라도 두 전동기 사이에 위상차이가 존재하는 것을 볼 수 있는데, 이는 두 전동기 사이의 제정수 차이나, 기계적인 마찰 차이에 따른 부하 차이에서 기인한다고 추측할 수 있다.

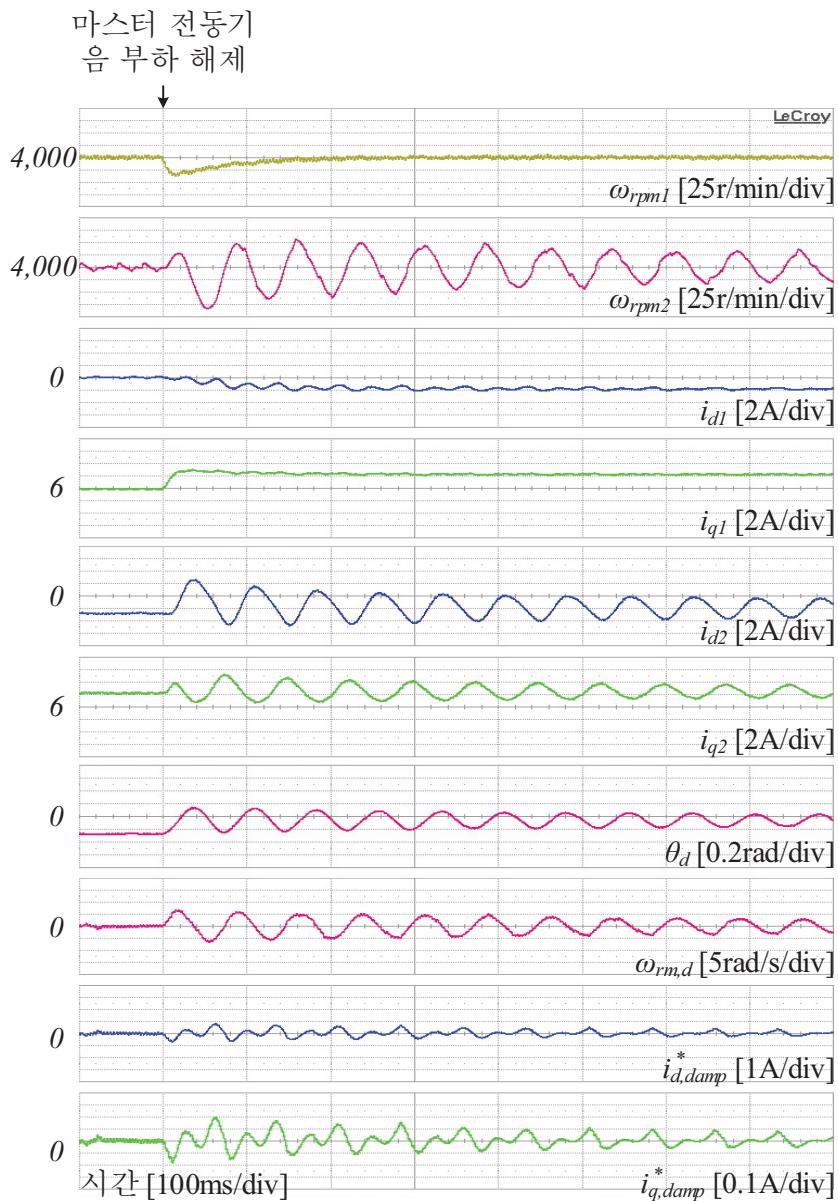


(ㄱ)

마스터 전동기
음 부하 인가



(↑)



(다)

그림 4.21 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 고속 마스터 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 파형, (나) 음 부하 인가 파형, (다) 음 부하 해제 파형

그림 4.21 (나)와 (다)는 마스터 전동기에 음의 방향으로 계단 부하를 인가하고 해제할 때의 파형을 확대한 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이 능동 댐핑 전류가 주입되면서 시스템이 안정화되는 것을 볼 수 있다. 특히, 음의 부하가 해제되면서 두 전동기의 부하가 같아지는 경우 능동 댐핑 전류가 크게 인가된다. 모의 실험에서 본 것과 마찬가지로 전동기 사이의 위상차와 속도차가 위상차를 가지고 움직이기 때문에, 속도차의 맥동 주파수의 두 배 주파수 성분이 처음에는 인가되는 것을 볼 수 있다. (다)에서는 시스템이 안정화되는데 조금 시간이 더 걸리기는 하지만 결국에는 안정화되는 것을 볼 수 있다.

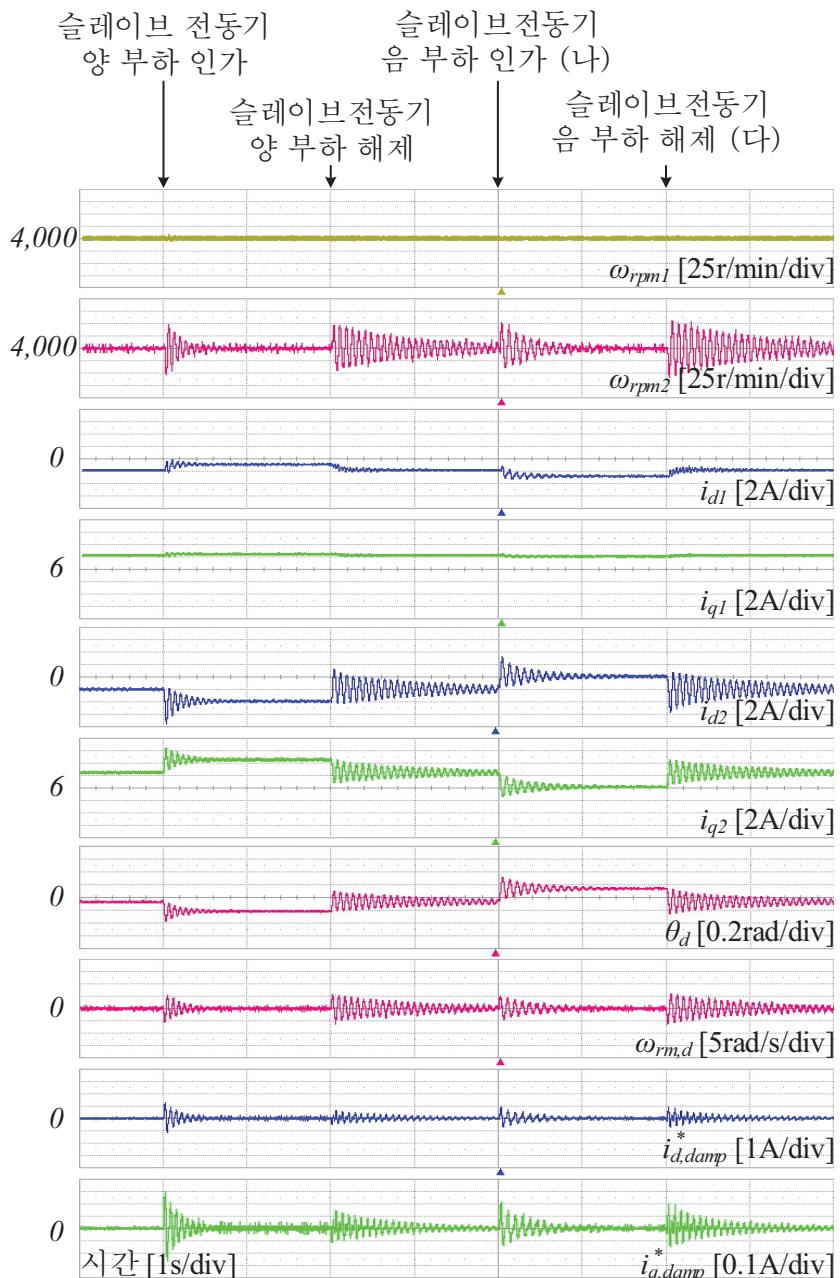
마스터 전동기에 부하를 인가하는 경우, 비교적 낮은 대역폭을 가지는 속도 제어기가 마스터 전동기의 속도를 제어하게되어 마스터 전동기의 속도가 크게 변하게 되는데 본 실험의 경우 최대 40r/min까지 마스터 전동기의 속도가 변하는 것을 확인할 수 있다. 슬레이브 전동기는 마스터 전동기를 추종하므로 마스터 전동기의 속도 변동에 따라 슬레이브 전동기의 속도도 변하는 것을 볼 수 있다.

그림 4.21은 정격 속도 하에서 위와 동일한 정상상태 운전 조건에서 $1N\cdot m$ 의 계단 부하를 슬레이브 전동기에 양과 음으로 추가로 인가한 경우의 실험 파형이다. 그림 4.22 (가)는 전체 실험 파형을, (나)와 (다)는 음으로 계단 부하를 인가하는 경우와 해제할 때의 파형을 확대해서 도시한 것이다. 앞선 경우와 마찬가지로 전동기에 계단적으로 부하가 인가되어도 전동기가 탈조하지 않고 동작하는 것을 확인할 수 있다. 앞선 경우와 마찬가지로 두 전동기의 부하가 같아지는 계단 부하가 인가될 때, 전류 및 속도의 맥동이 크게 발생하며 수렴에도 오랜 시간이 필요한 것을 알 수 있다. 하지만 모두 1.5초 내외로 정

상 상태가 되는 것을 알 수 있다. 또한 정상 상태에서는 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘에 의해 전류 지령이 형성되고 있음을 볼 수 있다.

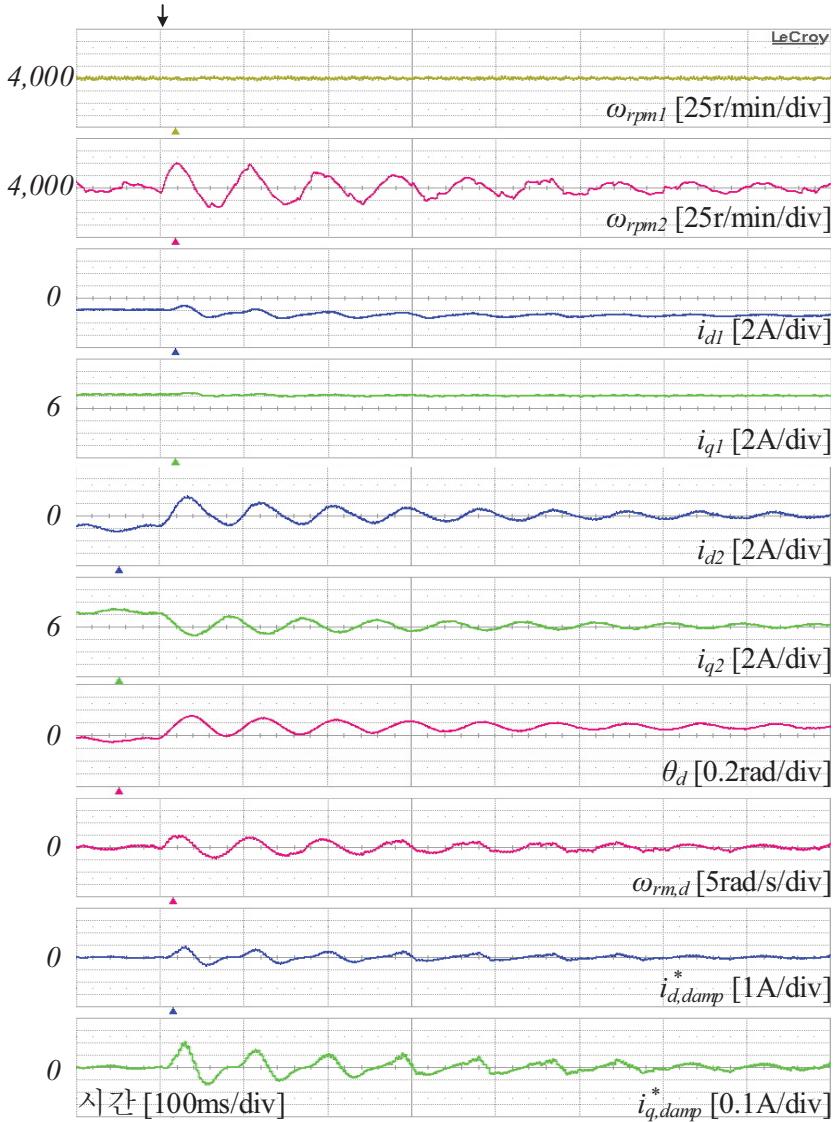
그림 4.22 (나), (다)에서는 음의 방향으로의 계단 부하 인가와 해제에 따른 반응을 볼 수 있다. 속도 맥동의 크기 및 위상 맥동의 크기가 마스터 전동기의 부하 변경의 경우와 크게 다르지 않기 때문에 주입되는 전류의 크기도 크게 다르지 않은 것을 볼 수 있다. q 축 댐핑 전류의 크기는 d 축 댐핑 전류 크기에 비해 작게 형성되는 것을 볼 수 있는데, 이는 동일 토크 곡선의 기울기가 작기 때문이다. 동일 토크 곡선을 따라 능동 댐핑 전류를 주입하고 있지만 제정수 오차 등의 영향으로 마스터 전동기에 토크가 발생하여 작은 속도 맥동이 발생하는 것을 볼 수 있다.

슬레이브 전동기에 부하를 인가하는 경우, 마스터 전동기의 토크는 변하지 않기 때문에 마스터 전동기의 속도는 변하지 않고 슬레이브 전동기의 속도만 맥동하게 된다. 이는 마스터 전동기의 부하를 변경하는 경우보다 안정적인 특징이라고 볼 수 있다.

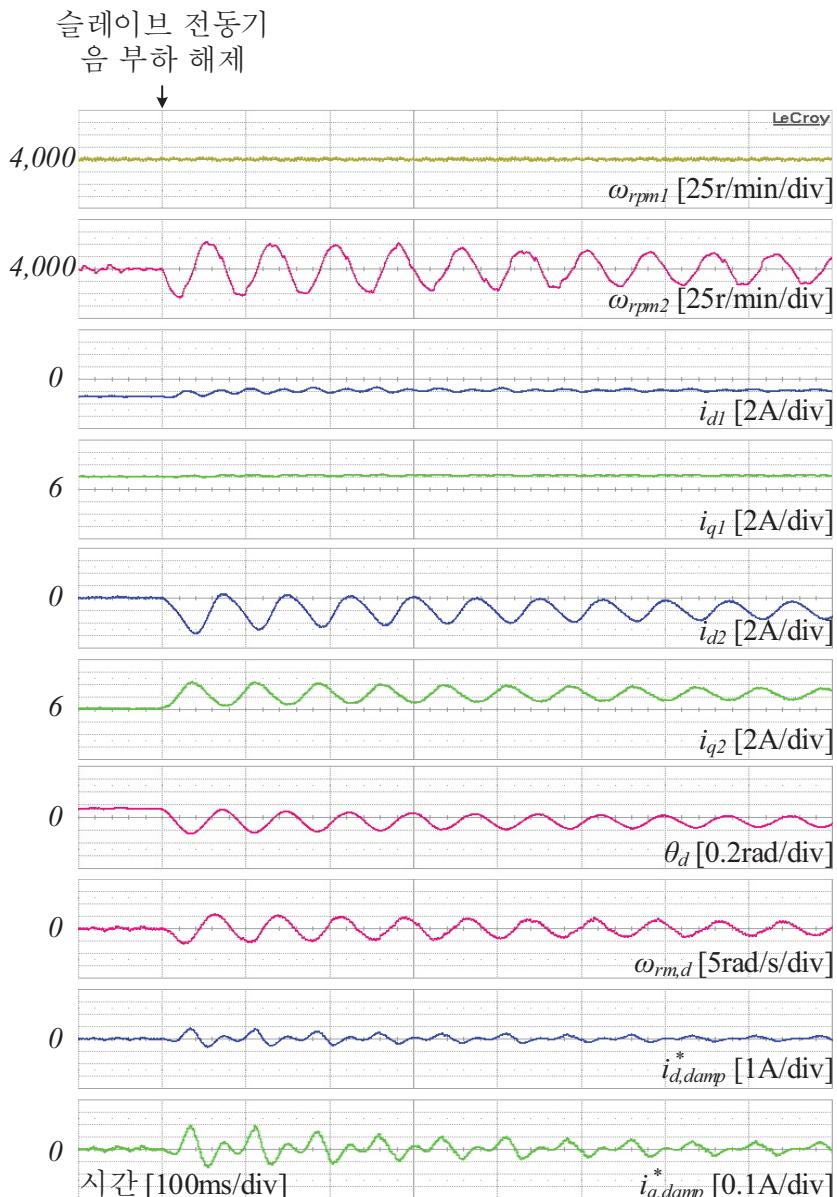


(ㄱ)

슬레이브 전동기
음 부하 인가



(+)



(다)

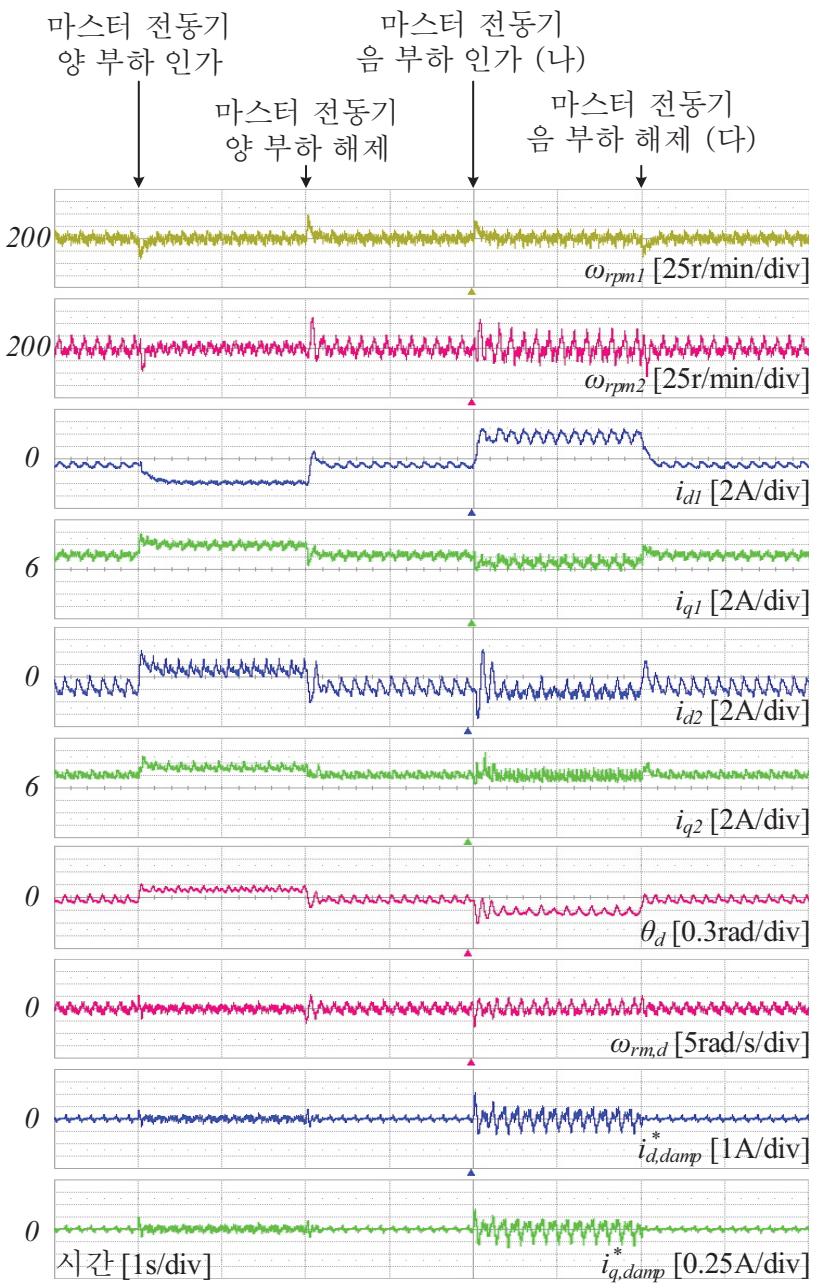
그림 4.22 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 고속 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 과정, (나) 음 부하 인가 과정, (다) 음 부하 해제 과정

그림 4.23과 그림 4.24는 정격 속도의 5%인 200r/min에서 두 전동기의 정상 상태 출력 토크가 모두 $3\text{N}\cdot\text{m}$ 인 상태에서 마스터 전동기와 슬레이브 전동기에 각각 $1\text{N}\cdot\text{m}$ 의 계단 부하를 양과 음으로 인가한 실험에 대한 결과를 보여준다. 앞선 분석에서 살펴본 바와 같이 병렬 동기전동기 구동 시스템은 속도가 낮은 경우 안정도가 떨어지게 되기 때문에 저속에서의 안정도를 살필 필요가 있다. 그림 4.23과 그림 4.24는 모두 정상상태에서 특정 주파수의 맥동을 가지는 것을 알 수 있는데, 이는 부하기에서 발생하는 회전 주파수의 맥동에 기인한다.

앞서 살펴본 바와 같이 마스터 전동기의 출력 토크가 슬레이브 전동기보다 낮은 경우 불안정성이 증가하게 되며, 이 때문에 보다 많은 양의 댐핑 전류가 주입되는 것을 확인할 수 있다.

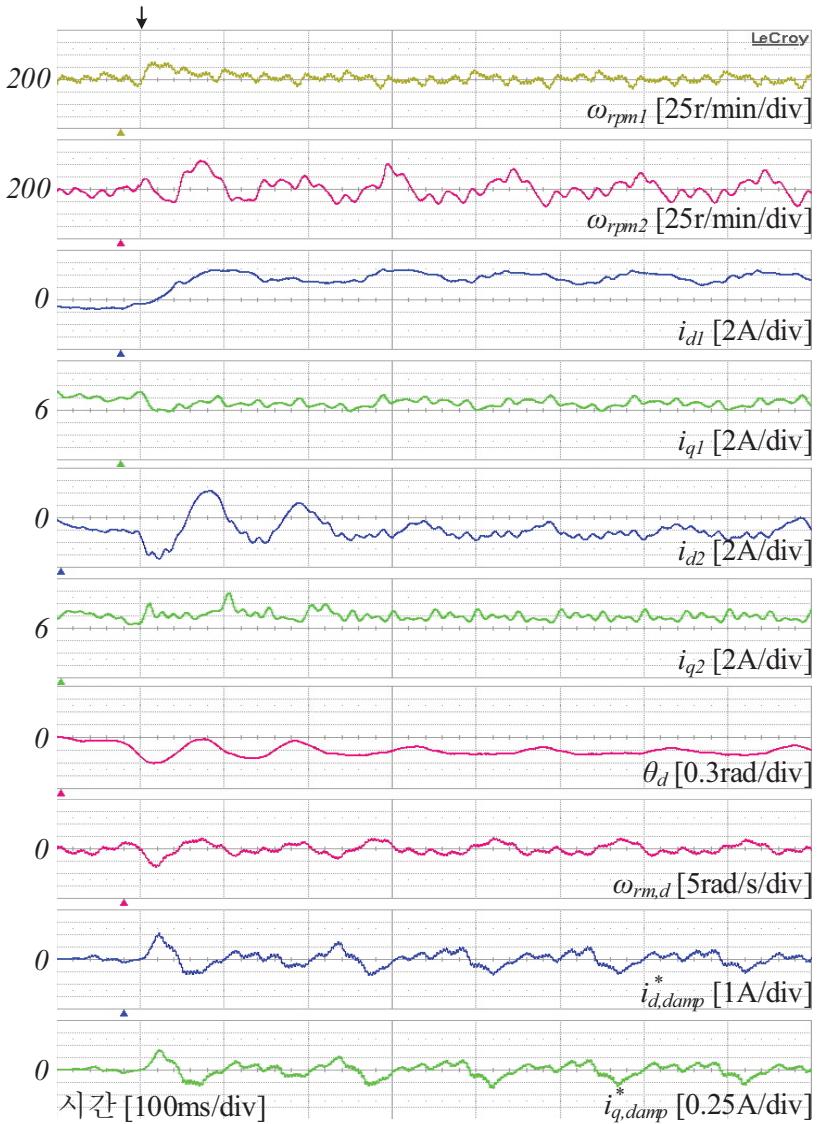
단위 전류당 최대 토크 운전의 경우, 고속에서 부하 차이에 의해 주입되는 전류보다 저속에서 주입되는 전류가 더 많음을 확인할 수 있으며, 이에 따라 발생하는 전동기 사이의 위상차 θ_d 도 고속 운전에 비해 크게 발생하는 것을 볼 수 있다.

그림 4.25는 능동 댐핑 제어 이득의 변화에 따라 외란 토크에 대한 시스템의 반응을 비교한 결과이다. 실험은 그림 4.22와 같이 고속 운전 중에 슬레이브 전동기에 $1\text{N}\cdot\text{m}$ 의 부하를 계단 입력 및 해제하는 것으로 수행하였다. 이때, $K_{p,damp}$ 는 각각 0.02, 0.08, 0.2로 설정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 능동 댐핑 제어 이득의 값이 클수록 외란을 억제하기 위한 능동 댐핑 전류가 보다 많이 주입되는 것을 볼 수 있으며, 그에 따라 시스템이 보다 빠른 속도로 안정화되는 것을 확인할 수 있다.

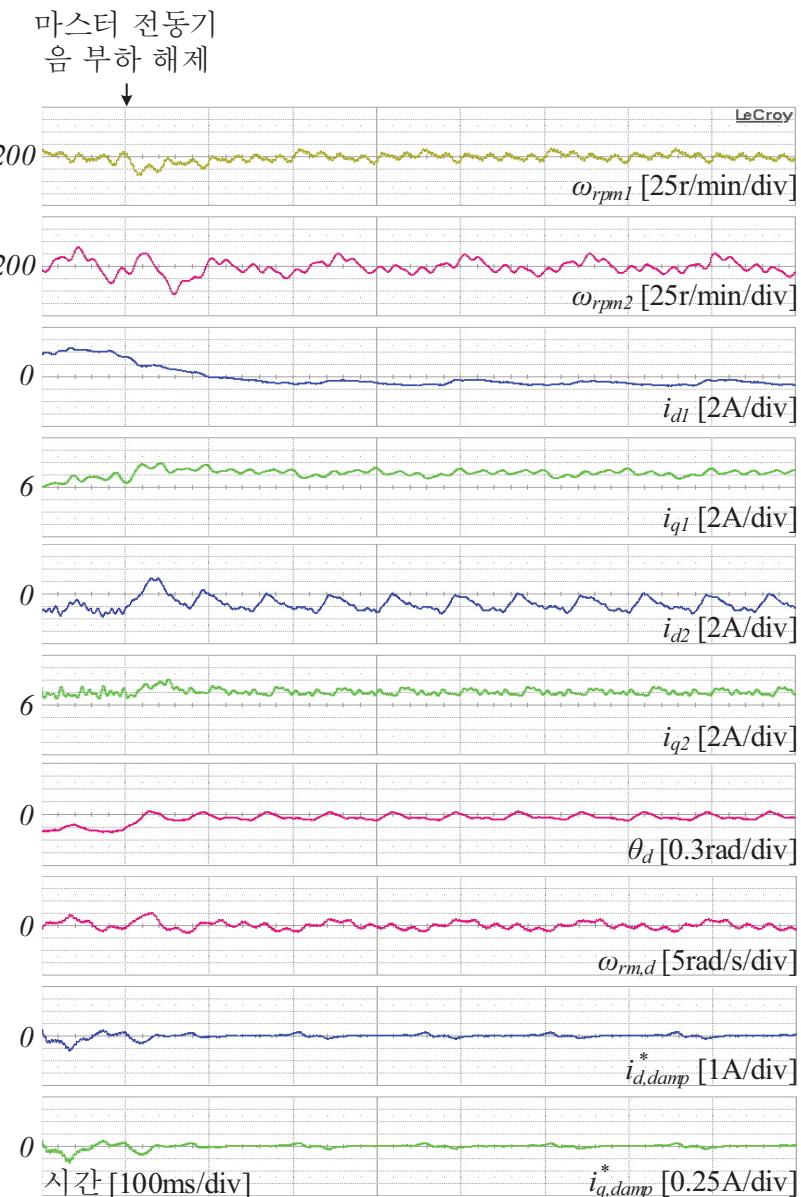


(ㄱ)

마스터 전동기
음 부하 인가

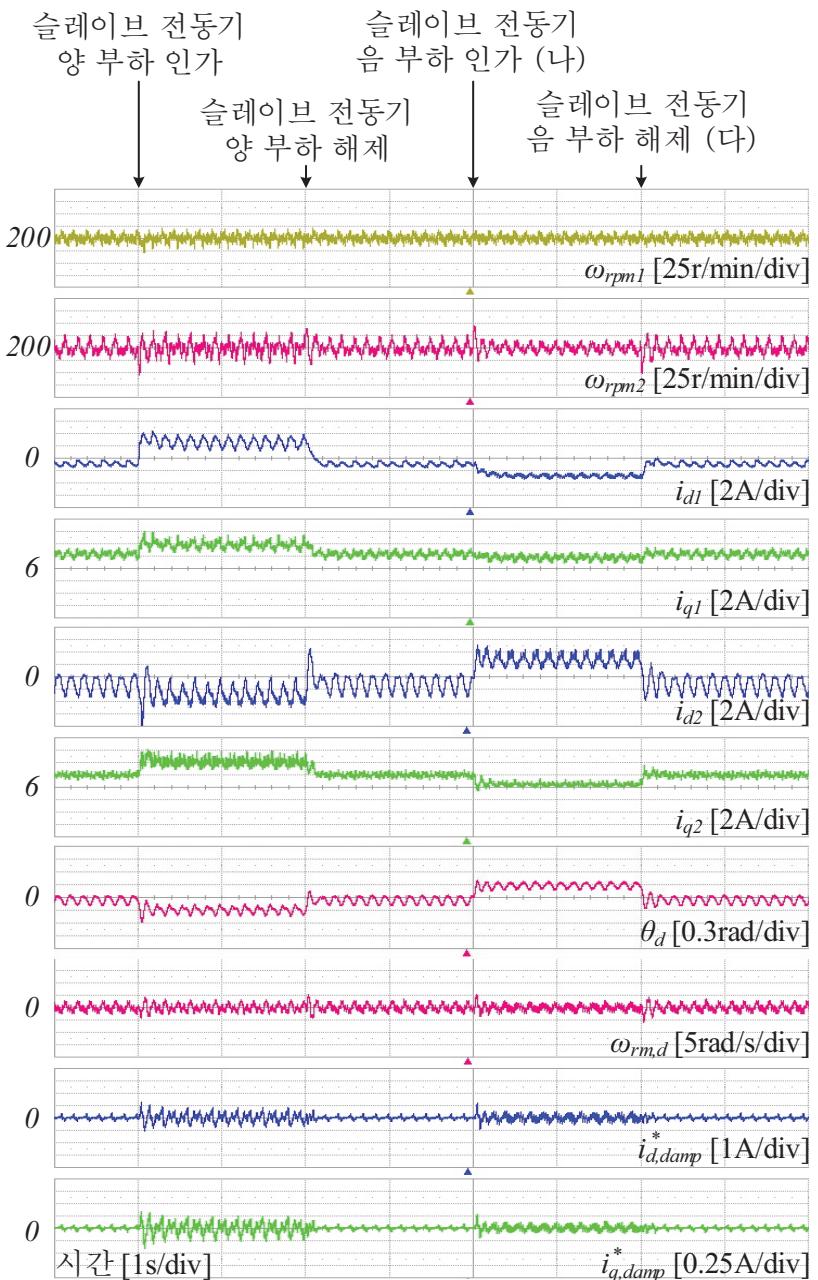


(+)



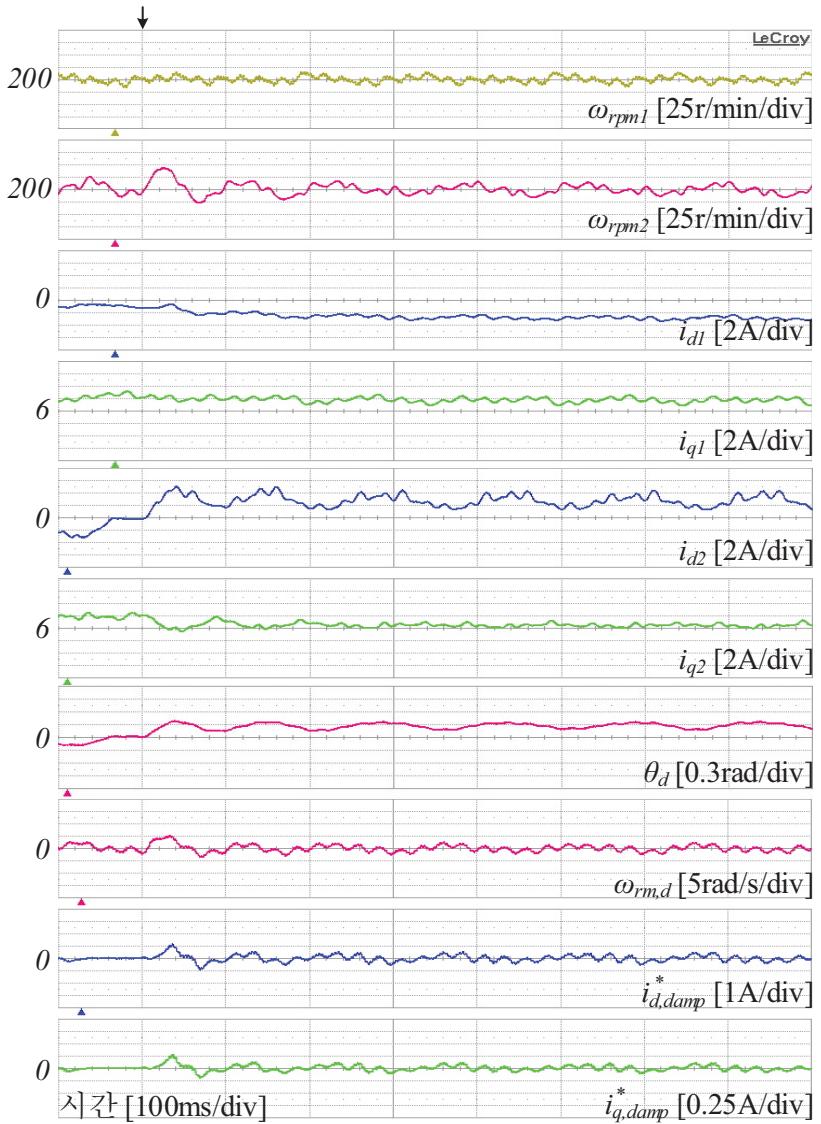
(다)

그림 4.23 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 저속 마스터 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 파형,(나) 음 부하 인가 파형,(다) 음 부하 해제 파형



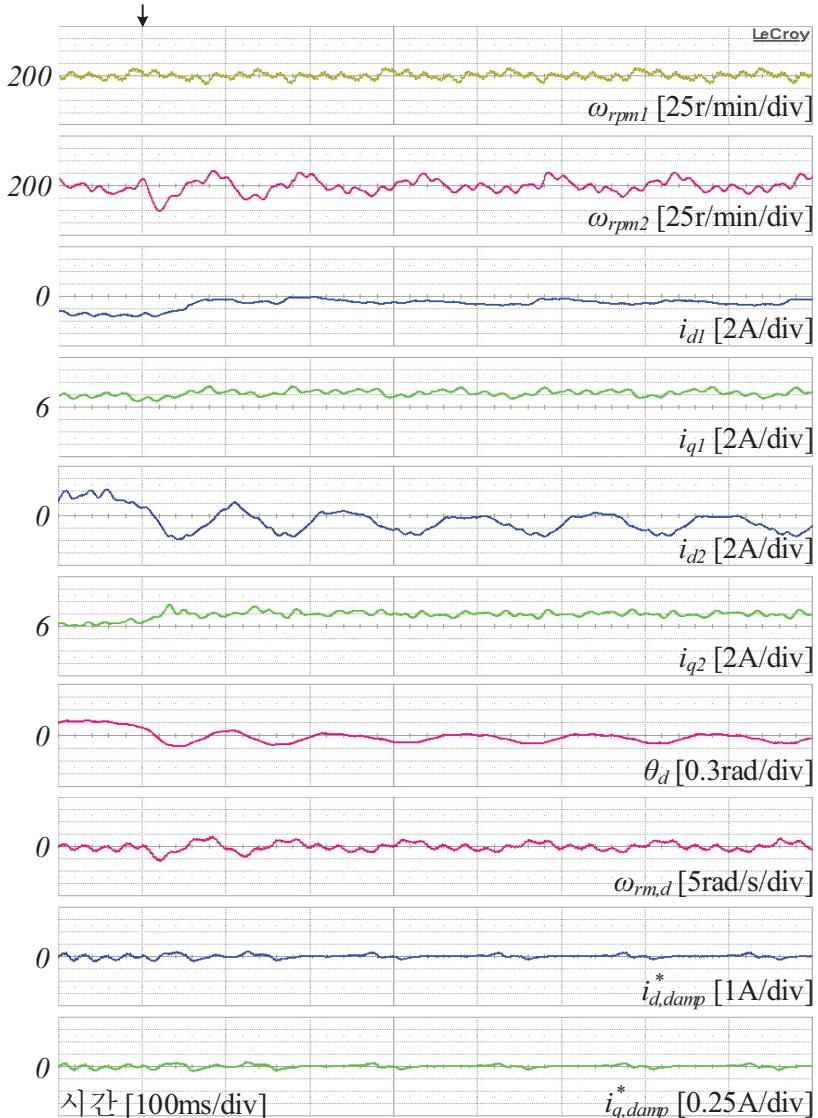
(ㄱ)

슬레이브 전동기
음 부하 인가



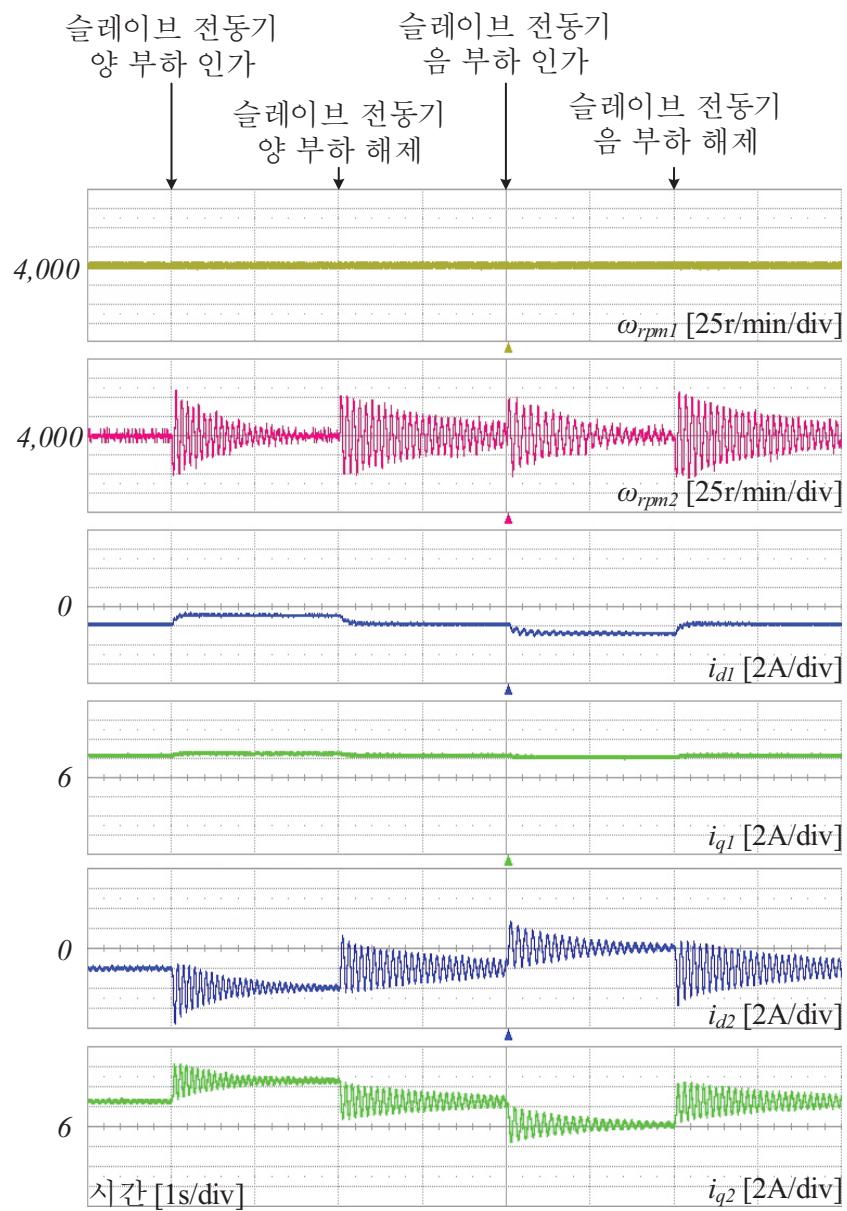
(+)

슬레이브 전동기
음 부하 해제

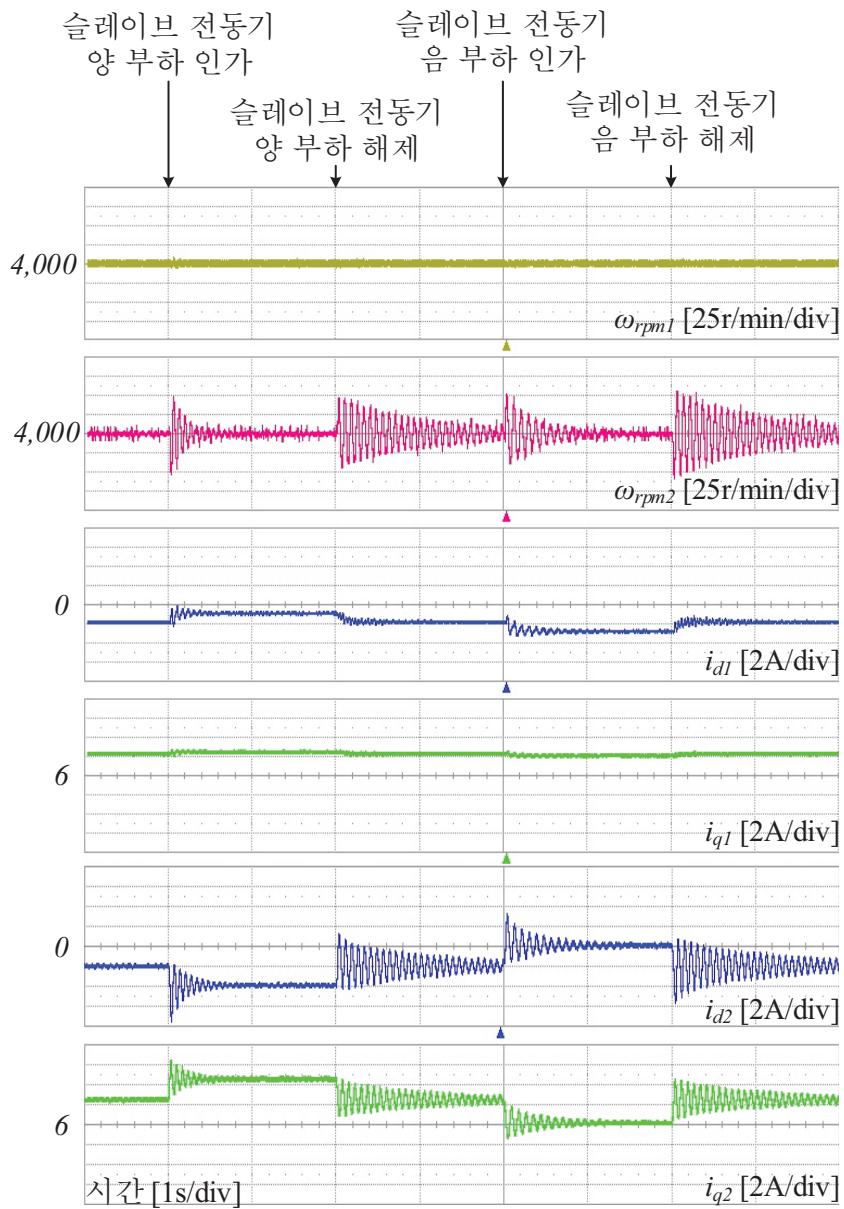


(다)

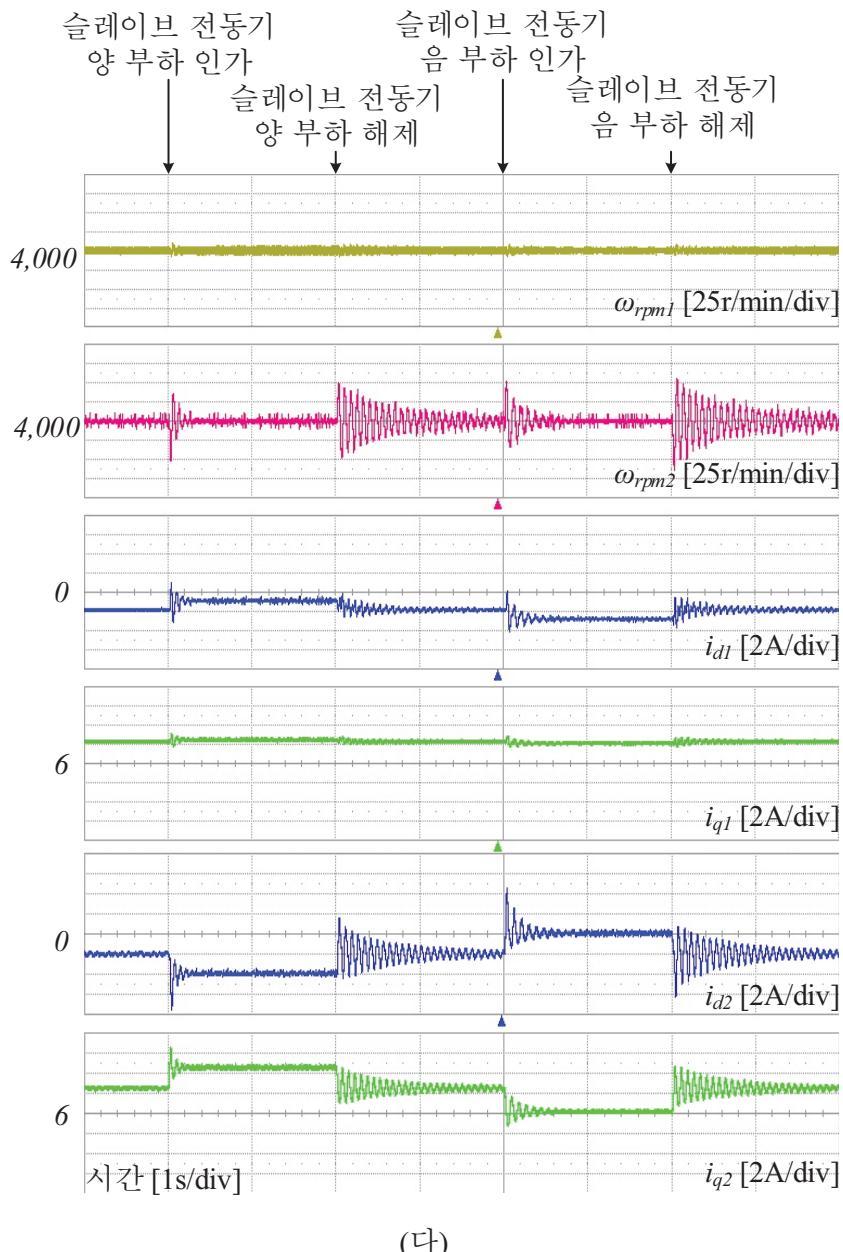
그림 4.24 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 저속 슬레이브 전동기 계단 부하 인가 실험 (가) 전체 파형, (나) 음 부하 인가 파형, (다) 음 부하 해제 파형



(가)



(+)



(다)

그림 4.25 능동 댐핑 제어 이득에 따른 제어 성능 차이 (가) $K_{p,damp}=0.02$,
 (나) $K_{p,damp}=0.08$, (다) $K_{p,damp}=0.2$,

그림 4.26은 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 단위 전류당 최대 토크 운전의 성능을 평가하기 위한 실험 결과이다. 이때 마스터 전동기의 토크는 $3\text{N}\cdot\text{m}$, 슬레이브 전동기의 토크는 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 이다. 첫 단계에서는 마스터 전동기만을 고려한 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하였다. 이때, 마스터 전동기의 d 축 전류는 -2.5A 이며, 그에 따른 i_{rss} 는 12.46A° 이다. 그 뒤 마스터 전동기의 d 축 전류를 -8A 까지 바꾸면서 오픈 루프 실험을 수행하여, i_{rss} 가 최소가되는 운전 지점을 찾았다. 그 뒤 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘을 적용하여 시스템을 동작시켰다. 전류 지령은 빠르게 안정되며 정상 상태로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘에 따라 마스터 전동기의 d 축 전류는 -5.3A 로 제어되었으며, 이에 따라 i_{rss} 는 11.8A 로 감소되어 단위 전류당 최대 토크 운전을 사용하지 않을 때에 비하여 전류를 5.2% 감소시킬 수 있었다.

그림에서 볼 수 있듯이 제안된 알고리즘을 통하여 추종된 최적 운전점은 실제 전류가 최소가 되는 운전점과 거의 차이를 보이지 않는 것을 알 수 있다. i_{rss} 는 전동기 제정수 오차로 인해 최소로 운전되지 못하고 최소점에 비해 0.03A 정도 높은 점에서 운전되는 것을 볼 수 있다.

그림 4.27은 $3,000/\text{min}$ 에서 두 전동기의 출력 토크가 각각 $2\text{N}\cdot\text{m}, -3\text{N}\cdot\text{m}$ 일 때, 마스터 전동기의 d 축 전류 변화에 따른 i_{rss} 와 인버터 출력 전류의 크기를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 마스터 전동기의 d 축 전류를 0A 에서 -5A 까지 바꾸는 것에 따라 슬레이브 전동기의 전류 및 i_{rss} , 인버터 전류가 변화하는 것을 확인할 수 있다. 오픈 루프 실험 후에 제안된 단위 전류당 최대 토크 알고리즘을 적용하는 경우 높은 정확도로 전동기 전류가 최소가 되는 점을 추종하여

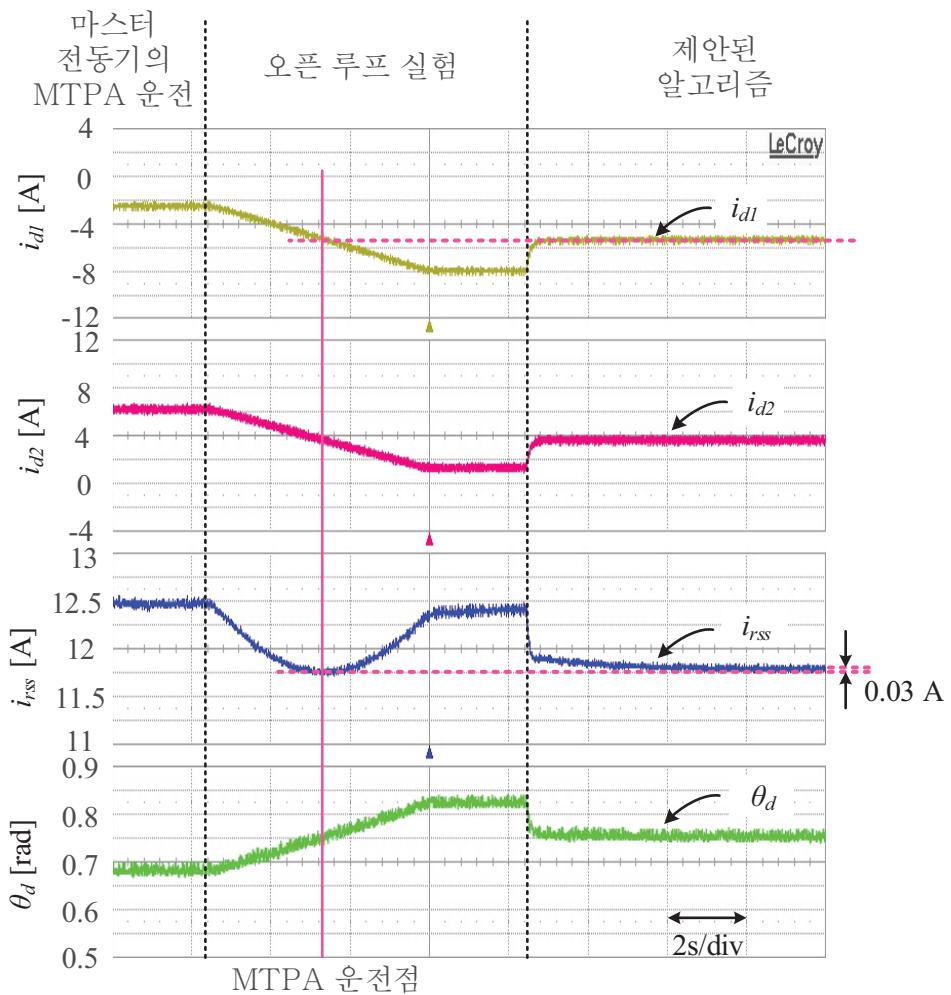


그림 4.26 단일 인버터를 이용한 병렬 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 단위 전류당 최대 토크 운전 실험

시스템이 구동 되는 것을 볼 수 있으며, 비록 마스터 전동기의 지령치는 i_{rss} 가 최소가 되는 지점과 0.1A 정도의 차이를 보이게 되지만 i_{rss} 오차는 0.02A 정도로 매우 작게 발생하는 것을 알 수 있다. 그림 4.27의 오픈 루프 실험에서 볼 수 있듯이 마스터 전동기의 d 축 전류가 감소함에 따라 인버터 출력 전류의 크

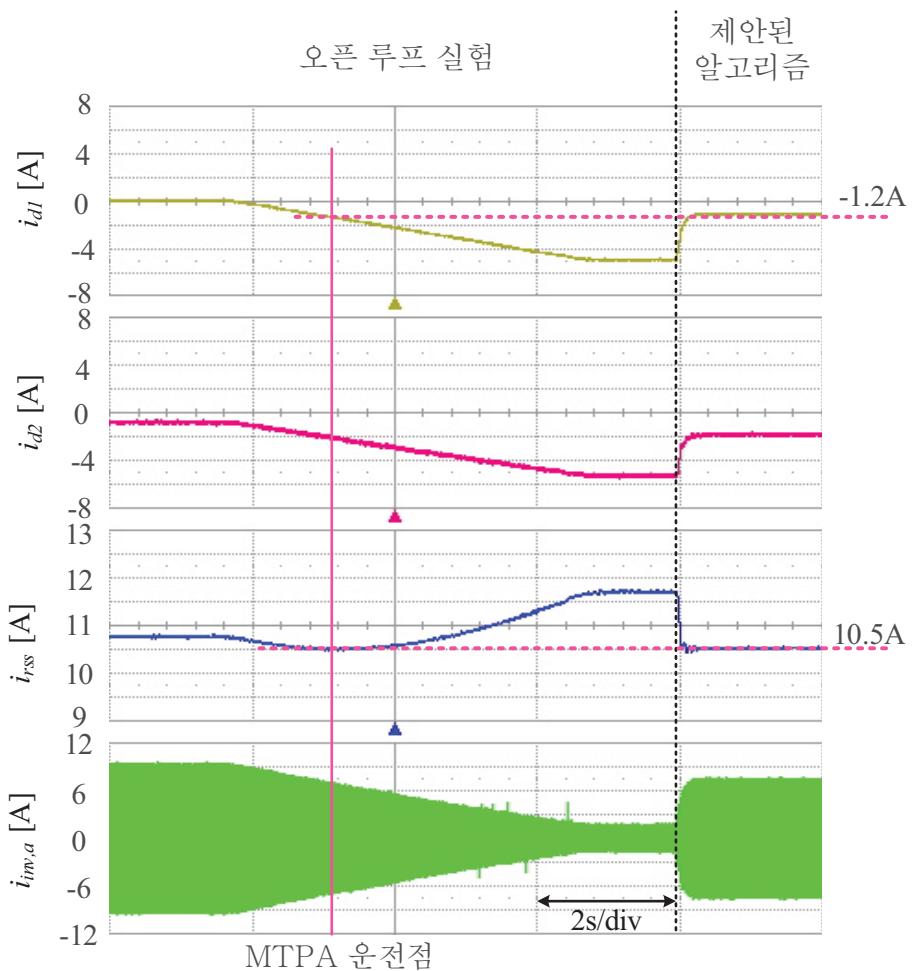
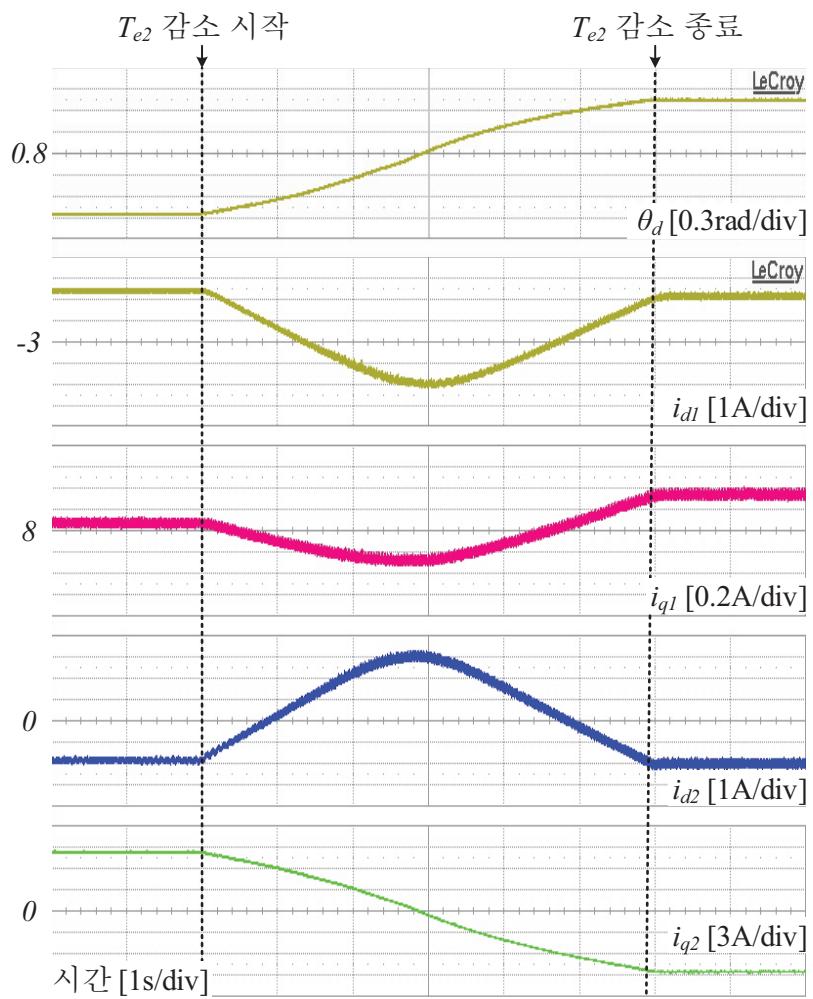


그림 4.27 반대 부하 운전의 단위 전류당 최대 토크 운전 실험

기도 점차 감소하는 것을 볼 수 있다. 이는 그림 4.12의 모의 실험에서 살펴본 결과와 일치하는 것으로, 전동기의 전류는 다소 증가하지만 인버터의 전류를 줄일 수 있음을 보여주는 결과이다. 따라서 이 점을 이용하면 두 전동기의 부하 방향이 반대인 경우, 인버터 용량을 줄여서 설계할 수 있음을 알 수 있다.



(가)

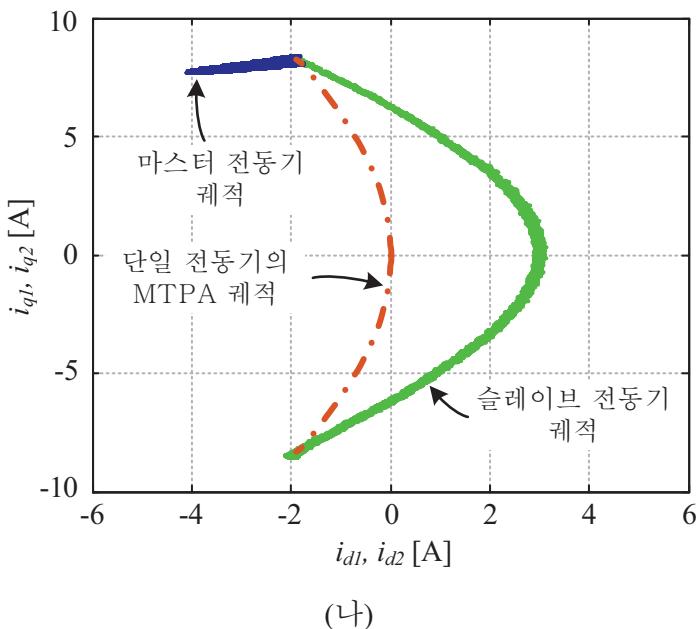


그림 4.28 슬레이브 전동기 부하 변경에 따른 전류 궤적의 변화 (가) 시간에 따른 파형, (나) 리사주 파형

그림 4.28은 3,000r/min에서 두 전동기의 출력 토크가 3N·m인 상태에서 슬레이브 전동기의 출력 토크를 -3N·m까지 천천히 바꾸면서 그에 따른 마스터 전동기와 슬레이브 전동기의 전류 궤적을 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 두 전동기의 토크 차이가 커질수록 전동기 사이의 위상차이가 커지는 것을 볼 수 있다. 또한 슬레이브 전동기의 q 축 전류는 양에서 음으로 변화하게 되는 것을 볼 수 있다. 마스터 전동기의 전류는 슬레이브 전동기의 토크 변화에 따라 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘에 따라 d 축 전류 지령이 줄어들다가 슬레이브 전동기의 출력 토크가 음의 부호를 가짐에 따라 다시 증가하는 모습을 보이는 것을 확인할 수 있다. 리사주 파형(Lissajous figure)에서 살펴

볼 수 있듯이 각 전동기의 전류 궤적은 앞선 분석에서 살펴본 바와 같이 나타나는 것을 알 수 있다. 다만 모의 실험에 따르면 전동기 내부 저항에 의해 슬레이브 전동기의 토크 크기가 마스터 전동기의 출력 토크 크기보다 큰 경우에 두 전동기가 단일 전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 곡선에서 운전하는 반면, 실험에서는 두 전동기의 출력 토크 크기가 동일함에도 불구하고 두 전동기가 최적 효율로 운전하는 것을 볼 수 있다. 이는 전동기의 제정수 변화에 의해 전동기가 최적 효율을 가지는 운전점이 변화하기 때문으로 해석할 수 있다.

제 5 장 결론 및 향후 과제

5.1 연구 결과

본 논문에서는 단일 인버터를 이용하여 두 개의 동기전동기를 병렬로 구동하는 제어 방법을 제안하였다. 제안된 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템은 시스템 구성 가격을 절감할 수 있는 방법으로, 팬, 벨트 컨베이어, 자동문, 에스컬레이터, 견인 등의 분야에 적용될 수 있다. 기존에 유도기를 병렬로 구동하던 시스템을 개량하여 높은 효율, 전력 밀도를 가지는 동기전동기를 병렬로 구동하고자 하는 시도가 이루어져 왔으나 만족할만한 제어 성능을 보이지는 못했다.

본 논문에서는 동기전동기를 병렬로 제어함에 있어 발생하는 불안정성에 대해 분석하고, 불안정성을 해소할 수 있는 능동 템핑 제어 기법을 제안하였다. 또한 병렬 동기전동기를 최적의 효율로 운전할 수 있는 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행할 수 있는 알고리즘을 개발하였다. 제안된 알고리즘들을 포함하는 제어기를 설계하고, 모의 실험 및 실험을 통해 제안된 방법들의 유효성과 효과를 검증하였다.

본 논문의 연구 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 기존에 정립되어있지 않은 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시스템의 모델을 소신호 분석을 통해 정립하였다. 이를 토대로 병렬 동기전동기 구동 시스템이 가지는 불안정성을 증명하고, 안정적인 운전을 위한 조건을 도출하였다.
- 2) 라그랑주 방법을 통해 단일 인버터를 이용한 병렬 동기전동기 구동 시

스템을 주어진 출력 토크 조건에서 최소의 전류로 구동하는 단위 전류당 최대 토크 운전 기법을 개발하였다. 특히 제안된 방법은 기준에 전동기 속도가 낮거나, 전동기 사이의 토크 차이가 큰 경우 오차가 크게 발생했던 것과 달리 제안된 방법은 전 운전 영역에서 우수한 정확성을 보였다.

- 3) 시스템 해석을 통해 분석한 불안정성을 없애기 위한 능동 댐핑 제어 기법을 제안하였다. 이때, 마스터 전동기에 능동 댐핑에 의한 영향이 존재하지 않도록 능동 댐핑 전류를 주입하여, 마스터/슬레이브 제어기 예 영향이 미치지 않도록 하였다.
- 4) 기존에 돌극성을 가지지 않는 표면부착형 영구자석 동기전동기만을 대상으로 수행되었던 연구를 돌극성을 포함하는 자기저항 동기전동기와 매입형 영구자석 동기전동기로 확대하여 단위 전류당 최대 토크 운전 및 능동 댐핑을 위한 일반해를 도출하였다.
- 5) 각 제어 방법을 포함하는 새로운 마스터/슬레이브 제어기를 설계하였다. 이는 기존에 부하의 크기에 따라 마스터 전동기를 변경하던 방법과 달리 마스터 전동기를 고정하고 사용하기 때문에 마스터 전동기의 변경에 따른 제어 불안정성을 해소할 수 있었다.
- 6) 병렬로 연결된 전동기의 출력 토크 방향이 같은 경우 외에도 다른 경우에도 적용할 수 있음을 보였으며, 토크 방향이 다른 경우에도 효율적인 운전이 가능함을 보였다. 이를 토대로 새로운 하이브리드 시스템의 컨셉을 제안하였다.
- 7) 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전 알고리즘과 능동 댐핑 제어가 전

동기 제정수 변화에 따라 어떤 성능을 보이는지를 모의 실험을 통하여 분석하였다. 이를 통해 실험 및 실제 적용에 있어 주의해야 할 점에 대해서 미리 검토할 수 있었다.

- 8) 모의 실험과 실험을 통하여 제안된 방법의 유효성을 검증하였다. 능동 댐핑을 통한 시스템의 안정성 확보와 단위 전류당 최대 토크 운전을 통한 효율적인 운전점의 추종 성능을 살펴보고 제안된 방법의 우수한 성능을 가지는 것을 확인하였다.

5.2 향후 과제

본 연구의 향후 과제는 다음과 같다.

1) 상이한 전동기의 병렬 구동

기존의 단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템은 주로 동일한 전동기를 대상으로 이루어졌으며, 본 연구에서도 마찬가지로 동일한 전동기를 가정하였다. 하지만 실제적인 응용 분야에서는 동일한 전동기를 사용하는 경우보다 상이한 전동기를 구동하는 경우가 훨씬 많다.

본 연구에서는 전동기가 약 30%의 제정수 차이를 가지더라도 수 % 이내의 오차 이내에서 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하는 것을 알 수 있었다. 하지만 상이한 전동기를 사용하는 경우 복합적인 제정수 오차가 발생하게 되고, 이를 위한 단위 전류당 최대 토크 운전 및 능동 댐핑 제어가 필요하게 된다. 부록에서 다룬 바와 같이 상이한 제정수를 가지는 표면부착형 영구자석 동기전동기, 자기저항 동기전동기에 대해서는 단위 전류당 최대 토크 운전 계산 결과를 제공하였으나, 돌극성을 가지는 매입형 영구자석 동기전동기에 대하여 결과를

얻을 수 있다면 보다 다양한 경우에 대하여 병렬 전동기 구동 시스템을 적용할 수 있으리라 생각된다.

2) 인버터 전류를 고려한 전류 지령 계산

앞선 3.5절에서 살펴보았듯이 전동기 전류를 최소로 하는 단위 전류당 최대 토크 운전이 인버터 전류를 최소로 만들지는 않는다. 이러한 이유로 제안된 단위 전류당 최대 토크 운전을 수행하는 지점에서는 인버터 전류가 조금 커지게 되고, 이는 인버터 손실의 증가를 불러오게 된다. 따라서 제안된 방법은 전동기 손실을 최소로 하지만 시스템 손실을 최소화하지는 못하므로, 인버터 손실을 추가적으로 고려하여 전동기 손실에서 조금 손해를 보더라도 인버터 손실을 줄여 전체적인 손실을 최소화하는 제어 방법이 필요하다. 특히 두 전동기의 출력 토크 차이가 큰 경우, 전동기 전류가 최소가 되는 점과 인버터 전류가 최소가 되는 점 사이의 거리가 크기 때문에 인버터 전류에 대한 고려가 추가적으로 이루어져야 한다고 할 수 있다.

3) 병렬 전동기 구동 시스템의 약자속 운전

본 논문에서 제안된 제어 방법은 전동기를 구동하는데 있어서 전압이 충분히 여유가 있다고 가정하였다. 하지만 실제적인 운전에 있어 DC링크 전압을 모두 사용하는 것은 인버터 전력 밀도의 측면에서 매우 중요하다. DC링크 전압을 모두 사용하기 위해서는 약자속 운전이 필수적인데, 본 논문에서 약자속 제어에 대한 부분은 다루어지지 않았다. 단일 인버터를 이용한 병렬 전동기 구동 시스템의 보다 광범위한 활용을 위해서는 약자속 운전에 대한 고려가 이루어져야 할 것이라 생각된다.

4) 슬레이브 전동기의 전류 제한

본 논문에서 사용한 마스터/슬레이브 제어법의 경우 마스터 전동기의 전류 성분만을 직접적으로 제어하게 된다. 따라서 마스터 전동기의 전류는 원하는 크기로 제어할 수 있으나 슬레이브 전동기에 흐르는 전류의 크기는 정확히 제어할 수 없게 된다. 이러한 이유로 슬레이브 전동기에 과도한 전류가 흐를 수 있는 가능성이 존재한다. 이는 슬레이브 전동기의 자속 포화, 과도한 도통 순실 등을 야기할 수 있기 때문에, 슬레이브 전동기의 전류를 관측하고 이를 고려하여 마스터 전동기의 전류 지령을 수정할 필요가 있다. 하지만 본 논문에서는 이러한 부분에 대한 고려가 충분히 이루어지지 않았기 때문에, 향후 연구에 있어 이러한 부분에 대한 고려가 필요하다고 여겨진다.

참고 문헌

- [1] V. Khanna, Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003.
- [2] R. Ott, M. Bäßler, R. Tschirbs, and D. Siepe, “New superior assembly technologies for modules with highest power densities,” in *Proc. PCIM 2014*, May 4–6 2010, pp. 528–531.
- [3] C. Alexander, V. Klaus, N. Franz-Josef, and H. Andreas, “Next step towards higher power density with new IGBT and diode generation and influence on inverter design,” in *Proc. PCIM 2013*, May 14–16, 2013, pp. 357–365,
- [4] K. Shenai, M. Dudley, and R. F. Davis, “Current status and emerging trends in wide bandgap (WBG) semiconductor power switching devices,” *ECS J. Solid State Sci. Technol.*, vol. 2, no. 8, pp. N3055–N3063, Jul. 2013.
- [5] B. K. Bose, “Adjustable speed AC drives—A technology status review,” *Proc. IEEE*, vol. 70, no. 2, pp. 116–135, Feb. 1982.
- [6] B. K. Bose, “Power electronics—An emerging technology,” *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 36, no. 3, pp. 403–412, Aug. 1989.
- [7] A. Vagati, G. Pellegrino, and P. Gugliemi, “Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application,” in *Conf. Rec. Int. Conf. Electr. Mach.*, Sep. 6–8, 2010, pp. 1–6.
- [8] G. Pellegrino, A. Vagati, B. Boazzo, and P. Guglielmi, “Comparison of induction and PM synchronous motor drives for EV application including design examples,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2322–2332, Nov./Dec. 2012.
- [9] J. de Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergård, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, and M. Leijon, “Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: a review,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 2, pp. 475–484, Feb. 2012.

- [10] D. Matsuhashi, K. Matsuo, T. Okitsu, T. Ashikaga, and T. Mizuno, “Comparison study of various motors for EVs and the potentiality of a ferrite magnet motor,” in *Proc. IEEE Power Electron. Conf.*, May 18–21, 2014, pp. 1886–1891.
- [11] V. T. Buyukdegirmenci, A. M. Bazzi, and P. T. Krein, “Evaluation of induction and permanent-magnet synchronous machines using drive-cycle energy and loss minimization in traction applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 1, pp. 395–403, Jan./Feb. 2014.
- [12] D. Bücherl, R. Nuscheler, W. Meyer, and H.-G. Herzog, “Comparison of electrical machine types in hybrid drive trains: induction machine vs. permanent magnet synchronous machine,” in *Conf. Rec. 18th Int. Conf. Electr. Mach.*, Sep. 6–9, 2008, pp. 1–6.
- [13] D. G. Dorrell, M. Popescu, L. Evans, D. A. Staton, and A. M. Knight, “Comparison of permanent magnet drive motor with a cage induction motor design for a hybrid electric vehicle,” in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, Jun. 21–24, 2010, pp. 1807–1813.
- [14] J. Goss, M. Popescu, and D. Staton, “A comparison of an interior permanent magnet and copper rotor induction motor in a hybrid electric vehicle application,” in *Proc. IEEE IEMDC*, May 12–15, 2013, pp. 233–238.
- [15] Y. Guan, Z. Q. Zhu, I. A. A. Afinowi, J. C. Mipo, and P. Farah, “Comparison between induction machine and interior permanent magnet machine for electric vehicle application,” in *Proc. ICEMS*, Oct. 22–25. 2014, pp. 144–150.
- [16] Y. Tang, “Method of operating a dual motor drive and control system for an electric vehicle,” U. S. Patent 0241445, Sep. 2013.
- [17] Y. Tang, “Control system for an all-wheel drive electric vehicle,” U. S. Patent 0257613, Sep. 2014.

- [18] G. Wang, T. Li, G. Zhang, X. Gui, and D. Xu, “Position estimation error reduction using recursive-least-square adaptive filter for model-based sensorless interior permanent-magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 5115–5125, Sep. 2014.
- [19] T. Bernardes, V. F. Montagner, H. A. Gründling, and H. Pinheiro, “Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 4, pp. 1679–1691, Apr. 2014.
- [20] Z. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia, and X. He, “New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 710–719, Feb. 2013.
- [21] M. A. Hamida, J. D. Leon, A. Glumineau, and R. Boisliveau, “An adaptive interconnected observer for sensorless control of PM synchronous motors with online parameter identification,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 739–748, Feb. 2013.
- [22] M. Carpaneto, P. Fazio, M. Marchesoni, and G. Parodi, “Dynamic performance evaluation of sensorless permanent-magnet synchronous motor drives with reduced current sensors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4579–4589, Dec. 2012.
- [23] H. Kim, J. Son, and J. Kim, “A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4069–4077, Sep. 2011.
- [24] J.-I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S.-K. Sul, “Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 761–767, May/Jun. 2003.
- [25] R. Morales-Caporal, E. Bonilla-Huerta, M. A. Arjona, and C. Hernández, “Sensorless

predictive DTC of a surface-mounted permanent-magnet synchronous machine based on its magnetic anisotropy,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3016–3024, Aug. 2013.

- [26] S. D. Gennaro, J. R. Domínguez, and M. A. Meza, “Sensorless high order sliding mode control of induction motors with core loss,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2678–2689, Jun. 2014.
- [27] E. Al-nabi, B. Wu, N. R. Zargari, and V. Sood, “Sensorless control of CSC-fed IPM machine for zero- and low-speed operations using pulsating HFI method,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 5, pp. 1711–1723, May 2013.
- [28] J.-S. Kim and S.-K. Sul, “High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer,” in *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Orlando, FL, 1995, pp. 75–82.
- [29] Y. Gu, F. Ni, D. Yang, and H. Liu, “Switching-state phase shift method for three-phase-current reconstruction with a single DC-link current sensor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5186–5194, Nov. 2011.
- [30] J.-I. Ha, “Current prediction in vector-controlled PWM inverters using single DC-link current sensor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 716–726, Feb. 2010.
- [31] B.-G. Cho, J.-I. Ha, and S.-K. Sul, “Analysis of the phase current measurement boundary of three shunt sensing PWM inverters and an expansion method,” *J. of Power Electron.*, vol. 13, no. 2, pp. 232–242, Mar. 2013.
- [32] Y. Cho, T. Labella, and J.-S. Lai, “A three-phase current reconstruction strategy with online current offset compensation using a single current sensor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2924–2933, Jul. 2012.
- [33] F. Blaabjerg, D. O. Neacsu, and J. K. Pedersen, “Adaptive SVM to compensate DC-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters,” *IEEE Trans.*

Power Electron., vol. 14, no. 4, pp. 743–752, Jul. 1999.

- [34] M. B. de R. Corrêa, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, “A general PWM strategy for four-switch three phase inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1618–1627, Nov. 2006.
- [35] R. J. Cruise, C. F. Landy, and M. D. McCulloch, “Evaluation of a reduced topology phase-converter operating a three-phase induction motor,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, Seattle, WA, 1999, pp. 466–468
- [36] C. B. Jacobina, M. B. de R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, “Induction motor drive system for low-power applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 52–61, Jan./Feb. 1999.
- [37] U. R. Kiran, B. Harish, R. K. Nema, and S. Jain, “Artificial neural network based controller for two leg three phase induction motor,” in *Conf. Rec. Int. Conf. Green Comput. Commun. Electr. Eng.*, Mar. 6–8, 2014, pp. 1–5.
- [38] D. Zhou, J. Zhao, and Y. Liu, “Predictive torque control scheme for three-phase four-switch inverter-fed induction motor drives with DC-link voltages offset suppression,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3309–3318, Jun. 2015.
- [39] Y. Matsumoto, C. Osawa, T. Mizukami, and S. Ozaki, “A stator-flux-based vector control method for parallel-connected multiple induction motors fed by a single inverter,” in *Proc. IEEE APEC’98*, 1998, pp. 575–580.
- [40] D. Yildirim and B. Caglar, “A new control technique for improving dynamic performance of mono inverter dual parallel induction motors in railway traction systems,” in *Proc. ACEM-OPTIM-ELECTROMOTION conf.*, Sep. 2–4, 2015, pp. 756–761.
- [41] B. M. Joshi and M. C. Chandorkar, “Two-motor single-inverter field-oriented induction machine drive dynamic performance,” *Sadhana*, vol. 39, no. 2, pp. 391–

407, Apr. 2014.

- [42] B. M. Joshi, D. C. Patel, M. C. Chandorkar, "Machine interactions in field oriented controlled multi-machine three phase induction motor drives," in *Proc. IEEE Int. Electric Mach. Drives Conf.*, 2011, pp. 342–347.
- [43] R. Peña-eguiluz, M. Pietrzak-david, V. Riga, and B. de Fornel, "Comparison of several speed sensorless strategies of two different dual drive induction motor control structures," in *Proc IEEE CIEP*, Mexico, 2002, pp. 41–44.
- [44] J. Wang, Y. Wang, Z. Wang, J. Yang, Y. Pei, and Q. Dong, "Comparative study of vector control schemes for parallel-connected induction motors," in *Proc. PESC*, 2005, pp.1264–1270.
- [45] P. M. Kelecy and R. D. Lorenz, "Control methodology for single inverter, parallel connected dual induction motor drives for electric vehicles," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 1994, vol. 2, pp. 987–991.
- [46] R. Gunabalan, P. Sanjeevikumar, F. Blaabjerg, O. Ojo, and V. Subbiah, "Analysis and implementation of parallel connected two-induction motor single-inverter drive by direct vector control for industrial application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6472–6475, Dec. 2015.
- [47] T. Inoue, K. Azegami, K. Matsuse, S. Ito, and Y. Nakajima, "Dynamic performance of sensorless vector controlled multiple induction motor drive connected in parallel fed by single inverter," in *Conf. Rec. Ind. Appl. Soc. Meet.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2011, pp.1–6.
- [48] K. Matsuse, H. Kawai, Y. Kouno, and J. Oikawa, "Characteristics of speed sensorless vector controlled dual induction motor drive connected in parallel fed by a single inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 1, pp. 153–161, Jan./Feb. 2004.
- [49] S. Wei, W. Ruxi, W. Yue, H. Yanhui, W. Zhaoan, and L. Jinjun, "Study of speed

- sensorless control methodology for single inverter parallel connected dual induction motors based on the dynamic model,” in *Conf. Rec. IEEE IPEMC’06*, Aug. 2006.
- [50] F. Xu, L. Shi, and Y. Li, “The weighted vector control of speed-irrelevant dual induction motors fed by the single inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5665–5672, Dec. 2013.
 - [51] H. Mohktari, A. Alizadeh, “A new multi-machine control system based on direct torque control algorithm,” in *Proc. Int. Conf. Power Electron.*, Oct. 2007, pp. 1103–1108.
 - [52] J. M. Lazi, Z. Ibrahim, M. Sulaiman, I. W. Jamaludin, and M. Y. Lada, “Performance comparison of SVPWM and hysteresis current control for dual motor drives,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Colloq.*, Apr. 2011, pp. 75–80.
 - [53] J. M. Lazi, Z. Ibrahim, M. H. N. Talib, R. Mustafa, “Dual motor drives for PMSM using average phase current technique,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Colloq.*, Apr. 2011, pp. 75–80.
 - [54] A. Del Pizzo, D. Iannuzzi, and I. Spina, “High performance control technique for unbalanced operations of single-VSI dual-PM brushless motor drives,” in *Proc. IEEE Int. Ind. Electron. Symp.*, 2010, pp. 1302–1307.
 - [55] M. S. D. Acampa, A. D. Pizzo, and D. Iannuzzi, “Optimized control technique of single inverter dual motor AC-brushless drives,” in *Conf. Rec. 43rd Int. UPEC*, Padova, Italy, 2008, pp. 1–6.
 - [56] M. S. D. Acampa, A. D. Pizzo, D. Iannuzzi, and I. spina, “Predictive control technique of single inverter dual motor AC-brushless drives,” in *Conf. Rec. Int. Conf. Elec. Mach.*, 2008.
 - [57] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, and M. Fadel, “Mono inverter multi-parallel permanent magnet synchronous motor: structure and control strategy,” *IET*

Elect. Power Appl., vol. 5, no. 3, pp. 288–294, 2011.

- [58] N. L. Nguyen, M. Fadel, and A. Llor, “Predictive torque control—a solution for mono inverter-dual parallel PMSM system,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Jun. 2011, pp. 697–702.
- [59] N. L. Nguyen, M. Fadel, and A. Llor, “A new approach to predictive torque control with dual parallel PMSM system,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Ind. Tech.*, 2013, pp. 1806–1811.
- [60] M. Fadel, N. L. Nguyen, and A. Llor, “Different solutions of predictive control for two synchronous machines in parallel,” in *Conf. Rec. IEEE Symp. SLED/PRECEDE*, Oct. 2013.
- [61] M. Fadel, N. L. Nguyen, and A. Llor, “Direct torque control—A solution for mono inverter-dual parallel PMSM system,” in *Proc. Mediterranean Conf. Control & Automation*, Jun. 2013, pp. 1477–1483.
- [62] J. Chiasson, D. Seto, F. Sun, A. Stankovic, and S. Bortoff, “Independent control of two PM motors using a single inverter: application to elevator doors,” in *Proc. Amer. Control Conf.*, Anchorage, AK, May 2002, pp. 3093–3098.
- [63] E. Fedezma, B. McGrath, A. Muñoz, and T. A. Lipo, “Dual AC-drive system with a reduced switch count,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1325–1333, Sep./Oct. 2001.
- [64] S. Ito, T. Moroi, Y. Kubo, K. Matuse, and K. Rajashekara, “Independent control of two permanent-magnet synchronous motors fed by a four-leg inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 753–760, Jan./Feb. 2015.
- [65] Y. Mei, Z. Yi, and Z. Li, “A model predictive control strategy for dual induction motor drive system fed by five-leg inverter,” in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst.*, Oct. 2014, pp. 2959–2963.

- [66] Y. Mei, Z. Yi, and L. Wang, “A modulation method based on finite state machine of five-leg inverter for dual motor drives,” in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst.*, Oct. 2014, pp. 909–913.
- [67] Y. Mei, Z. Yi, and Z. Li, “A two-step model predictive control strategy for dual induction motor drive system fed by five-leg inverter” in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst.*, Oct. 2015, pp. 137–142.
- [68] N. M. Yaakop, Z. Ibrahim, M. Sulaiman, and M. H. N. Talib, “Speed performance of SVPWM direct torque control for five leg inverter served dual three-phase induction motor,” in *Proc. IEEE Int. Power Eng. Optimization Conf.*, Jun. 2012, pp. 323–328.
- [69] D. Dujic, M. Jones, S. N. Vukosavic, and E. Levi, “A general PWM method for $(2n+1)$ -leg inverter supplying n three-phase machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4107–4118, Oct. 2009.
- [70] L. Tang and G.-J. Su, “High-performance control of two three-phase permanent-magnet synchronous machines in an integrated drive for automotive applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 3047–3055, Nov. 2008.
- [71] G.-J. Su and J. S. Hsu, “A five-leg inverter for driving a traction motor and a compressor motor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 687–692, May 2006.
- [72] M. Shibata and N. Hoshi, “Novel inverter topology for two-wheel drive electric vehicles with two permanent magnet synchronous motors,” in *Conf. Rec. European Power Electron. Appl. Conf.*, Aalborg, Denmark, 2007.
- [73] N. Hoshi and N. Asahi, “Control strategies for a novel inverter which can independently control two permanent magnet synchronous motors,” in *Conf. Rec. European Power Electron. Appl. Conf.*, Barcelona, Spain, 2009.
- [74] J. Haruna, S. Ikegami, and N. Hoshi, “A dead-time compensation method no a PWM

- control scheme for a 6 switches two PMSMs drive inverter,” in *Proc. Int. Future Energy Electron. Conf.*, Tainan, Taiwan, 2013, pp. 143–148.
- [75] S. Ikegami, N. Hoshi, and J. Haruna, “Experimental verification of dead-time compensation scheme for pulse width modulation scheme on six-switch two three-phase output inverter,” in *Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, Hangzhou, China, 2014, pp. 1420–1424.
- [76] D. Dujic, G. Grandi, M. Jones, and E. Levi, “A space vector PWM scheme for multifrequency output voltage generation with multiphase voltage-source inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1943–1955, May 2008.
- [77] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, A. Iqbal and H. A. Toliyat, “Modeling, control, and experimental investigation of a five-phase series-connected two-motor drive with single inverter supply,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1504–1516, Jun. 2007.
- [78] M. J. Durán, E. Levi, and M. Jones, “Independent vector control of asymmetrical nine-phase machines by means of series connection,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Elect. Mach.*, San Antonio, TX, 2005, pp. 167–173.
- [79] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat, “A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 320–335, Mar. 2004.
- [80] Y. Kim and J.-I. Ha, “Novel topology and control of single inverter system for two permanent magnet synchronous machines,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Fort Worth, TX, 2014, pp. 833–837.
- [81] E. C. dos Santos Jr., E. M. Fernandes, C. B. Jacobina, and A. C. Oliveira, “Permanent-magnet synchronous machine and induction machine independently

- controlled by standard three-leg inverter,” in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Rhodes, Greek, 2008, pp. 3081–3086.
- [82] E. C. dos Santos Jr., C. B. Jacobina, H. A. Toliyat, and E. R. C. da Silva, “Monolithic systems using standard three-leg inverter supplying independently two motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1660–1669, Sep./Oct. 2009.
- [83] T. Nagano and J.-I. Itoh, “Design of multi-parallel drive technique for system with numbers of permanent magnet synchronous motors,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Kitakyushu, Japan, 2013, pp. 193–198.
- [84] T. Nagano, G. T. Chiang, J.-I. Itoh, and K. Kato, “Verification of parallel connected multiple motor drive system with numbers of permanent magnet synchronous motors,” in *Conf. Rec. European Power Electron. Appl. Conf.*, Lille, France, 2013.
- [85] J.-I Itoh, T. Nagano, K. Tanaka, K. Orikawa, and N. Yamada, “Development of flywheel energy storage system with multiple parallel drives,” in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Pittsburgh, PA, 2014, pp. 4568–4575.
- [86] T. Nagano and J.-I. Itoh, “Parallel connected multiple drive system using small auxiliary inverter for numbers of PMSM,” in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, Hiroshima, Japan, 2014, pp. 1253–1260.
- [87] A. Oteafy and J. Chiasson, “A study of the Lyapunov stability of an open-loop induction machine,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 18, no. 6, pp. 1469–1476, Nov. 2010.
- [88] C. M. Verrelli, “Global exponential convergence properties for the open-loop induction motor,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 20, no. 6, pp. 1647–1650, Nov. 2012.
- [89] P. D. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thøgersen, “A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans.*

Ind. Appl., vol. 39, no. 3, pp. 783–791, May/Jun. 2003.

- [90] P. D. C. Perera, “Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives,” Ph. D dissertation, Aalborg University, 2002.
- [91] R. S. Colby, “Efficient high speed permanent magnet synchronous motor drives,” Ph. D dissertation, University of Wisconsin-Madison, 1987.
- [92] P. Kundur, Power System Stability and Control, New York, NY, USA, McGraw-Hill Inc., 1994.
- [93] Dimitri P. Bertsekas, Constrained Optimization and Lagrange Multiplier Methods, Cambridge, MA, USA: Academic press, 2014
- [94] S.-K. Sul, Control of Electric Machine Drive Systems, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2011.
- [95] R. L. Burden and J. D. Faires, Numerical Analysis, Boston, MA, USA: Cengage Learning Inc., 2011.
- [96] 정대웅, 옵셋 전압에 의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석,” 박사 학위 논문, 서울대학교, 2000.
- [97] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, “A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm,” *IEEE Trans Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1059–1071, Sep./Oct. 1998.
- [98] C. Winterhalter, R. Kerkman, D. Schlegel, and D. Leggate, “The effect of circuit parasitic impedance on the performance of IGBTs in voltage source inverters,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Anaheim, CA, 2001, pp. 995–1001.

부 록

A.1 IGBT 6 스위치 팩, 지능형 전력 모듈의 가격

스위칭 소자의 가격은 수요와 공급에 따라 시시각각 변하며 공급자 별로, 수량 별로 가격이 달라지기 때문에 직접적인 가격의 비교는 무의미하다고 할 수 있다. 하지만 특성에 따라 가격의 추이를 살펴보는 것은 의미가 있다. 표 A.1은 2016년 6월 첫째주에 홍콩의 부품 사이트인 mouser(<http://www.mouser.com>)를 통해 얻은 단일 소자의 가격을 나타낸다.

표 A.1 IGBT 인버터 가격

제조사	제품군	제품명	정격 전압 및 전류	가격
IXYS	6 스위치 모듈	MUBW10-06A6K	600V/10A	39,288.9 원
		MUBW15-06A6K	600V/15A	41,932.9 원
		MUBW20-06A6K	600V/20A	44,786.9 원
		MUBW25-06A6K	600V/25A	46,528.9 원
		MUBW35-06A6K	600V/35A	57,277.8 원
	6 스위치 모듈	MUBW10-12A7	1,200V/10A	62,553.4 원
		MUBW15-12A7	1,200V/15A	67,211.2 원
		MUBW25-12A7	1,200V/25A	79,603.3 원
		MUBW35-12A7	1,200V/35A	83,161.5 원
Infineon	지능형 전력 모듈	IGCM06F60GA	600V/6A	12231.5 원
		IGCM10F60GA	600V/10A	12775.1 원
		IGCM15F60GA	600V/15A	14158.8 원
		IGCM20F60GA	600V/20A	14640.7 원

Infineon	6 스위치 모듈	FP25R12KT4	1,200V/25A	73,240.4 원
		FP35R12KT4	1,200V/35A	93,020.8 원
		FP100R12KT4	1,200V/100A	186,276.3 원
Fairchild	지능형 전력 모듈	FNA40560	600V/5A	15295.5 원
		FNA40860	600V/8A	15554.9 원
		FNA41060	600V/10A	16073.9 원
		FNA41560	600V/15A	16852.2 원
	지능형 전력 모듈	FNA21012A	1,200V/10A	63751.8 원
		FNA22512A	1,200V/35A	77453.5 원
		FNA23512A	1,200V/35A	90735.1 원

A.2 모의 실험 및 실험에 사용된 전동기 제정수

표 A.2 매입형 영구자석 동기전동기 제정수

항목	표시	값
극 수	n_p	6
정격 전류	i_{rated}	15A
정격 속도	ω_{rpm}	4,000 r/min
정격 토크	$T_{e, rated}$	4 N·m
영구자석 쇄교자속	λ_f	0.078 Vs
상저항	R_s	0.55 Ω
d 축 인덕턴스	L_d	4.27 mH
q 축 인덕턴스	L_q	6.55 mH

표 A.3 표면부착형 영구자석 동기전동기 제정수

항목	표시	값
극 수	n_p	8
정격 전류	i_{rated}	5A
정격 속도	ω_{rpm}	1,200 r/min
정격 토크	$T_{e, rated}$	5 N·m
영구자석 쇄교자속	λ_f	0.2 Vs
상저항	R_s	3.25 Ω
상인덕턴스	L_s	28 mH

표 A.4 자기저항 동기전동기 제정수

항목	표시	값
극 수	n_p	4
정격 전류	i_{rated}	5A
정격 속도	ω_{rpm}	1,800 r/min
정격 토크	$T_{e, rated}$	3 N·m
상저항	R_s	3.85 Ω
d 축 인덕턴스	L_d	140 mH
q 축 인덕턴스	L_q	43.77 mH

A.3 상이한 제정수를 가지는 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전

A.3.1 상이한 제정수를 가지는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전

두 전동기의 제정수가 서로 다른 경우, 마스터 전동기의 제정수를 $\lambda_{f1}, L_{s1}, R_{s1}$, 슬레이브 전동기의 제정수를 $\lambda_{f2}, L_{s2}, R_{s2}$ 로 정의할 수 있다. 이와 같이 전동기의 제정수가 다른 경우에도 인버터의 출력 전압이 두 전동기에 동일하게 인가된다 는 (3.55)의 특성은 유지된다. 각 전동기의 제정수를 토대로 (3.55)를 다시 표현 하면 다음과 같다.

$$g(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}) = Z_{s1}(i_{d1}^2 + i_{q1}^2) - Z_{s2}(i_{q2}^2 + i_{d2}^2) + \omega_r^2(\lambda_{f1}^2 - \lambda_{f2}^2) + 2\omega_r\lambda_{f1}[\omega_r L_{s1}i_{d1} + R_{s1}i_{q1}] - 2\omega_r\lambda_{f2}[\omega_r L_{s2}i_{d2} + R_{s2}i_{q2}] = 0. \quad (\text{A.1})$$

여기서 $Z_s = R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2$ 이다.

이를 바탕으로 라그랑주 함수를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$f(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = i_{d1}^2 + i_{q1}^2 + i_{d2}^2 + i_{q2}^2 + \lambda_1 g(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}) + \lambda_2(T_{e1} - K_t \lambda_{f1} i_{q1}) + \lambda_3(T_{e2} - K_t \lambda_{f2} i_{q2}) = 0. \quad (\text{A.2})$$

전류를 최소화하는 운전점을 찾기 위해 (A.2)를 편미분하고, 식을 정리하면 (3.70)의 관계식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{\omega_r^2 \lambda_{f1} L_{s1}}{i_{d1}} + \frac{\omega_r^2 \lambda_{f2} L_{s2}}{i_{d2}} = -(Z_{s1} + Z_{s2}) \quad (\text{A.3})$$

이를 마스터 전동기의 d 축 전류를 대상으로 다시 정리하면 (A.4)와 같다.

$$i_{d1,MTPA,SPMSM} = -\frac{\omega_r^2 \lambda_{f1} L_{s1} i_{d2}}{\omega_r^2 \lambda_{f2} L_{s2} + (Z_{s1} + Z_{s2}) i_{d2}} \quad (\text{A.4})$$

A.3.2 상이한 제정수를 가지는 자기저항 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전

두 전동기의 제정수가 서로 다른 경우, 마스터 전동기의 제정수를 L_{dl}, L_{q1}, R_{s1} , 슬레이브 전동기의 제정수를 L_{d2}, L_{q2}, R_{s2} 로 정의할 수 있다. 여기서도 마찬가지로 인버터의 출력 전압이 두 전동기에 동일하게 인가된다는 (3.55)의 특성은 유지된다. 각 전동기의 제정수를 토대로 (3.55)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} g(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}) &= Z_{d1} i_{d1}^2 + Z_{q1} i_{q1}^2 - Z_{d2} i_{d2}^2 - Z_{q2} i_{q2}^2 \\ &\quad + 2\omega_r (R_{s1} \Delta L_1 i_{d1} i_{q1} - R_{s2} \Delta L_2 i_{d2} i_{q2}) = 0. \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

이를 바탕으로 라그랑주 함수를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) &= i_{d1}^2 + i_{q1}^2 + i_{d2}^2 + i_{q2}^2 \\ &\quad + \lambda_1 g(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}) + \lambda_2 (T_{e1} - K_t K_{c1} i_{q1}) + \lambda_3 (T_{e2} - K_t K_{c2} i_{q2}) = 0. \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

전류를 최소화하는 운전점을 찾기 위해 (A.6)을 편미분하고, 식을 정리하면 (3.72)의 관계식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{i_{d1}^2 - i_{q1}^2}{Z_{q1} i_{q1}^2 - Z_{d1} i_{d1}^2} = -\frac{i_{d2}^2 - i_{q2}^2}{Z_{q2} i_{q2}^2 - Z_{d2} i_{d2}^2} \quad (\text{A.7})$$

이를 마스터 전동기의 d 축 전류를 대상으로 다시 정리하면 (A.8)과 같다.

$$i_{d1,MTPA,SynRM} = i_{q1} \sqrt{\frac{Z_{d2} i_{d2}^2 - Z_{q2} i_{q2}^2 + Z_{q1} (i_{d2}^2 - i_{q2}^2)}{Z_{d2} i_{d2}^2 - Z_{q2} i_{q2}^2 + Z_{d1} (i_{d2}^2 - i_{q2}^2)}} \quad (\text{A.8})$$

ABSTRACT

This dissertation proposes the control method for mono inverter dual parallel (MIDP) synchronous motor (SM) drive system. The MIDP motor drive system is widely used in fan, belt conveyor, and traction with induction machines thanks to the high stability comes from the slip. Meanwhile, despite the high efficiency, power density, and high overload capability, the SMs are not generally driven in parallel because of the natural instability. This dissertation analyzes the characteristics and instability of the parallel SM drive system and presents the stabilizing method for MIDP SM drive system by using the active damping method. The generalized active damping relations between the motors are calculated through the small signal analysis. The active damping control method for MIDP SM drive system is also proposed based on the analysis on the active damping relation. This dissertation also proposed the maximum torque per ampere (MTPA) operation for the MIDP SM drive system. The controller for MTPA operation using iterative convergence manner is also proposed. In addition, this dissertation considers the control methods for general SMs including not only non-salient surface mounted permanent-magnet (PM) SM but also the salient machines such as interior PMSM and synchronous reluctance motor, while the previous researches only treat the surface mounted PMSMs thanks to its simplicity. The power transferring operation is also investigated as a novel application of the parallel machine drive system. The effect of parameter variations of the motors on proposed MTPA and active damping control methods are also analyzed for practical applications.

The simulations and experiments are accomplished to verify the validity

and performance of the proposed control methods.

Key Words: Active damping, Parallel motor drives, Maximum torque per ampere (MTPA)

Student Number: 2013–30248